

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**

---

Факультет технической кибернетики

Кафедра компьютерных систем и программных технологий

**Н.Н. Балтруков, Ю.Д. Кочетков**

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА**

**Учебное пособие**

**Санкт-Петербург  
2011**

**УДК 621.382: 681.335**

Н.Н.Балтруков, Ю.Д.Кочетков. **Электротехника и электроника**: Учеб. Пособие. СПб.: Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, 2011. - 79 с.

Учебное пособие предназначено для бакалавров, обучающихся по направлениям “Автоматизация и управление” и “Информатика и вычислительная техника”, выполняющих учебно-исследовательские лабораторные работы по курсам «Теоретические основы электротехники» и «Электротехника и электроника». Пособие содержит методические указания для проведения “натурных” экспериментов, закрепляющие базовые положения курсов. Кроме того, описание каждой из работ содержит краткую информацию об основных теоретических положениях. Работы рассчитаны на индивидуальное выполнение в течение четырех часов и построены так, чтобы дать студентам практические навыки расчета, настройки электронных схем, и самостоятельного решения вопросов анализа результатов эксперимента. Пособие так же полезно для выполнения выпускных бакалаврских работ связанных с аппаратной реализацией электронных систем.

Печатается по решению кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

© Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, 2011 г.

# 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПАССИВНЫХ RC-ЦЕПЕЙ

Целью данной работы является исследование частотных свойств простейших пассивных RC-цепей и знакомство с правилами построения частотных характеристик.

## 1.1. Общие положения

Любое электронное устройство, служащее для передачи электрических сигналов (усилитель, фильтр и т.д.), в схему которого включены реактивные элементы (конденсаторы, индуктивности), имеет коэффициент передачи, выраженный в комплексной форме. В данной работе нас интересует коэффициент передачи по напряжению

$$K = \dot{u}_2 / \dot{u}_1 = (U_{2m} / U_{1m}) e^{j(\varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega))} = K_u(\omega) e^{j\varphi(\omega)}.$$

Здесь  $U_{1m}$  и  $U_{2m}$  амплитуды синусоидального сигнала на входе и выходе схемы,  $\varphi$  – сдвиг фазы,  $\omega$  - частота. Частотной характеристикой называется зависимость модуля коэффициента передачи  $|K_u(j\omega)|$  от частоты.

На рис.1.1 приведены RC-цепи исследуемые в данной работе. Несмотря на свою простоту, эти цепи находят весьма широкое применение в самых различных электронных устройствах.

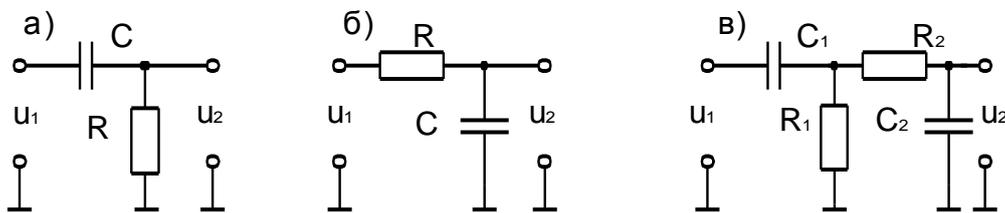


Рис. 1.1

Цепь изображенная на рис. 1.1,а, носит название дифференцирующая RC-цепь. В ней между входом и выходом включен конденсатор и связь по постоянному току отсутствует. Коэффициент передачи для этой цепи в комплексной форме имеет вид:

$$K_u(j\omega) = \frac{\dot{u}_2}{\dot{u}_1} = \frac{(\omega RC)^2}{1 + (\omega RC)^2} + j \frac{\omega RC}{1 + (\omega RC)^2}.$$

Модуль этого выражения, т.е. амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) будет:  $|K_u(j\omega)| = \omega RC / (\sqrt{1 + (\omega RC)^2})$ .

Если коэффициент передачи выразить в децибелах (т.е.  $K_u[\text{дБ}] = 20 \lg(u_2/u_1)$ ), то выражение для АЧХ примет вид

$$L_u(\omega) = 20 \lg \omega RC - 10 \lg(1 + (\omega RC)^2), \quad (1.1)$$

являющийся основой для построения логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) рис. 1.2,а. В этих выражениях произведение  $RC$  часто обозначается, как  $\tau$  и носит название постоянная времени RC-цепи.

Цепь, изображенная на рис. 1.1,б, называется интегрирующая RC-цепь. Коэффициент передачи для этой цепи выглядит как

$$K_u(j\omega) = \frac{\dot{u}_2}{\dot{u}_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Амплитудно-частотная характеристика может быть построена, используя модуль этого выражения  $|K_u(j\omega)| = 1 / (\sqrt{1 + (\omega RC)^2})$ , и в логарифмическом виде (ЛАЧХ рис. 1.2,б) описывается выражением:

$$L_u(\omega) = -10 \lg(1 + (\omega RC)^2). \quad (1.2)$$

Соединяя последовательно дифференцирующую и интегрирующую цепи, получим схему, изображенную на рис. 1.1,в. Если  $C_1=C_2=C$  и  $R_1=R_2=R$ , то выражение для коэффициента передачи имеет вид:

$$K_u(j\omega) = \frac{\dot{u}_2}{\dot{u}_1} = \frac{j\omega RC}{1 - (\omega RC)^2 + j\omega 3RC}$$

Модуль этого выражения равен  $|K_u(j\omega)| = \omega RC / (\sqrt{1 + 7(\omega RC)^2 + (\omega RC)^4})$ , а ЛАЧХ (рис. 1.2,в) рассчитывается по выражению.

$$L_u(\omega) = 20 \lg \omega RC - 10 \lg(1 + 7(\omega RC)^2 + (\omega RC)^4). \quad (1.3)$$

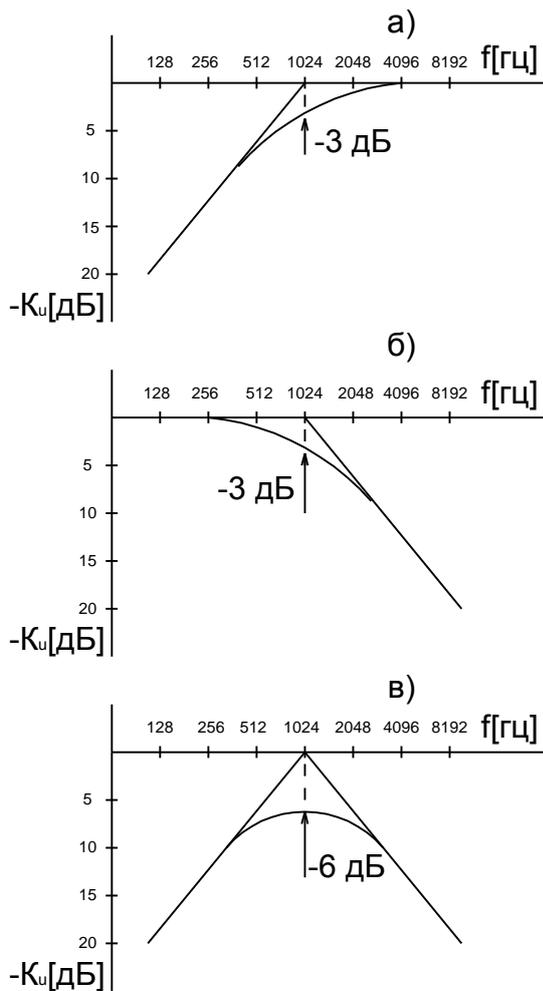


Рис.1.2

Амплитудно-частотные характеристики как правило строятся в логарифмическом масштабе (ЛАЧХ). На графике ЛАЧХ по оси абсцисс откладывается частота, однако, поскольку нельзя взять логарифм от величины имеющей размерность (Герцы), то берут логарифм от величины  $\omega$  или  $f$  (т.к.  $\omega = 2\pi f$ ) взятых по отношению к частоте в 1 Гц, избавляясь, таким образом от размерности. Тогда и масштаб по оси частот будет исчисляться в Герцах. При этом начало координат соответствует частоте 1 Гц, а частоты меньше 1 Гц будут откладываться на левой полуоси абсцисс. Откладывая частоту в логарифмическом масштабе, используют или десятичный логарифм или логарифм по основанию два. Деления по оси абсцисс наносятся через равные интервалы. В первом случае частота на каждом интервале увеличивается в десять раз, а во втором значения частоты удваиваются на каждом интервале.

Коэффициент усиления откладывается по оси ординат, и может быть выражен или в децибелах (что предпочтительнее) или в его прямом значении (в этом случае имеем характеристику выполненную в полулогарифмическом масштабе).

На оси частот интервал соответствующий десятикратному увеличению частоты носит название «декада». Интервал, соответствующий удвоению частоты - «октава».

ЛАЧХ звеньев первого порядка удобно аппроксимировать двумя прямыми – одна идет параллельно оси абсцисс или совпадает с ней, а вторая имеет наклон 20 дБ/дек (6дБ/окт). Это существенно упрощает их построение. Частота, на которой происходит пересечение аппроксимирующих прямых, называется частотой перегиба (частотой сопряжения). В этих точках имеется наибольшее расхождение между ЛАЧХ, построенной непосредственно по формулам, и аппроксимирующей ЛАЧХ. Максимальная ошибка в точке перегиба для двух первых исследуемых RC-цепей составляет 3 дБ (рис.1.2) и быстро убывает по мере удаления от точки перегиба.

Рассматриваемые в работе RC-цепи имеют максимальный коэффициент передачи  $K_u=0$  дБ (т.е.  $u_2/u_1=1$ ), в этом случае характеристика совпадает с осью абсцисс. Переход к наклонному участку происходит в точке с частотой перегиба  $\omega_0 = 1/RC$ .

## 1.2. Расчет параметров RC-цепей

1. Задаваясь величиной  $R$  ( $10 \div 30$ ) кОм, подбираем величину  $C$ , так чтобы частота перегиба была в пределах ( $1 \div 5$ ) кГц.

2. Используя рассчитанные значения  $R$  и  $C$  строят теоретические ЛАЧХ. Для этого используются выражения (1.1)-(1.3). С учетом того, что  $\omega = 2\pi f$  они принимают вид:

$$\text{для дифференцирующей цепи } K_u(f) = \frac{2\pi fRC}{\sqrt{1+4\pi^2 f^2 R^2 C^2}};$$

$$\text{для интегрирующей цепи } K_u(f) = \frac{1}{\sqrt{1+4\pi^2 f^2 R^2 C^2}};$$

для последовательного соединения дифференцирующей и интегрирующей цепей

$$K_u(f) = \frac{2\pi fRC}{\sqrt{1+28\pi^2 f^2 R^2 C^2 + 16\pi^4 f^4 R^4 C^4}}.$$

## 1.3. Методика настройки схем и снятия характеристик

Поскольку исследуемые схемы предельно просты, то настройка состоит лишь в проверке правильности сборки и отсутствия обрывов в проводниках. Необходимо предусмотреть контрольную точку для измерения выходного сигнала.

Экспериментальные частотные характеристики снимают, поддерживая постоянной величину входного сигнала, который подается с выхода генератора синусоидальных колебаний. Входной сигнал выбирается в пределах ( $1 \div 5$ ) В. Частоту входного сигнала изменяют через октаву, начиная с 16 Гц т.е. 16, 32, 64, ..., 512, 1024... и т.д. до конца частотного диапазона генератора.

Необходимо измерить коэффициент передачи  $K_u(f)$  на частоте  $\omega_0 = 1/RC$ , т.е.  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ , даже если эта частота не попадает точно на шкалу. Найти точку перегиба, как частоту, где ( $K_u=0$  дБ)-  $K_{u\text{эксп}} = 3$  дБ.

#### 1.4. Программа работы

1. Рассчитать величины  $\omega_0$ ,  $R$ ,  $C$  и построить теоретические ЛАЧХ. Подготовить бланк отчета с чертежами схем, расчетом параметров и теоретическими ЛАЧХ.

2. Снять частотные характеристики всех трех  $RC$ -цепей. Данные измерений внести в таблицу.

3. По данным измерений, на тех же графиках, где были построены теоретические ЛАЧХ, построить графики экспериментальных ЛАЧХ.

Из точки перегиба провести линию аппроксимирующую ЛАЧХ, т.е. с наклоном 6 дБ/окт, и проверить насколько полученная аппроксимация отличается от теоретической и экспериментальной характеристик.

4. В выводах по работе сравнить теоретические и экспериментальные данные.

## 2. ИССЛЕДОВАНИЕ РЕАКЦИИ ПАСИВНЫХ RC-ЦЕПЕЙ НА ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ СИГНАЛ

Целью данной работы является исследование процессов, происходящих в дифференцирующей и интегрирующей RC-цепях при подаче на их вход однополярного прямоугольного импульса.

### 2.1. Общие положения

Дифференцирующая (рис. 2.1) и интегрирующая (рис. 2.2) RC-цепи относятся к цепям переходный процесс в которых, описывается дифференциальным уравнением первого порядка:

$$\tau(dx/dt)+x(t)=z(t),$$

где  $x(t)$  - искомая функция времени (напряжение, ток);  $\tau$  - постоянная времени цепи;  $z(t)$  - напряжение (ток) внешнего источника или известная функция этого напряжения (тока). Такие цепи называются цепями первого порядка.

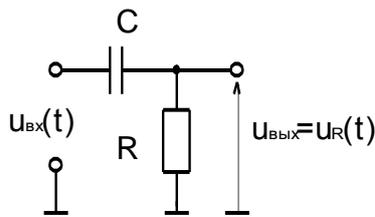


Рис.2.1

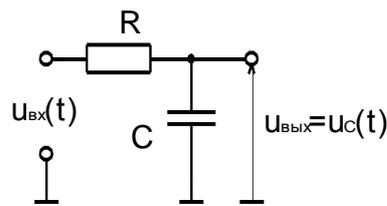


Рис.2.2

Для рассматриваемых RC-цепей уравнение переходного процесса будет иметь вид:  $\tau(du_C/dt)+u_C(t)=u_{вх}$ , где  $\tau=RC$  – постоянная времени цепи;  $u_C$  - напряжение на конденсаторе;  $u_{вх}$  - амплитуда входного импульса. Решение этого уравнения имеет вид

$$u_C(t)=[u_C(0)-u_C(\infty)]e^{-t/\tau}+u_C(\infty). \quad (2.1)$$

Здесь  $u_C(0)$  - напряжение в момент  $t=0$ ;  $u_C(\infty)$  - напряжение, к которому стремится  $u_C$  при  $t=\infty$ .

Ток заряда конденсатора  $i_C=C(du_C/dt)$  протекает через резистор  $R$ , создавая на нем падение напряжения

$$u_R(t)=i_C R=[u_C(\infty)-u_C(0)]e^{-t/\tau}. \quad (2.2)$$

Для дифференцирующей цепи выходным напряжением является  $u_R(t)$ , для интегрирующей  $u_C(t)$ .

Импульс, подаваемый на вход RC-цепи считается идеальным, т.е.  $u_{вх}=\{(0 \text{ при } t < 0); (u_{имп} \text{ при } 0 \leq t \leq t_n); (0 \text{ при } t > t_n)\}$ , где  $u_{имп}$  - значение амплитуды входного импульса.

В уравнениях (2.1) и (2.2) напряжения  $u_C(0)$  и  $u_C(\infty)$  будут иметь различные значения в зависимости от того, рассматриваем ли мы переходный

процесс, возникающий с началом входного импульса, т.е. при  $t=0$  или возникающий по его окончании, т.е. при  $t>t_i$ , а также в зависимости от того, был ли заряжен конденсатор к моменту прихода следующего импульса. Поскольку на вход  $RC$ -цепи подается не одиночный импульс, а их последовательность, то в тех случаях, когда переходный процесс по окончании импульса не успевает закончиться за время паузы, на конденсаторе появляется остаточное напряжение, которое изменяет начальные условия. Это надо учитывать при постоянной времени цепи сравнимой с временем паузы между импульсами, особенно для интегрирующей цепи.

## 2.2. Расчет параметров $RC$ -цепей и переходных процессов

В данной работе требуется исследовать  $RC$ -цепи при неизменной длительности входного импульса  $t_i$  и при различных постоянных времени  $\tau=RC$ .

1. Одну и ту же постоянную времени  $\tau$  можно получить при различных значениях  $R$  и  $C$ . Величина  $R$  выбирается из тех соображений, чтобы  $RC$ -цепь не слишком нагружала источник входного сигнала, т.е. чтобы  $R$  было много больше выходного сопротивления генератора импульсов  $R \gg R_r$ . С другой стороны необходимо, чтобы подключение измерительных приборов (осциллографа) не приводило к искажению действительной картины процессов. То есть надо чтобы входное сопротивление осциллографа  $R_{вх}$  было много больше  $R$ , а входная емкость осциллографа  $C_{вх}$  много меньше  $C$  цепи.

Таким образом, целесообразно выбирать  $R$  в диапазоне  $(5 \div 25)$  кОм. Задавая  $R$ , рассчитаем  $C$ , выбирая после расчета номиналы ближайšie к тем, которые имеются на макете.

2. Получив значения  $R$  и  $C$ , строят теоретически диаграммы переходных процессов, т.е. форму сигнала получаемого на выходе  $RC$ -цепи.

Для дифференцирующей цепи диаграмму (рис. 2.3,б) строят, используя выражение (2.2). Как видно из рис.2.3,б, существует два этапа переходного процесса: этап заряда конденсатора, начинающийся в момент подачи импульса и этап разряда. Для завершения переходного процесса необходимо чтобы  $t_i \gg \tau$ . В этом случае этап заряда заканчивается до момента окончания импульса. В противном случае процесс заряда конденсатора не успевает закончиться за время  $t_i$  и ток через сопротивление  $R$  прерывается в момент окончания импульса.

Во время второго этапа ток в резисторе изменяет направление, и на экране мы видим выброс напряжения обратной полярности.

При расчете первого этапа  $u_C(0)=0$ ,  $u_C(\infty)=u_{имп}$ .

При расчете второго этапа, если процесс заряда конденсатора перед этим завершился то, определим  $u_C(0)=u_{имп}$ , а  $u_C(\infty)=0$ . Если процесс заряда не закончился за время  $t_i$ , то, определив по диаграмме первого этапа величину  $u_R$  в момент окончания импульса, в качестве  $u_C(0)$  надо взять  $u_C(0)=u_{имп} - u_R(t)$ ,  $u_C(\infty)=0$ .

3. Для интегрирующей цепи диаграмма (рис.2.3,в) строится с использованием выражения (2.1).

Здесь процесс так же разделяется на два этапа, однако перемены полярности  $u_{вых}$  не происходит. Для первого этапа в интегрирующей цепи

$u_C(0)=0; u_C(\infty)=u_{\text{имп}}$ . Для второго этапа: если  $\tau < 0,33t_{\text{и}}$ , то  $u_C(0)=u_{\text{имп}}$ ,  $u_C(\infty)=0$ ; если  $\tau > 0,33t_{\text{и}}$ , то  $u_C(0)=u_C(t_{\text{и}})$ , где  $u_C(t_{\text{и}})$  - напряжение, до которого зарядился конденсатор за время  $t_{\text{и}}$ .

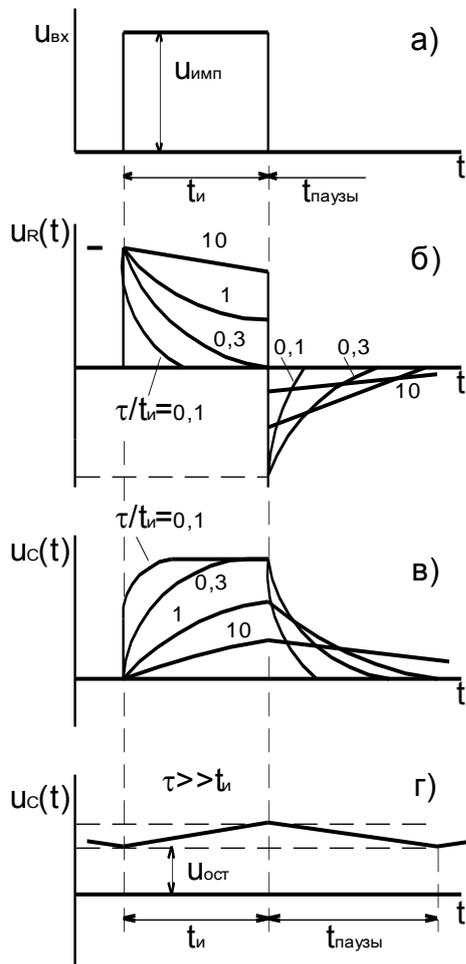


Рис.2.3

Если за время паузы между импульсами конденсатор не успевает разрядиться до нуля, то к началу очередного импульса на конденсаторе остается некоторое напряжение  $u_{\text{ост}}$  (рис. 2.3,г). В этом случае первый этап рассчитывается исходя из  $u_C(0)=u_{\text{ост}}$ , которое определяется как  $u_C(t_{\text{и}})$ . Поскольку в начале расчета  $u_{\text{ост}}$  неизвестно, то сперва производится расчет при условии, что в начале первого этапа  $u_{\text{ост}}=0$ . После этого находят  $u_{\text{ост}}$  и снова рассчитывают процесс, взяв уже  $u_C(0)=u_{\text{ост}}$ . Расчет продолжают до тех пор, пока не наступит установившийся процесс, т.е. результаты расчета на предыдущем и последующем этапе будут совпадать.

### 2.3 . Методика настройки схем и снятия диаграмм переходных процессов

Исследуемые схемы уже рассматривались в предыдущей работе, поэтому никаких особенностей сборки в данной работе нет.

Для того чтобы получить качественное изображение процессов на экране осциллографа, необходимо использовать ждущий режим работы осциллографа с внешней синхронизацией.

Паузу между импульсами устанавливают так, чтобы переходные процессы успевали полностью закончиться, за исключением последнего эксперимента с интегрирующей цепью, когда специально создается режим, при котором конденсатор не успевает разрядиться полностью т.е.  $t_{\text{п}} < 3\tau$ .

На экране осциллографа должно быть получено изображение одиночного импульса и соответствующих ему переходных процессов. Не

следует получать изображение последовательности из двух и более импульсов, так как при этом становится невозможным четко разглядеть детали импульса.

Для каждого значения  $\tau$  выполняется отдельный рисунок.

#### **2.4. Программа работы**

1. По заданным значениям  $\tau$  и  $t_i$  рассчитать величины  $R$ ,  $C$  и построить теоретические диаграммы. Подготовить бланк отчета с чертежами схем и теоретическими диаграммами.

2. Получить экспериментальные диаграммы входного и выходных импульсов для дифференцирующей и интегрирующей цепей при различных значениях  $\tau$ .

3. На полученные теоретическим путем диаграммы нанести данные эксперимента.

4. Сравнить теоретические и экспериментальные данные. Результаты сравнения отразить в выводах по работе.

### 3. СИЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ

Целью работы является расчет и экспериментальное исследование различных схем выпрямителей на полупроводниковых диодах и сглаживающих фильтров.

#### 3.1 Общие положения

Вентильные преобразователи переменного тока в постоянный называют выпрямителями. Они входят составной частью в источники питания постоянным током электронных управляющих, измерительных и вычислительных устройств. Первичную энергию выпрямители получают обычно от однофазной сети переменного тока, а сами источники питания в настоящее время строятся, как по традиционной схеме с выпрямителем, подключенным к сети через трансформатор, так и по схеме с бестрансформаторным входом.

Для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения используются различные фильтры, а затем полученное напряжение подается либо через стабилизатор напряжения на нагрузку, либо непосредственно на нагрузку (рис.3.1).

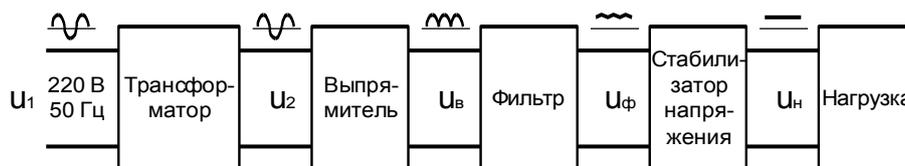


Рис.3.1

Выпрямители применяют не только в силовых установках, но и в измерительных и управляющих цепях систем автоматики, например при детектировании сигналов.

Ниже рассматриваются схемы силовых выпрямителей с мощностью, отдаваемой в нагрузку, от единиц ватт, до нескольких десятков-сотен ватт (рис.3.2).

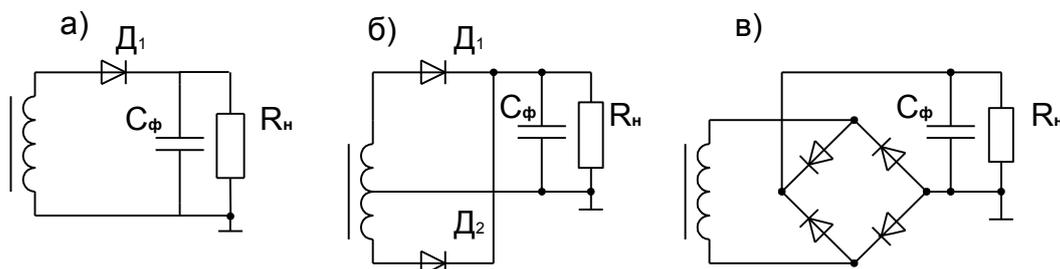


Рис.3.2

Простейшее преобразование переменного напряжения в напряжение одной полярности состоит в отсечке пути протекания тока через нагрузку в отрицательный (положительный) полупериод вторичного напряжения с выхода трансформатора с помощью диода (рис.3.2,а). Недостатком такого выпрямителя является отсутствие напряжения на его выходе в течении полупериода напряжения сети (рис.3.3,б, сплошная линия).

Для использования обоих полупериодов питающего напряжения (рис.3.3,в, сплошная линия). применяют схемы двухполупериодных выпрямителей, представленные на рис.3.2,б,в. Однако, в обоих случаях с выхода выпрямителя получают не постоянное, а пульсирующее напряжение. Уменьшение величины пульсации достигается путем подключения к выходу выпрямителя сглаживающего фильтра в качестве, которого обычно применяют конденсатор  $C_{\phi}$ .

Рассмотрим работу выпрямителей при включении конденсатора фильтра (рис.3.3, пунктирные линии). В однополупериодном выпрямителе (рис.3.2,а) в положительный полупериод, когда напряжение  $u_2$  достигает величины напряжения на конденсаторе, открывается диод и происходит заряд конденсатора до практически амплитудного значения напряжения  $u_2$ . Когда напряжение  $u_2$  начинает уменьшаться закрывается диод, а конденсатор  $C_{\phi}$  начинает разряжаться через  $R_{\text{н}}$  с постоянной времени  $\tau_{\phi}=C_{\phi}R_{\text{н}}$ . В течении отрицательного полупериода напряжения  $u_2$  диод заперт отрицательным напряжением, величина которого составляет  $u_{\text{обр}}=u_2 + u_{C\phi}$  и может достигнуть  $u_{\text{обр}}=2u_2$ , что необходимо учитывать при выборе типа диода для выпрямителя

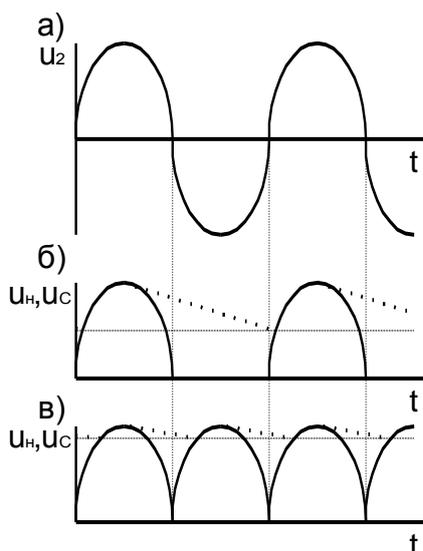


Рис.3.3

В двухполупериодном выпрямителе по схеме (рис.3.2,б) процессы протекают аналогично, однако время, в течении которого напряжение на нагрузке обеспечивается за счет заряда на конденсаторе  $C_{\phi}$  значительно меньше. Поэтому величина пульсации напряжения на нагрузке обычно меньше, чем в однополупериодном выпрямителе при той же емкости конденсатора фильтра. В двухполупериодном мостовом выпрямителе (рис.3.2,в) происходят аналогичные процессы, однако необходимо учесть, что в каждый полупериод ток в нагрузку поступает через два последовательно включенных диода.

Поэтому величина выпрямленного напряжения меньше амплитудного значения  $u_2$  на  $2u_{\text{пр}}$ . К паре же диодов, находящихся в закрытом состоянии, прикладывается напряжение примерно в два раза меньшее чем в схеме на рис.3.2,б, т.е.  $u_{\text{обр}} = u_{\text{н}} \approx \sqrt{2} u_2$ .

Выбор схемной реализации двухполупериодного выпрямителя определяется возможностями изготовления трансформатора, выбором выпрямительных диодов и их стоимостью.

Несмотря на применение фильтра, напряжение на нагрузке остается пульсирующим, хотя и в меньшей степени, чем без фильтра.

Качество выпрямленного напряжения принято оценивать по коэффициенту пульсаций, представляющим собой отношение

действующих значений всех  $n$ -ных переменных составляющих  $u_{нn}$  к постоянной составляющей  $u_{н0}$

$$K_{п} = \frac{\sqrt{u_{н2}^2 + u_{н4}^2 + u_{н6}^2 + \dots}}{u_{н0}} \quad (3.1)$$

Достаточно часто качество напряжения на нагрузке оценивается по максимальной амплитуде пульсации  $u_{п.макс}$ . Учитывая, что разряд конденсатора  $C_{ф}$  через нагрузку происходит на начальном (линейном) участке экспоненты, можно величину  $u_{п.макс}$  вычислить по приближенной формуле

$$u_{п.макс} = \Delta u_{C_{ф}} = (I_{н} \Delta t) / C_{ф} \quad (3.2)$$

где  $I_{н} = u_{н} / R_{н}$  - ток нагрузки,  $\Delta t$  - время разряда  $C_{ф}$ , примерно равное 10 мСек для схем двухполупериодных выпрямителей и примерно 20 мСек для схемы однополупериодного выпрямителя.

### 3.2. Выбор диодов выпрямителя и расчет параметров фильтра

Исходными данными для расчета выпрямителей являются напряжение на нагрузке  $u_{н}$ , ток нагрузки  $I_{н}$  и допустимая величина пульсаций выпрямленного напряжения ( $K_{п}$  или  $u_{п.макс}$ ).

При выборе диодов выпрямителя необходимо обеспечить:

$I_{д \text{ сред.}} = I_{н} \leq I_{д \text{ доп.}}$ ;  $u_{обр \text{ доп.}} \geq 2u_{н}$  для схемы рис.3.2,а, или  $u_{обр \text{ доп.}} \geq u_{н}$  для схемы рис.3.2,б.

При расчете или выборе трансформатора необходимо учесть, что  $u_{н} = U_2 - u_{пр} - u_{R \text{ обм}}$ , где:  $U_2 = \sqrt{2} u_2$  - амплитудное значение выходного напряжения трансформатора в режиме холостого хода;  $u_{пр}$  - прямое напряжение на выпрямительном диоде (для мостовой схемы принимает удвоенное значение);  $u_{R \text{ обм}}$  - падение напряжения на активном сопротивлении вторичной обмотки трансформатора.

Расчет емкости конденсатора фильтра  $C_{ф}$  производят, используя либо формулу (3.1), либо (3.2) по заданным требованиям к качеству выходного напряжения.

### 3.3. Программа работы

1. По полученным исходным данным рассчитайте необходимые значения  $R_{н}$ ,  $C_{ф}$  (отдельно для однополупериодного и двухполупериодного выпрямителя по схеме рис.3.2,б).

Подготовьте бланк отчета по работе.

2. Снимите вольт-амперную характеристику выпрямительного диода 2Д212А (2Д213А), установленного на стенде.

Характеристику необходимо снимать задавая ток через диод с помощью источника постоянного напряжения 5 В и ограничительного резистора, измеряя

падение напряжения на диоде (Рис.3.4.). Ток через диод следует изменять в пределах от 0 до  $5I_H$ .

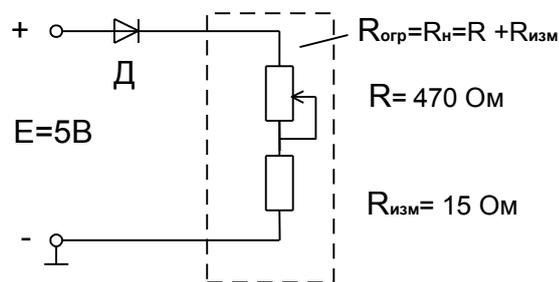


Рис.3.4.

В качестве ограничительного резистора (и в дальнейших экспериментах сопротивления нагрузки) необходимо использовать последовательное соединение резисторов 470 Ом и 15 Ом (отмеченных пунктиром на Рис.3.4.), установленных на общем блоке питания.

Ток через диод следует изменять с помощью переменного резистора 470 Ом, а резистор 15 Ом служит для защиты диода от токов короткого замыкания. Кроме того, резистор 15 Ом используется в качестве измерительного для определения величины тока диода.

$$I_D = U_{R_{изм}} / R_{изм};$$

$$R_{изм} = 15 \text{ Ом.}$$

3. Соберите схему однополупериодного выпрямителя.

В качестве источника входного напряжения  $u_2$  используйте переменное напряжение 6,3 В блока питания рабочего места. В качестве резистора нагрузки ту же комбинацию резисторов, что и в п.2 (Рис.3.4.).

В качестве конденсатора фильтра используйте конденсатор емкостью 1500 мкФ, установленный в нижней части стенда.

Измерьте при  $I_H = I_{H \text{ ном}}$  точные значения  $u_2$ ,  $u_H$ ,  $u_{п.макс}$ , используя цифровой вольтметр и осциллограф.

4. Снимите зависимости  $u_H$ ,  $u_{п.макс} = f(I_H)$ . Ток нагрузки изменяйте от 0 до  $3I_H$  с помощью резистора 470 Ом.

5. Соберите схему двухполупериодного мостового выпрямителя и измерьте при  $I_H = I_{H \text{ ном}}$   $u_H$ , и  $u_{п.макс}$ .

**Внимание** переменное напряжение  $u_2$  в данном эксперименте не измерять!

Снимите зависимости  $u_H = f(I_H)$  и  $u_{п.макс} = f(I_H)$ , изменяя  $I_H$  в пределах от 0 до  $3 I_{H \text{ ном}}$ . Постройте полученные зависимости.

6. В выводах по работе оцените соответствие расчетных и экспериментальных значений параметров выпрямителей ( $u_H$ ,  $u_{п.макс}$ ).

## 4. ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ КЛЮЧЕЙ

Целью данной работы является экспериментальное исследование переходных процессов, происходящих в транзисторном ключе.

### 4.1. Общие положения

Ключевой режим работы транзистора широко используется в интегральных схемах. Его отличительной особенностью является то, что транзистор может находиться в состояниях: насыщения (ключ замкнут), отсечки (ключ разомкнут) или переключения из режима отсечки в режим насыщения и наоборот. В процессе переключения транзистор работает в активной области своих характеристик.

Наибольшее распространение получил ключ с общим эмиттером, изображенный на рис. 4.1, в котором активная нагрузка  $R_k$  включена в цепь коллектора.

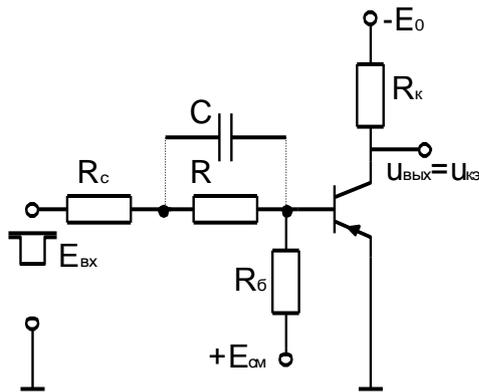


Рис.4.1

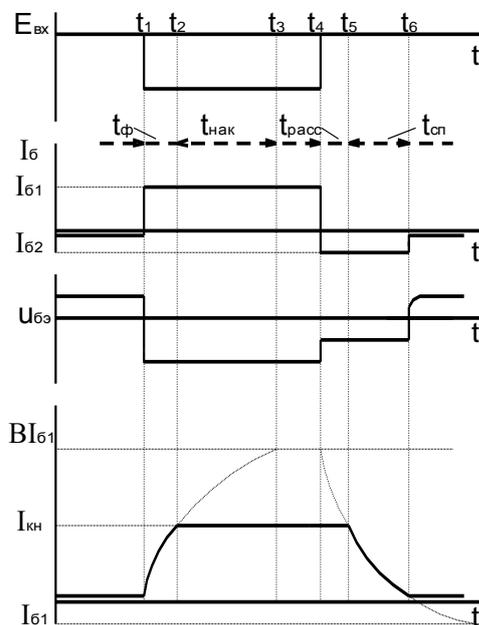


Рис.4.2

Ключ разомкнут (отсечка коллекторного тока), когда на базе транзистора напряжение относительно эмиттера положительное. При этом переходы транзистора смещены в обратном направлении. Такой режим имеет место при  $E_{ВХ}=0$ . В области отсечки можно считать  $I_э \approx 0$ ,  $I_к = I_б = I_{к0}$ , где  $I_{к0}$  - тепловой ток.

При замкнутом состоянии ключа (транзистор работает в режиме насыщения) переходы смещены в прямом направлении, а ток коллектора (ток насыщения  $I_{кн}$ ) практически определяется внешними, по отношению к транзистору, элементами:  $I_{кн} = E_0 / R_k$ . Для насыщения транзистора величина  $E_{ВХ}$  должна удовлетворять условию  $E_{ВХ} / (R_c + R) - (E_{см} / R_б) = I_б = I_{кн} S / B$ , где  $B$  - статический коэффициент усиления по току;  $S$  - коэффициент насыщения ( $S=2 \div 3$ ).

Процесс переключения начинается в моменты подачи и снятия входного сигнала  $E_{ВХ}$  и поясняется диаграммами, приведенными на рис. 4.2. В исходном состоянии (промежуток  $0-t_1$ ) транзистор закрыт, в коллекторной и базовой цепях протекают малые токи  $I_к = I_б = I_{к0}$ . Начиная с момента  $t_1$ , под действием

напряжения  $E_{\text{вх}}$  в транзисторе начинает протекать базовый ток  $I_{\text{б1}} = E_{\text{вх}} / (R_c + R) - (E_{\text{см}} / R_6)$ .

Для анализа переходных процессов в транзисторном ключе можно выделить следующие этапы (рис. 4.2).

1. Этап формирования фронта выходного импульса ( $t_1 \div t_2$ ). На этом этапе коллекторный ток нарастает от  $I_{\text{к0}}$  до  $0,9I_{\text{кн}}$ . Транзистор находится в активной области. Длительность фронта характеризуется временем  $t_{\text{ф}} = t_2 - t_1$ .

Начиная с момента  $t_1$ , происходит накопление заряда ( $Q_6$ ) неосновных носителей в области базы.  $Q_6 = Q_{\text{гр}}$  соответствует заряду на границе между активной областью и область насыщения. При этом  $Q_{\text{гр}}$  пропорционален  $I_{\text{кн}}$ .

2. Этап накопления избыточного заряда ( $Q_{\text{изб}}$ ) неосновных носителей в базе (промежуток  $t_2 \div t_3$ ). После вхождения транзистора в режим насыщения ( $t > t_2$ ) ток коллектора остается неизменным и равным  $I_{\text{кн}}$ , а  $Q_6$  продолжает нарастать по экспоненциальному закону, стремясь к асимптотическому значению, пропорциональному величине  $BI_6$ . Характер изменения  $Q_6$  при  $t_2 < t < t_4$  показан на рис.4.2 пунктирной линией. Постоянная времени экспоненты определяется частотными свойствами транзистора.

3. Этап ( $t_4 \div t_5$ ) рассасывания избыточного заряда начинается в момент окончания входного импульса и заканчивается, когда заряд в базе уменьшается до значения  $Q_{\text{гр}}$ , а  $Q_{\text{изб}} = 0$ , и транзистор выходит из насыщения в активную область. Длительность рассасывания характеризуется временем  $t_{\text{расс}} = t_5 - t_4$ .

На этапе рассасывания эмиттерный переход (как и коллекторный) смещен в прямом направлении, т.е. входное сопротивление транзистора остается малым. Поэтому в момент окончания входного импульса под действием напряжения  $E_{\text{см}}$  базовый ток меняет направление. Так как обычно напряжение открытого перехода  $u_{\text{бэ}} \ll E_{\text{см}}$ , то базовый ток принимает значение  $I_{\text{б2}} \cong E_{\text{см}} / R_6$ .

Вследствие изменения направления базового тока несколько уменьшается напряжение  $u_{\text{бэ}}$ .

Характер изменения  $Q_6$  на этапе рассасывания показан пунктирной линией на рис.4.2.  $Q_6$  уменьшается по экспоненциальному закону с той же постоянной времени, что и во время накопления, и стремится к асимптотическому значению, пропорциональному величине  $BI_{\text{б2}}$ .

4. Этап формирования спада выходного импульса (промежуток времени  $t_5 \div t_6$ ), на котором коллекторный ток спадает от значения  $I_{\text{к}} = I_{\text{кн}}$  до  $I_{\text{к}} = 0,1I_{\text{кн}}$ , а заряд неосновных неравновесных носителей в базе ( $Q_6$ ) спадает до  $0,1Q_{\text{гр}}$ . Транзистор работает в активной области. Длительность спада  $t_{\text{сп}} = t_6 - t_5$ .

При уменьшении длительности входного импульса  $t_{\text{и}}$ , начиная с некоторого значения  $t_{\text{и}}$ , заряд  $Q_6$  на этапе накопления не успевает достигнуть своего установившегося значения. В этом случае значение  $t_{\text{расс}}$  начинает уменьшаться.

Когда значение  $t_{\text{и}}$  становится меньше  $t_{\text{ф}}$  (рис. 4.2), транзистор не успевает входить в область насыщения и импульс выходного тока приобретает треугольно-экспоненциальную форму.

Одновременное уменьшение  $t_{\text{ф}}$ ,  $t_{\text{сп}}$ , и  $t_{\text{расс}}$  достигается включением форсирующего конденсатора  $C$ , как это показано пунктиром на рис. 4.1. Назначение форсирующей емкости заключается в том, чтобы временно (на время переходных процессов) увеличить токи  $I_{\text{б1}}$  и  $I_{\text{б2}}$ . Так, непосредственно после подачи входного импульса при наличии форсирующей емкости в базе

течет ток  $I_{\bar{6}} = (E_{\text{вх}} / R_c) - (E_{\text{см}} / R_{\bar{6}}) > I_{\bar{6}1}$ , это увеличивает скорость накопления заряда  $Q_{\bar{6}}$ , а следовательно, ведет к уменьшению длительности  $t_{\text{ф}}$ . В то же время установившееся значение тока базы и избыточного заряда  $Q_{\bar{6}}$  останутся прежними.

После окончания входного импульса в течение некоторого промежутка времени поддерживается повышенное значение  $I_{\bar{6}2}$  за счет разряда форсирующей емкости, что способствует быстрому рассасыванию избыточного заряда, а следовательно, уменьшению значений  $t_{\text{сп}}$  и  $t_{\text{расс}}$ .

Существует оптимальное значение емкости конденсатора  $C$ , превышение которого может вызвать снижение быстродействия. Одной из причин этого может быть затягивание разряда конденсатора  $C$  после окончания входного импульса. Дело в том, что при чрезмерной величине емкости  $C$  она может не успеть разрядиться за время  $t_{\text{расс}} + t_{\text{сп}}$  через малое входное сопротивление транзистора. В этом случае разряд частично будет происходить при закрытом транзисторе с большой постоянной времени.

## 4.2. Расчет параметров транзисторного ключа

Исходными данными для расчета являются: тип транзистора, значения  $E_0$ ,  $E_{\text{см}}$ ,  $E_{\text{вх}}$ ,  $I_{\text{кн}}$ ,  $R_c$ ,  $t_{\text{и}}$ , коэффициент насыщения  $S$ .

1. Рассчитывают сопротивление  $R_{\bar{6}} \leq E_{\text{см}} / I_{\text{к0 макс}}$ , где  $I_{\text{к0 макс}}$  берется из справочника для данного типа транзистора.

2. Рассчитывается  $R_{\text{к}} = E_0 / I_{\text{кн}}$  и  $I_{\bar{6}1} = S I_{\text{кн}} / B$ , значение  $B$  берется из справочника как среднее  $B = 0,5(B_{\text{макс}} + B_{\text{мин}})$ .

3. Находят  $R = E_{\text{вх}} / (I_{\bar{6}1} + E_{\text{см}} / R_{\bar{6}}) - R_c$ .

4. Определяют

$$t_{\text{ф}} = \tau_{\bar{6}} \ln(I_{\bar{6}1} / (I_{\bar{6}1} - 0,9 I_{\text{кн}} / B));$$

$$t_{\text{сп}} = \tau_{\bar{6}} \ln((I_{\bar{6}2} + I_{\text{кн}} / B) / (I_{\bar{6}2} + 0,1 I_{\text{кн}} / B))$$

или  $t_{\text{сп}} = 2,3 \tau_{\bar{6}}$ , если  $I_{\bar{6}2} \ll I_{\text{кн}} / B$ .

При этом нужно принять  $\tau_{\bar{6}} = B / (2 \pi f_{\alpha})$ , где  $f_{\alpha}$  – граничная частота транзистора, включенного по схеме с общей базой (берется из справочника).

5. Рассчитывают

$$t_{\text{расс}} = \tau_{\bar{6}} \ln \frac{I_{\bar{6}1} [1 - \exp(-t_{\text{и}} / \tau_{\text{н}})] + I_{\bar{6}2}}{I_{\text{кн}} / B + I_{\bar{6}2}} \quad \text{или}$$

$$t_{\text{расс}} = \tau_{\bar{6}} \ln \frac{I_{\bar{6}1} + I_{\bar{6}2}}{I_{\text{кн}} / B + I_{\bar{6}2}}, \quad \text{если } t_{\text{и}} > 3 \tau_{\text{н}}.$$

Здесь  $\tau_{\text{н}}$  – время жизни неосновных носителей в базе для режима насыщения. В приближенных расчетах можно принять  $\tau_{\text{н}} = \tau_{\bar{6}}$ .

6. Подсчитывают

$$C = \tau_{\bar{6}} / [R(1 + dR / (R + R_c))], \quad \text{где } d = I_{\bar{6}2} / I_{\bar{6}1}; I_{\bar{6}2} = E_{\text{см}} / R_{\bar{6}}.$$

7. Подсчитать  $t_{\text{ф}}$ ,  $t_{\text{сп}}$ ,  $t_{\text{расс}}$  при наличии  $C$ .

Расчет производится по формулам п.4 и 5, где вместо  $\tau_{\bar{6}}$  и  $\tau_{\text{н}}$  подставляется  $\tau_{\bar{6}} = CRR_c / (R + R_c)$ .

### 4.3. Методика настройки

1. Собрать ключ по схеме рис.4.1, установив значения  $R$ ,  $R_6$ ,  $R_k$ , ближайšie к расчетным из имеющихся элементов на макете.

2. После подачи питающих напряжений  $E_0$  и  $E_{см}$  при отсутствии входного сигнала убедиться в том, что транзистор находится в закрытом состоянии. Для этого вольтметром постоянного тока измерить напряжение  $u_{кэ}$  транзистора. Должно быть  $u_{кэ} \approx E_0$ . Если  $u_{кэ}$  значительно меньше  $E_0$ , необходимо проверить исправность цепи  $E_{см}$ ,  $R_6$  и транзистора.

3. Подключить к макету генератор входных импульсов. Проверить полярность входного импульса, установить заданные значения  $t_{и}$  и  $E_{вх}$ .

Наблюдая при помощи осциллографа диаграмму выходного импульса, сделать вывод о наличии  $t_{расс}$  (признаке насыщенного состояния ключа). При  $t_{расс}=0$  по согласованию с преподавателем увеличить  $E_{вх}$ .

### 4.4. Программа работы

1. При подготовке к работе заполнить отчет: вычертить схему ключа по рис.4.1; привести расчет элементов ключа и параметров выходного импульса.

2. Собрать ключ и провести методику настройки согласно п. 4.3.

3. Измерить  $t_{ф}$ ,  $t_{сп}$ ,  $t_{расс}$  при отсутствии форсирующей емкости. Проанализировать и объяснить расхождения с расчетом. Зарисовать диаграммы  $E_{вх}$ ,  $u_{кэ}$ ,  $u_{бэ}$ .

4. Снять зависимости  $t_{ф}$ ,  $t_{сп}$ ,  $t_{расс}$  от  $t_{и}$ .

5. Снять зависимости  $t_{ф}$ ,  $t_{сп}$ ,  $t_{расс}$  от  $I_{61} = E_{вх} / (R_c + R) - (E_{см} / R_6)$ . Величину  $I_{61}$  изменять, устанавливая ряд значений  $R$ , из имеющихся на макете.

6. Снять зависимости  $t_{ф}$ ,  $t_{сп}$ ,  $t_{расс}$  от  $I_{62} \cong E_{см} / R_6$ . Ток  $I_{62}$  регулируется резистором  $R_6$ .

7. Снять зависимости  $t_{ф}$ ,  $t_{сп}$ ,  $t_{расс}$  от  $I_{кн}$ . Изменение  $I_{кн}$  производить установкой ряда значений  $R_k$  из имеющихся на макете. При этом  $R$ ,  $R_6$ ,  $E_{см}$ ,  $E_0$ ,  $E_{вх}$  должны иметь номинальные значения.

8. Зашунтировать резистор  $R$  конденсатором  $C$ . Измерить  $t_{ф}$ ,  $t_{сп}$ ,  $t_{расс}$ . Результаты сравнить с расчетными, пояснить расхождение.

9. Определить экспериментальные зависимости  $t_{ф}$ ,  $t_{сп}$ ,  $t_{расс}$  от величины форсирующей емкости.

10. Полученные экспериментальные результаты оформить в виде графиков, в выводах сравнить полученные результаты с теоретическими.

## 5. ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОКАСКАДНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Целью работы являются овладение методикой расчета и экспериментальные исследования основных параметров однокаскадных транзисторных усилителей, получение навыков настройки их режимов и снятия частотных характеристик усилителей.

### 5.1. Общие положения

Однокаскадные транзисторные усилители широко применяются как самостоятельные усилители сигналов, так и в качестве элементов интегральных схем. На основе однокаскадных усилителей реализуются многокаскадные усилители, что необходимо, если не удастся получить заданные параметры усилителя на основе однокаскадного усилителя.

Наибольшее распространение получил однокаскадный усилитель, выполненный по схеме «с общим эмиттером». Принципиальная и эквивалентная схемы усилителя приведены на рис. 5.1.

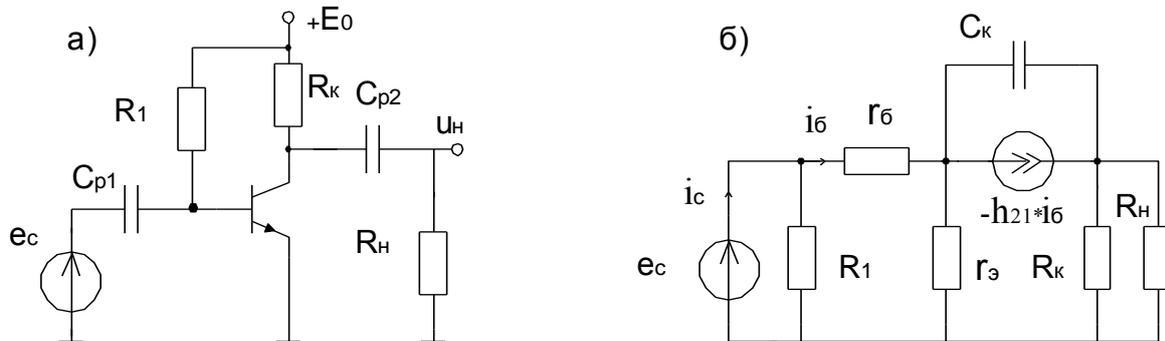


Рис. 5.1

Коэффициент усиления по току на средних частотах составляет:[1]

$$K_{i0} = \frac{i_H}{i_c} = -h_{21} \frac{R_1}{R_1 + h_{11э}} \frac{R_K}{R_K + R_H} \quad (5.1)$$

где  $h_{21}$  - коэффициент передачи тока базы транзистора в схеме с общим эмиттером.

При  $R_1 \gg h_{11э}$  и  $R_K \gg R_H$  значение  $K_{i0}$  достигает максимума:  $K_{i0} = -h_{21}$ .

Коэффициент усиления по напряжению в области средних частот составляет:

$$K_{U0} = \frac{u_H}{e_c} = - \frac{h_{21} R_K R_H}{h_{11э} (R_K + R_H)} \quad (5.2)$$

При  $R_K \gg R_H$  значение  $K_{U0}$  достигает максимума:

$$K_{U0} = - \frac{h_{21} R_H}{h_{11э}} \quad (5.3)$$

Отношение  $R_H/h_{11э}$  в уравнении (5.3) в типовом случае лежит в пределах  $1 \div 20$ . Поэтому при  $h_{21}=10 \div 1000$   $K_{U0}$  может изменяться от 10 до 20000. Обычно значения  $K_{U0}$  и  $K_{i0}$  ниже приведенных из-за конечных значений  $R_K, R_1$ .

Частотные свойства каскада определяются конечной скоростью переноса носителей зарядов и барьерной емкостью коллекторного перехода  $C_K$  (рис.5.1,б).

Подвижность носителей зарядов принято отражать с помощью комплексного коэффициента усиления  $h_{21}(s)=h_{21}/(1+s\tau_{h21})$ , где  $s=\sigma+j\omega$  - оператор Лапласа;  $\tau_{h21}=1/\omega_{h21э}$ ;  $\omega_{h21э}$  - предельная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером, т.е. та частота, на которой происходит уменьшение  $|h_{21}(j\omega)|$  по сравнению с  $h_{21}$  на средних частотах в  $\sqrt{2}$  раз.

С учетом обоих факторов коэффициент усиления на высоких частотах будет

$$K_U(s) = K_{U0} \frac{1}{1 + s(C_K R_H + \tau_{h21})} \quad (5.4)$$

где  $K_{U0}$  описывается выражением (5.3).

Входное сопротивление каскада в области средних частот при  $R_1 \gg h_{11э}$  примерно равно входному сопротивлению транзистора,

$$R_{вх} \approx h_{11э} = r_б + r_э(h_{21} + 1), \quad r_э \approx \varphi_T / I_э, \quad (5.5)$$

где  $r_б$  - сумма омического сопротивления пассивной и активной областей базы транзистора ( $r_б=50 \div 300$  Ом);  $\varphi_T$  - температурный потенциал перехода эмиттер-база (при  $t=25^\circ\text{C}$ ,  $\varphi_T=25$  мВ);  $I_э$  - постоянный ток эмиттера.

Выходное сопротивление усилителя  $R_{вых}=u_{кэ}/i_к$  немного меньше сопротивления  $R_K$  [1].

Второй типовой усилительный каскад на транзисторе, в котором транзистор включен по схеме с общим коллектором (рис.5.2), часто называют повторителем напряжения или эмиттерным повторителем.

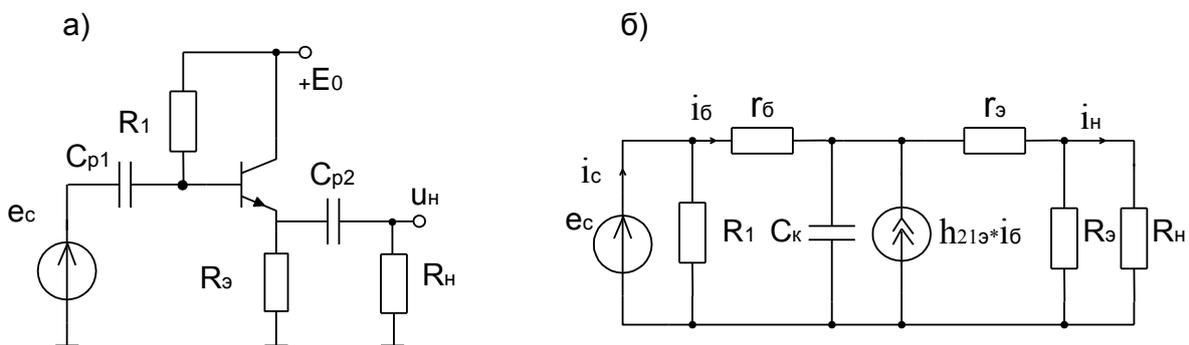


Рис.5.2

Такое название этот каскад получил в связи с тем, что в области средних частот его коэффициент передачи по напряжению близок к единице [1]

$$K_U \cong \frac{1}{1 + 1/h_{21}}. \quad (5.6)$$

Коэффициент передачи по току  $k_{i0} = h_{21} + 1$ .

Входное сопротивление каскада состоит из входного сопротивления непосредственно эмиттерного повторителя и резистора смещения  $R_1$ . Его можно определить по формуле

$$R_{вх} = [(h_{21} + 1) R_{ч} R_3 / (R_{ч} + R_3)] \parallel R_1 \quad (5.7)$$

и оно значительно выше, чем в предыдущем каскаде, а выходное сопротивление

$$R_{вых} \approx \frac{h_{11э}}{h_{21} + 1} \quad (5.8)$$

обычно значительно меньше. Поэтому данный каскад часто используется для согласования высокоомных источников сигнала с низкоомной нагрузкой. Учитывая, что данный каскад обладает достаточно большим коэффициентом усиления по току, его нередко применяют в оконечных усилителях в качестве усилителя мощности.

Частотные свойства каскада в основном аналогичны частотным свойствам усилителя по схеме рис.5.1,а, но постоянные времени в рассматриваемом случае меньше, чем в первом

$$K_U(s) = \frac{1}{1 + sC_{к} (R_{с} + r_6) / h_{21}}, \quad (5.9)$$

где  $R_{с}$  - внутреннее сопротивление источника сигнала (для лабораторного генератора сигналов  $R_{с} = 600$  Ом).

Поэтому каскад имеет более широкую полосу пропускания в области высоких частот.

## 5.2. Расчет параметров усилителей

В соответствии с заданием исходными данными для расчета являются параметры элементов, тип транзистора и напряжения  $E_0$ ,  $U_{кэА}$ . Во время подготовки к работе рассчитывают  $K_{U0}$ ,  $K_{i0}$ ,  $R_{вх}$ ,  $R_{вых}$  и строят теоретическую логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ). Для облегчения проведения экспериментальных исследований в задании используются только низкочастотные транзисторы.

Для расчета необходимо сначала выписать из справочника параметры транзистора:  $r_6$ ,  $h_{21}$  - коэффициент передачи тока в режиме малого сигнала;  $C_{к}$  - емкость коллекторного перехода;  $f_{\alpha}$  - граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общей базой.

В вариантах задания к данной работе, для используемых транзисторов приведено значение граничной частоты коэффициента передачи по току для схемы с общим эмиттером, по которому можно сразу найти постоянную времени  $\tau_{h21} = 1/2\pi f_{h21}$ . Необходимо помнить, что приведенные в справочнике значения граничной частоты для транзисторов гарантируются заводом-изготовителем, а реальные значения могут их значительно превышать.

1. Определяют ток эмиттера транзистора

$$I_э = (E_0 - U_{кэА}) / \alpha R_к, \text{ где } \alpha = h_{21} / (1 + h_{21}).$$

2. Определяют предварительное значение резистора  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{(E_0 - U_{бэ})}{I_б} = \frac{h_{21}(E_0 - U_{бэ})R_к}{(E_0 - U_{кэА})}$$

3. По уравнению (5.1) находят  $K_{i0}$

4. По уравнению (5.2) находят  $K_{U0}$

5. По уравнению (5.5) находят  $R_{вх}$  и принимают  $R_{вх} \approx R_к$ .

Для схемы эмиттерного повторителя расчеты проводятся аналогично, с учетом того, что значение  $R_э$  берется равным значению  $R_к$  из предыдущей схемы:

1. Определяют ток эмиттера транзистора по формуле

$$I_э = (E_0 - U_{кэА}) / R_э$$

2. Определяют предварительное значение резистора  $R_1$  по формуле

$$R_1 = \frac{(h_{21} + 1)R_э(U_{кэА} - U_{бэ})}{(E_0 - U_{кэА})}$$

3. По уравнениям (5.6) находят  $K_{U0}$  и  $K_{i0}$ .

4. По уравнениям (5.7) и (5.8) находят входное и выходное сопротивления каскада

Далее строят теоретические ЛАЧХ отдельно для каждого каскада.

Вид функции  $K_U(s) = K_{U0} / (1 + sa)$  для обоих каскадов одинаков и отличается значением  $a$ , являющимся коэффициентом, стоящим за оператором  $s$  в выражениях (5.4), (5.9). Подставив в  $a$  значения параметров элементов, получим численное значение  $a$ . Тогда выражение для ЛАЧХ функции  $K_U(s)$  имеет вид  $L(\omega) = 20 \lg K_{U0} - 10 \lg(1 + \omega^2 a^2)$ . Для упрощения построения характеристик обычно строят асимптотические прямые, которые нетрудно найти. При  $\omega^2 a^2 \ll 1$ :  $L_H(\omega) = 20 \lg K_{U0}$ , а при  $\omega^2 a^2 \gg 1$  имеем  $L_B(\omega) = 20 \lg K_{U0} - 20 \lg(\omega a)$ . Прямые  $L_H(\omega)$  и  $L_B(\omega)$  пересекаются (рис.5.3) и к ним асимптотически приближается кривая  $L(\omega)$ . Наибольшее расхождение между аппроксимирующими прямыми и функцией  $L(\omega)$  будет на частоте  $f_b = 1/2\pi a$  и составляет 3дБ. На рис.5.3 штриховая кривая соответствует уравнению для  $L(\omega)$ .

Для того, чтобы в графиках ЛАЧХ одинаково подробно изображалась ЛАЧХ как в области нижних, так и в области верхних частот, принято строить эти графики в логарифмическом или в полулогарифмическом масштабе. При этом масштаб по оси частот обычно составляет октаву, т.е. отношение частот в двух рядом расположенных точках составляет 2. В этом случае наклон прямой, описываемой уравнением  $L_B(\omega)$ , составляет 6 дБ/окт., а построение асимптотической ЛАЧХ не вызывает трудностей. Сначала по выражениям (5.4) или (5.9) находят значение  $a$  и соответствующее им значение  $f_b$ . Из точки  $f_b$  восстанавливают перпендикуляр до пересечения с ранее найденной прямой  $20 \lg K_{U0}$ . Из точки пересечения проводят прямую с наклоном 6дБ/окт. Образующаяся асимптотическая характеристика будет соответствовать усилителю с данными конкретными параметрами. Аналогично можно построить асимптотическую ЛАЧХ в области низких частот, где влияние на вид характеристики оказывают разделительные конденсаторы  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$ . Необходимо только учитывать, что при наличии двух разделительных

конденсаторов уравнение для ЛАЧХ будет иметь 2-ой порядок (в области нижних частот), а постоянные времени в уравнениях равны:

$$\tau_{1н} \cong C_{p1} R_{вх \text{ каск.}} \quad (5.10)$$

$$\tau_{2н} \cong C_{p2} R_{н} \quad (5.11)$$

На рис.5.3 ЛАЧХ в области нижних частот изображена пунктирной линией.

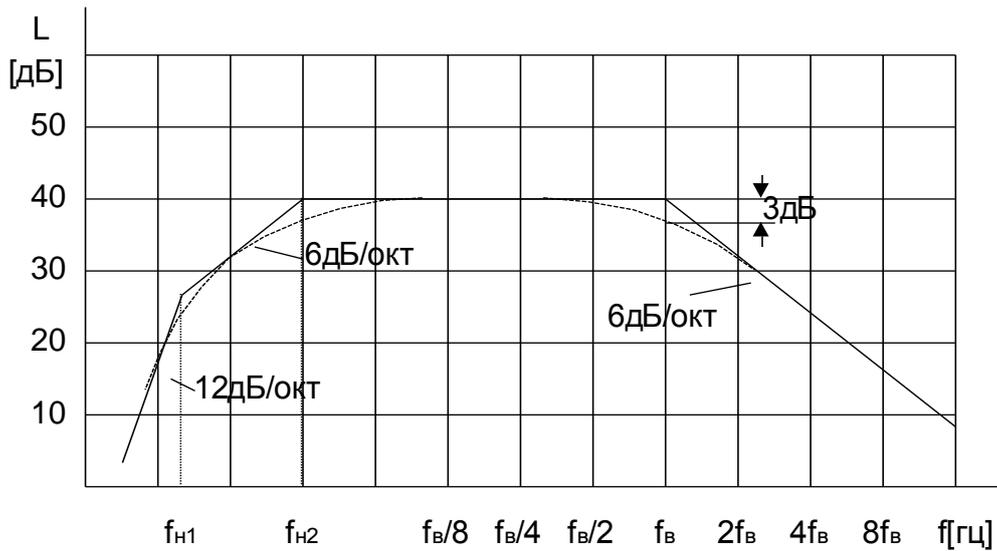


Рис.5.3.

### 5.3. Методика настройки усилителей и снятия амплитудных и частотных характеристик

Настройку усилителей необходимо производить в связи с тем, что параметры транзисторов имеют очень большие разбросы, приводящие к существенному изменению заданных режимов.

При сборке схемы усилителя на макете убедитесь в правильности подключения полярности источника питания  $E_0$ , которая должна соответствовать типу используемого транзистора ( $+E_0$  для n-p-n типа и  $-E_0$  для транзисторов типа p-n-p).

После того, как на макете собрана схема исследуемого усилителя, измеряют вольтметром напряжение  $U_{кэА}$  и по отклонению от заданного значения определяют в какую сторону и на сколько следует изменить ток  $I_k$ , чтобы получить заданный режим. Изменение тока  $I_k$  производят путем изменения тока базы с помощью резистора  $R_1$ . Если транзистор находится в режиме насыщения ( $u_{кэ} \approx 0$ ) или отсечки ( $u_{кэ} \approx E_0$ ) при изменениях величины резистора  $R_1$ , необходимо убедиться в правильности монтажа схемы и исправности транзистора.

Настройку режима усилителя изменением величины резистора  $R_1$  производить до тех пор, пока отклонение  $U_{кэА}$  от заданного не будет превышать  $\pm 10\%$ .

После этого записать значение  $R_1$  в отчет и вычислить значение  $h_{21}$  транзистора, установленного в схеме

$$h_{21} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{(E_0 - u_{КЭА})R_1}{R_K(E_0 - u_{БЭ})}$$

Полученные значения  $h_{21}$  и  $R_1$  использовать в дальнейшем для расчета реальных параметров усилителя.

После настройки усилителя на постоянном токе подают на вход усилителя сигнал от генератора синусоидальных сигналов и проверяют наличие и форму сигнала на выходе усилителя. Если на выходе усилителя сигнал имеет искажения, то необходимо уменьшить амплитуду входного сигнала до полного исчезновения искажений.

Для снятия амплитудной характеристики усилителя  $u_{\text{ВЫХ}}=f(e_c)$  необходимо установить частоту сигнала в области ЛАЧХ, где  $K_U=\text{const}$ . Обычно эту частоту выбирают равной 5 кГц. Затем определяют амплитуду входного сигнала, при которой в выходном сигнале начинают появляться искажения и записывают значение  $e_{c \text{ макс}}$ . После этого снимают зависимость  $u_{\text{ВЫХ}}=f(e_c)$ , изменяя  $e_c$  равномерно в диапазоне  $0 \div e_{c \text{ макс}}$ . В характеристике должно быть не менее 10÷12 точек. Измерения  $e_c$  и  $u_{\text{ВЫХ}}$  производить одним вольтметром (лучше цифровым), подключая поочередно вход вольтметра к выходу источника сигнала и к выходу усилителя.

Для снятия ЛАЧХ необходимо предварительно установить амплитуду входного сигнала  $e_c = (0,5 \div 0,7)e_{c \text{ макс}}$ . Затем изменять частоту входного сигнала от минимальной (16÷20Гц) до максимальной ( $\approx 200$ кГц) по логарифмическому закону. Наиболее удобно изменять частоту через октаву, т.е. каждый раз увеличивать частоту вдвое. При каждом измерении необходимо проконтролировать постоянство амплитуды входного сигнала.

Во время снятия ЛАЧХ осциллограф должен быть подключен к выходу усилителя для контроля отсутствия искажений в выходном сигнале.

Для измерения  $R_{\text{ВХ}}$  и  $R_{\text{ВЫХ}}$  усилителя необходимо последовательно с источником сигнала включать измерительный резистор, величина которого выбирается примерно равной теоретическому значению входного и выходного сопротивлений усилителя.

Измеряя напряжение на измерительном резисторе можно определить входной или выходной ток ( $\Delta i_{\text{ВХ}}, \Delta i_{\text{ВЫХ}}$ ), а затем вычислить значения  $R_{\text{ВХ}} = \frac{\Delta u_{\text{ВХ}}}{\Delta i_{\text{ВХ}}}$  и

$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta u_{\text{ВЫХ}}}{\Delta i_{\text{ВЫХ}}}$ . При измерениях  $R_{\text{ВХ}}$  и  $R_{\text{ВЫХ}}$  частоту сигнала выбирают такой же,

как и при снятии амплитудной характеристики (5кГц), а амплитуду сигнала  $e_c = (0,5 \div 0,7)e_{c \text{ макс}}$ .

Определение выходного сопротивления удобнее произвести по второму способу измерения, приведенному в приложении (стр.62).

#### 5.4.Программа работы

1. По полученным исходным данным предварительно рассчитайте все параметры схемы усилителя и схемы эмиттерного повторителя. Постройте их теоретические амплитудные и частотные характеристики.

2. Соберите схему усилителя, проверив правильность монтажа.
3. Установите напряжение питания  $E_0$ , равное заданному, и подайте напряжение питания на макет.
4. Произведите настройку усилителя согласно методике, изложенной в п.5.3.
5. Снимите амплитудную и частотную характеристики усилителя. Сравните с теоретическими.
6. Измерьте  $R_{вх}$  и  $R_{вых}$  усилителя и сравните с теоретическими значениями.
7. Постройте экспериментальные характеристики на тех же графиках, где приведены теоретические характеристики.
8. Соберите схему эмиттерного повторителя и произведите исследование схемы по пунктам 3, 4, 5, 6 и 7.
9. В выводах сравните теоретические и экспериментальные параметры усилителей. Сделайте выводы о возможности использования расчетных формул.

## 6. ЛИНЕЙНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Целью работы, выполняемой по данной теме, являются настройка и расчет масштабирующих устройств, постоянного и переменного токов с двумя и одним источником питания, источника тока, управляемого напряжением, алгебраического сумматора.

### 6.1. Общие положения

Операционные усилители (ОУ) широко применяются в аналоговых устройствах средней степени интеграции, осуществляющих линейные преобразования сигналов.

В работе исследуется масштабирование сигналов с инверсией фазы (рис. 6.1,а) и без инверсии (рис. 6.1,б). Коэффициент передачи  $K=U_{\text{ВЫХ}}/E_c$  для обеих схем описывается при  $K_u \rightarrow \infty$  соответственно уравнениями:

$$K = -R_2/R_1, \quad (6.1)$$

$$K = (1+R_2/R_1) \times R_4/(R_3+R_4) \quad (6.2)$$

При входном сигнале постоянного тока определенную долю в выходной сигнал вносят как напряжение смещения нуля  $U_{\text{см}}$ , так и падение напряжения от входного тока усилителя  $I_{\text{вх}}$ . Влияние последней составляющей при заданном типе ОУ можно уменьшить путем подключения к неинвертирующему входу резистора, сопротивление которого равно

$$R = R_1 R_2 / (R_1 + R_2).$$

В этом случае только разность входных токов ОУ  $\Delta I_{\text{вх}}$  будет оказывать влияние на выходное напряжение, да и то только при достаточно больших сопротивлениях  $R_1$  и  $R_2$  (несколько МОм) [1, с. 147].

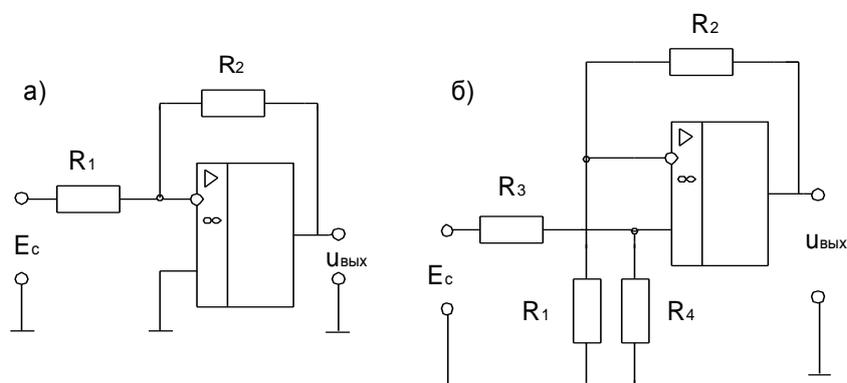


Рис. 6.1

Если необходимо усилить только переменную составляющую входного сигнала, во входной цепи включают конденсатор  $C_p$ , разделяющий пути протекания постоянного и переменного тока (рис. 6.2).

На низких частотах этот конденсатор начинает оказывать существенное влияние на коэффициент передачи масштабирующего усилителя, так как

$$K(s) = u_{\text{Вых}}(s)/e_c(s) = sb_1 K_0 / (a_0 + sa_1), \quad (6.3)$$

где  $b_1 = a_1 = C_p R_4$ ;  $a_0 = R_4 / (R_3 + R_4)$ , а  $K_0$  описывается выражением (6.2).

Частота, на которой  $K$  уменьшается по сравнению с  $K_0$  на 3дБ, согласно [1, с.251] равна

$$f = a_0 / (2\pi a_1) = 1 / [2\pi C_p (R_3 + R_4)]. \quad (6.4)$$

В работе эта частота задается и определяется экспериментально.

В системах управления используются источники тока, управляемые напряжением и обеспечивающие через изменяющуюся нагрузку ток, не зависящий от сопротивления нагрузки и регулируемый только напряжением  $e_c$ . На рис. 6.3 приведена схема такого источника тока.

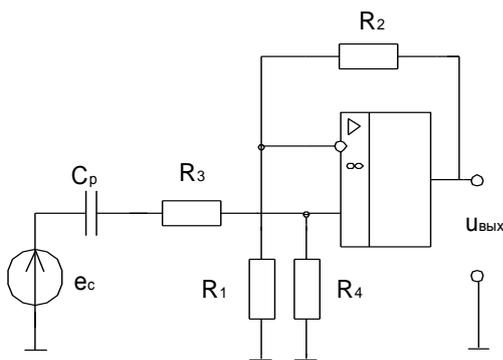


Рис. 6.2

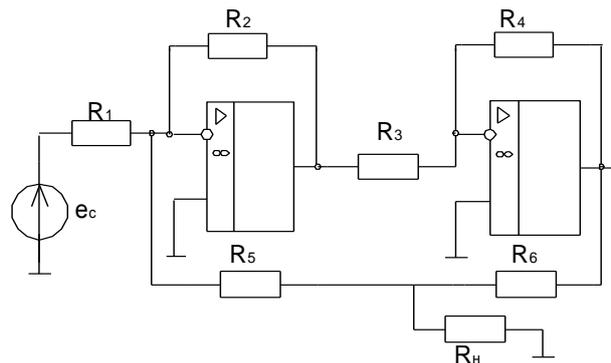


Рис. 6.3

Здесь при  $K_u \rightarrow \infty$  ток через сопротивление нагрузки [1, с.395]  $i_H = e_c R_2 R_4 R_5 / [R_1 (R_3 R_6 R_H + R_3 R_5 R_H - R_2 R_4 R_H + R_3 R_5 R_6)]$ , который при  $R_2 R_4 / R_3 R_6 = 1 + R_5 / R_6$  не зависит от  $R_H$ ,

$$i_H = e_c (1 + R_5 / R_6) / R_1. \quad (6.5)$$

Алгебраическое суммирование сигналов в работе исследуется на примере схемы Рис.6.4. Здесь на инвертирующий вход подается постоянное напряжение, а на неинвертирующий - синусоидальный сигнал. В этом случае

$$u_{\text{Вых}} = (-E_{c2} R_2 / R_1) + (1 + R_2 / R_1) R_4 e_c / (R_1 + R_4). \quad (6.6)$$

Как и выше, уравнение (6.6) получено при условии, что коэффициент усиления ОУ стремится к бесконечности.

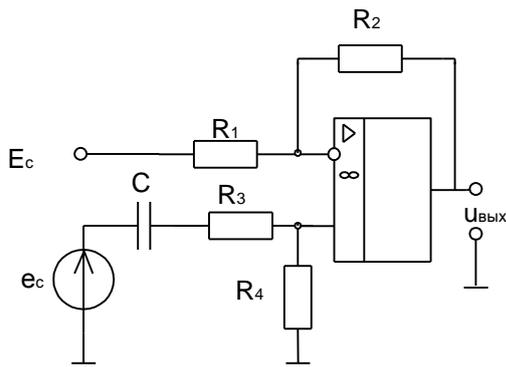


Рис. 6.4

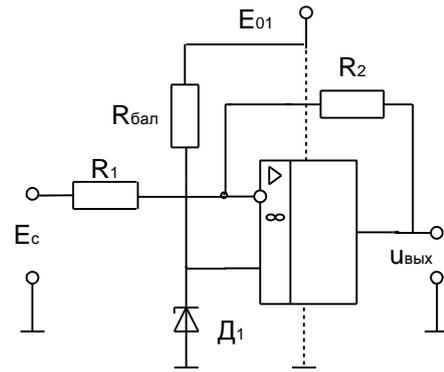


Рис. 6.5

Стандартное включение ОУ предполагает питание его от двух источников. Однако там, где число источников ограничено, например в бортовом или портативном оборудовании и в стабилизаторах напряжения, для питания ОУ используют источник только одной полярности, обычно положительной относительно общего провода. На рис. 6.5 показано, что в инвертирующем масштабном усилителе, питающемся от одного источника, неинвертирующий вход должен быть смещен до некоторого положительного уровня. Тем самым до такой же величины повышается выходное напряжение покоя (т.е. при  $E_c=0$ ), и теперь выходной сигнал будет изменяться (при подаче входного сигнала) не относительно нуля, а относительно этого положительного уровня напряжения.

## 6.2. Расчет параметров элементов схемы

Исходными данными для расчета являются: тип ОУ и напряжение его питания  $E_{01}=+15$  В,  $E_{02}=-15$  В, заданный коэффициент усиления. Для схемы, изображенной на рис. 6.2, задаются  $e_c$  и  $i_n$ . Для схемы с однополярным питанием задается тип стабилитрона (КС156).

При расчете элементов надо учитывать, что применение резисторов, имеющих сопротивление менее  $1 \div 2$  кОм, не рекомендуется техническими условиями применения ОУ, так как могут возникнуть искажения из-за превышения максимального выходного тока ОУ. Слишком большое сопротивление ( $1$  мОм и выше) также не рекомендуется применять из-за увеличения погрешности работы схемы, обусловленной влиянием входных токов ОУ.

Экспериментальная часть работы выполняется на макете «Операционные усилители», поэтому расчетные значения сопротивлений и емкостей округляются до ближайшего, имеющегося на макете.

1. При расчете элементов всех схем задаемся  $R_1=10 \div 20$  кОм.
2. Для схемы, приведенной на рис. 6.1,а, исходя из заданного  $K$ , рассчитываем сопротивление  $R_2=KR_1$ .
3. Для схемы по рис. 6.1,б принимаем  $R_3=R_1$ ; тогда, если  $R_2$  взять равным соответствующему сопротивлению из схемы по рис. 6.1,а, то из формулы (6.2) получим, что  $R_4=R_2$ .

4. В схеме, приведенной на рис. 6.2, резисторы берем такими же, как и в схеме рис. 6.1,б. Емкость разделительного конденсатора  $C_p$  находим по формуле (6.4), исходя из заданной частоты перегиба.

5. В схеме управляемого источника тока берем резисторы  $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ . Если выполняется условие  $R=R_5+R_6$ , то формула (6.5) после упрощения примет вид:  $i_H=e_c/R_6$ . Для того чтобы избежать насыщения ОУ, необходимо помнить, что напряжение на выходе ОУ не может быть больше  $u_{\text{ВЫХ.МАКС}}$ . В нашем случае, поскольку измерения будут производиться на переменном токе, то действующее значение  $u_{\text{ВЫХ МАКС}}$  принимаем равным 10 В.

Если  $R/R_6 = n$ , то максимальное сопротивление нагрузки будет  $R_H = ((u_{\text{ВЫХ.МАКС}}/e_c)-1) \times (R(n-1)/n^2)$ . При заданном токе нагрузки это выражение имеет вид:

$$R_H = \left( \frac{nu_{\text{ВЫХ.МАКС}}}{i_H R} - 1 \right) \frac{R(n-1)}{n^2} \quad (6.7)$$

Для расчета принимаем  $R = 20\text{кОм}$ . В таблице заданий находим величину тока нагрузки  $i_H$ . Приняв  $n=2$ , находим из формулы (6.7) величину  $R_H$ . Если выражение в скобках оказывается меньше нуля или равно нулю, то увеличиваем  $n$ , пока не получим  $R_H > 0$ . Максимальная величина  $n$  не должна превышать 5.

6. Элементы схемы алгебраического суммирования (см. рис. 6.4) имеют те же параметры, что и в схеме масштабирующего усилителя (см. рис. 6.2).

7. В схеме с питанием от одного источника используется те же элементы, что и в схеме приведенной на рис. 6.1. Сопротивление  $R_{\text{бэл}} = 2\text{кОм}$ .

### 6.3. Методика настройки схемы

Устройства, рассматриваемые в данной работе, просты, и основной причиной их неработоспособности может быть только неисправность использованных элементов и ошибки (или обрывы) в монтаже.

Об исправности операционного усилителя можно судить, проделав следующие переключения и измерения. Если в масштабном усилителе  $E_c=0$ , т.е. резистор  $R_1$  соединен с общим проводом, то на выходе также должно быть  $u_{\text{ВЫХ}}=0$ . Подключая  $R_1$  к  $E_{01}$ , получим на выходе напряжение отрицательной полярности  $u_{\text{ВЫХ}}=u_{\text{ВЫХ}}^-$ , а подключая  $R_1$  к источнику  $E_{02}$ , получим  $u_{\text{ВЫХ}}=u_{\text{ВЫХ}}^+$ . Указанные переключения говорят о том, что ОУ исправен. Если при  $E_c=0$  на выходе ОУ имеется  $u_{\text{ВЫХ}}=u_{\text{ВЫХ}}^\pm$ , то это значит, что ОУ неисправен и его следует заменить, или же в цепи обратной связи, содержащей  $R_2$ , имеется обрыв. Аналогичное состояние ОУ ( $u_{\text{ВЫХ}}^\pm$  при  $E_c=0$ ) может быть в том случае, если имеется обрыв в проводе, соединяющем неинвертирующий вход с общим проводом. Для схемы, приведенной на рис. 6.1,б, это будет цепь резистора  $R_4$ .

В схеме с одним источником питания неинвертирующий вход смещен относительно общей шины («земли»), поэтому, подавая на инвертирующий вход  $E_c=0$  или  $E_c < u_{\text{СТ}}$ , мы тем самым как бы подаем на инвертирующий вход сигнал отрицательной полярности и соответственно получаем  $u_{\text{ВЫХ}} > u_{\text{СТ}}$ . В макете используются стабилитроны КС156А с напряжением стабилизации  $u_{\text{СТ}}=5,6\text{В}$ . Если напряжение на стабилитроне окажется меньше  $u_{\text{СТ}}$ , это может означать, что стабилитрон неисправен или включен в прямом направлении.

Характеристики  $u_{\text{ВЫХ}}=f(e_c)$  снимаются на постоянном и переменном токе. Для снятия характеристики  $u_{\text{ВЫХ}}=f(e_c)$  на постоянном токе входной сигнал

подается на вход схемы с движка потенциометра 10 кОм, имеющегося на стенде. Один из крайних выводов потенциометра необходимо заземлить, а второй вывод через добавочный резистор подключать либо к клемме  $E_{01}$ , либо к клемме  $E_{02}$ . Величину добавочного резистора необходимо так рассчитать, чтобы при крайнем положении движка на вход схемы подавался сигнал, соответствующий максимальному выходному сигналу ОУ.

При снятии характеристик  $u_{\text{вых}}=f(e_c)$  на переменном токе входной сигнал подается с выхода генератора синусоидального напряжения, Частота входного сигнала поддерживается постоянной в пределах 1...5 кГц. Измерения действующих значений входного и выходного напряжения производится цифровым вольтметром. Для измерения амплитуд и регистрации искажений формы выходного сигнала необходимо использовать осциллограф.

Для организации однополярного питания ОУ в схеме рис. 6.5 необходимо к гнездам питания стенда (левый верхний угол) подключить источник питания  $E_{01}$ , а клемму отрицательного питания стенда соединить с общим проводом стенда. При этом, однополярное питающее напряжение будет подано на ОУ без каких либо дополнительных внешних соединений на стенде.

#### 6.4. Программа работы

Данная работа выполняется за два посещения. По полученным исходным данным во внеаудиторное время рассчитываются элементы исследуемых схем. Подготавливается бланк отчета, в котором приводятся все относящиеся к данному посещению схемы с указанием номиналов элементов, а также расчеты параметров элементов.

Программа первого посещения:

1. Соберите схему масштабного усилителя по рис. 6.1,а. При сборке следует предусмотреть гнезда для подключения измерительных приборов. Сборку всех схем производите при отключенном питании.

2. Подключите источник питания, предварительно установив  $E_{01}$  и  $E_{02}$  соответственно +15В и -15В.

3. Проверьте исправность ОУ согласно методике, изложенной в п.6.3.

4. Снимите характеристики  $u_{\text{вых}} = f(e_c)$  на постоянном и переменном токах. Определите  $e_{\text{смакс}}$  при которой на выходе ОУ не наблюдаются нелинейные искажения.

5. Исследуйте зависимость  $K$  от величин  $R_1$  и  $R_2$  при постоянном их отношении. Измерения производите на переменном токе. Частота входного сигнала  $f = 1$ кГц, напряжение  $e_c < e_{\text{смакс}}$ , т.е. ОУ должен работать в линейной области. Выберите отношение  $R_2/R_1$  одно из ниже приведенных и ближайшее к заданному  $K$ . Используйте следующие параметры резисторов из имеющихся на макете:

$R_2/R_1=2:$	100 Ом/ 51 Ом; 200 Ом /100 Ом; 10 кОм /5,1 кОм; 20 кОм /10 кОм; 40 кОм /20 кОм; 100 кОм /50 кОм.
$R_2/R_1=5:$	560 Ом/100 Ом; 1 кОм /200 Ом; 5,1 кОм /1 кОм; 50 кОм /10 кОм; 100 кОм /20 кОм.
$R_2/R_1=10:$	560 Ом/51 Ом; 1 кОм / 100 Ом; 10 кОм /1 кОм; 100 кОм /10 кОм; 1,2 мОм /120 кОм.

6. Установив расчетное значение  $R_1$ , изменяйте  $R_2$  от 0 до 1,2 мОм. Получив характеристику  $K=f(R_2, R_1)$ , сопоставьте ее с теоретической.
7. При отключенном питании соберите схему усилителя по рис. 6.1,б.
8. Снимите характеристику  $u_{\text{вых}} = f(e_c)$  аналогично пункту 4.
9. Соберите схему усилителя переменного тока рис. 6.2.
10. Снимите характеристики  $u_{\text{вых}} = f(e_c)$  и  $u_{\text{вых}} / e_c = f(f)$ . Изменение частоты входного сигнала производите через октаву начиная с частоты 16 Гц.

#### Программа второго посещения:

1. Соберите схему управляемого источника тока. Для проверки работоспособности схемы подайте входной сигнал переменного тока  $e_c=0,5$  В и измените сопротивление нагрузки. При  $R_H=\infty$ , т.е. при обрыве, получим выходной сигнал со значительными нелинейными искажениями. При подключении  $R_H=1\dots 5$  кОм выходной сигнал резко уменьшается.

2. Для управляемого источника тока снимаются характеристики  $i_H=f(R_H)$  и  $i_H=f(e_c)$ . Поскольку по расчету получено  $R_H=R_{H\text{макс}}$ , соответствующее  $u_{\text{выхмакс}}$ , то характеристика  $i_H=f(R_H)$  снимается в основном в сторону уменьшения  $R_H$ , т.е. придерживаясь примерно такой последовательности:  $2R_H, 1,5R_H, R_H, 0,5R_H, 0,25R_H, 0,1R_H, 0,05R_H$ .

Характеристика  $i_H=f(e_c)$  снимается в пределах  $(0,1 \dots 1,5)e_{c\text{макс}}$  - всего 5...7 точек.

3. Соберите схему устройства алгебраического суммирования. На инвертирующий вход подайте сигнал постоянного тока. При этом контролируйте  $u_{\text{вых}}$ , следя за тем, чтобы ОУ не оказался в состоянии насыщения и переменная составляющая усиливалась без искажений. Частота входного сигнала 1 кГц. При исследовании этой схемы характеристики не снимаются, а наблюдается и зарисовывается форма выходного сигнала с учетом постоянной составляющей.

4. При отключенном питании соберите и исследуйте схему масштабного усилителя с питанием от одного источника  $E_{01} = +15$  В (рис. 6.5). Снимите характеристику  $u_{\text{вых}}=f(E_c)$  на постоянном токе при положительных и отрицательных полярностях входного сигнала (см. методику настройки).

## 7. НЕЛИНЕЙНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ

Целью данной работы является исследование ряда типовых нелинейных преобразователей сигналов на основе ОУ

### 7.1. Общие положения

Использование ОУ позволяет осуществить многие нелинейные преобразования сигналов с достаточно малой погрешностью, определяемой, как правило, только погрешностью значений внешних элементов схемы.

**Выпрямители и ограничители на основе ОУ.** Однополупериодный выпрямитель на обычном диоде обладает тем недостатком, что из-за наличия на вольтамперной характеристике диода начального участка с весьма малым током, выходное напряжение на нагрузке появится только при  $E_{cm} > U_{отп}$ , где  $E_{cm}$  - амплитуда входного синусоидального напряжения;  $U_{отп}$  - напряжение отпирания диода. Поэтому, когда возникает необходимость преобразовать переменный входной сигнал с малой амплитудой, в сигнал постоянного тока, часто применяют выпрямитель, построенный на ОУ (рис.7.1,а) и имеющий характеристику, показанную на рис.7.1,б.

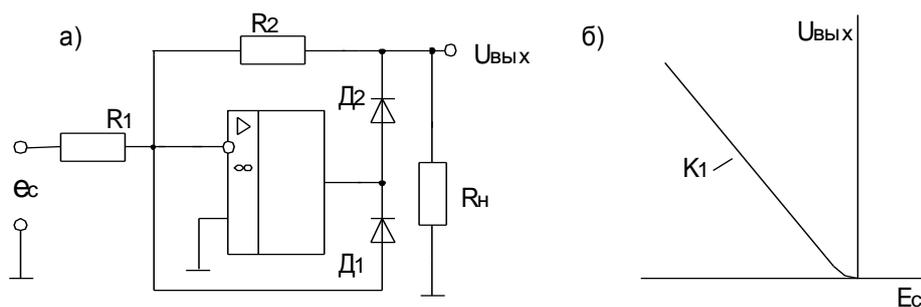


Рис. 7.1

Работу выпрямителя удобнее рассматривать отдельно для положительных и отрицательных значений входных сигналов.

При отрицательных входных сигналах на выходе ОУ появляется положительное напряжение, при котором закрыт диод  $D_1$  и открыт диод  $D_2$ , а напряжение на выходе выпрямителя станет равным

$$U_{\text{вых}} \approx -\frac{R_2}{R_1} E_c = -K_1 E_c. \quad (7.1)$$

При положительных входных сигналах закрыт диод  $D_2$  и открыт диод  $D_1$ , благодаря чему ОУ находится в линейном режиме работы. На выходе схемы будет нулевое напряжение, определяемое нулевым потенциалом инвертирующего входа ОУ.

В схеме двухстороннего усилителя-ограничителя, пока уровень выходного напряжения меньше  $U_{огр}^+$  ( $U_{огр}^-$ ) (рис.7.2,б), диоды  $D_1$  и  $D_2$  с помощью источников  $E_{01}$  и  $E_{02}$  заперты, а выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = (-R_2/R_1)E_c = -K_1 E_c$ . При выходном напряжении, достигающем порога срабатывания ограничителя, параллельно  $R_2$  включаются резистор  $R_3$  или  $R_4$  и при этом, пренебрегая падением напряжения на открытых диодах, выходное напряжение будет соответственно равно [1, с.89]:

$$U_{\text{орп}}^- \approx -(R_3/R_6)E_{01} = -K_1 E_{c2} \quad (7.2)$$

$$U_{\text{орп}}^+ \approx (R_4/R_5)E_{02} = K_1 E_{c1} \quad (7.3)$$

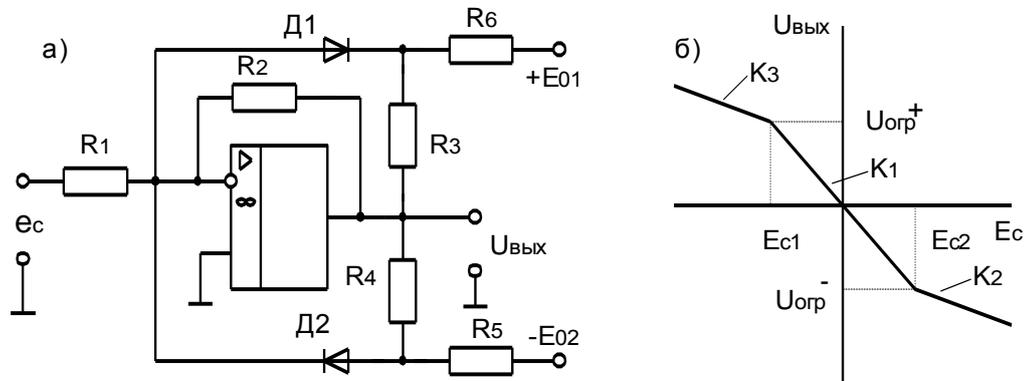


Рис.7.2

**Сравнивающие устройства и формирователи прямоугольных импульсов.** Большой коэффициент усиления ОУ в линейном режиме обеспечивает весьма малую (порядка долей милливольт) разность напряжений между инвертирующим и неинвертирующим входами. На этом свойстве собственно и построено суммирующее устройство сравнения (рис.7.3,а), в котором диод включен для формирования выходного напряжения практически одной полярности. Изменение полярности напряжения  $U_{\text{вых}}$  происходит при переходе  $u_{\text{и}}$  через нуль, т. е. при  $E_{c1} = U_{\text{оп}} R_1 / R_2$ . Сравнивающие устройства на ОУ достаточно точны, но имеют невысокое быстродействие, определяемое частотными параметрами ОУ.

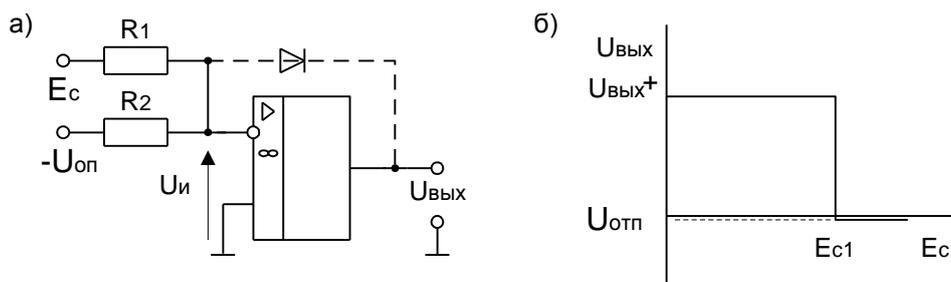


Рис. 7.3

Чтобы повысить помехозащищенность устройства сравнения или образовать два порога переключения, вводят цепь положительной обратной связи (рис.7.4,а - диод в цепь не включен), которая образует в его передаточной характеристике гистерезис шириной  $\Delta E_c = E_{c2} - E_{c1}$ . Наличие указанной связи позволяет устройству сохранять одно из двух устойчивых состояний с напряжением  $U_{\text{вых}}^+$  или  $U_{\text{вых}}^-$  на выходе даже при  $e_c = 0$ . Поэтому суммирующее устройство сравнения с гистерезисом еще называют суммирующим триггером. Его пороги переключения  $E_{c1}$  и  $E_{c2}$  несложно найти из условия равенства напряжений  $u_{\text{и}}$  и  $u_{\text{н}}$ :

$$E_{c2} = U_{\text{ВЫХ}}^+ \left( \frac{1 + R_1 / R_2}{1 + R_4 / R_3} \right) + U_{\text{оп}} \frac{R_1}{R_2} > 0 \quad (7.4)$$

$$E_{c1} = U_{\text{ВЫХ}}^- \left( \frac{1 + R_1 / R_2}{1 + R_4 / R_3} \right) + U_{\text{оп}} \frac{R_1}{R_2} < 0 \quad (7.5)$$

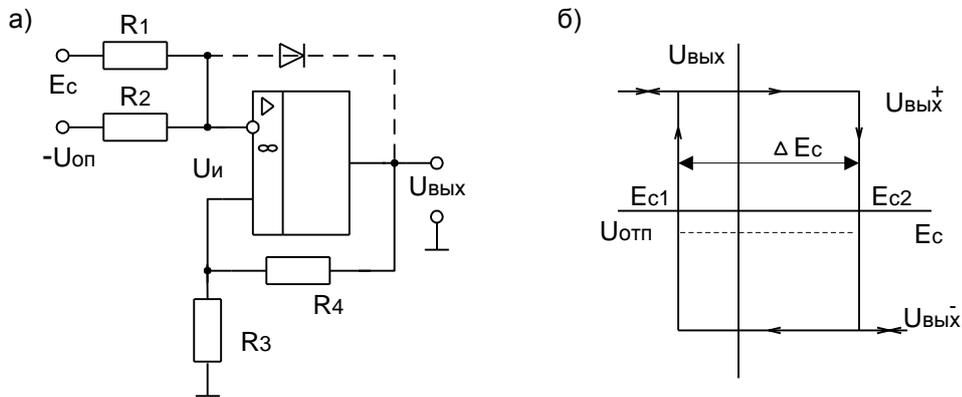


Рис.7.4

Если включить в цепь отрицательной обратной связи диод (штриховая линия на рис.7.4,а), то отрицательное выходное напряжение будет ограничено напряжением  $U_{\text{отп}}$ , а напряжение  $E_{c1}$  станет

$$E_{c1} \approx -U_{\text{отп}} \left( \frac{1 + R_1 / R_2}{1 + R_4 / R_3} \right) + U_{\text{оп}} \frac{R_1}{R_2}. \quad (7.6)$$

## 7.2. Расчет параметров элементов и характеристик устройств сравнения

В соответствии с заданием, исходными данными для расчета являются: коэффициенты наклона передаточных характеристик  $K_1, K_2, K_3$ ; напряжения  $U_{\text{огр}}^+, U_{\text{огр}}^-, U_{\text{оп}}, E_{c1}, \Delta E_c$ . Работа будет выполняться на макете “Операционные усилители”, поэтому все окончательные параметры элементов следует выбирать из имеющихся на макете. Расчет осуществляют в следующей последовательности. Принимаем для всех схем  $R_H = 10 \text{ кОм}$ .

1. Приняв  $R_1 = 20 \text{ кОм}$ , находят из выражения (7.1) для схемы рис.7.1,а  $R_2 = K_1 R_1$ . Эти значения сопротивлений используют и во всех последующих схемах.

2. Для схемы, изображенной на рис.7.2,а, значения сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$  рассчитывают, исходя из необходимости обеспечить коэффициенты  $K_2$  и  $K_3$ :  $R_3 = K_2 R_2 / (K_1 - K_2)$ ,  $R_4 = K_3 R_2 / (K_1 - K_3)$ .

3. Чтобы обеспечить заданные  $U_{\text{огр}}^+$  и  $U_{\text{огр}}^-$ , находят сопротивления  $R_5$  и  $R_6$  из уравнений (7.2) и (7.3), учитывая, что  $E_{02} = E_{01} = 15 \text{ В}$  получим:  $R_5 \approx R_4 E_{02} / U_{\text{огр}}^+$ ,  $R_6 \approx -R_3 E_{01} / U_{\text{огр}}^-$ .

4. В схеме рис.7.3,а используют ранее найденные сопротивления, поэтому определяют напряжение (рис.7.3,б)  $E_{c1} = U_{\text{оп}} / K_1$ , а напряжение  $U_{\text{отп}} = 0,65 \text{ В}$ .

5. Отношение сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$  суммирующего триггера (см.рис.7.4,а) рассчитывают, исходя из уравнений (7.4) и (7.5):  $R_4/R_3=(2U_{\text{Вых}}^+(1+1/K_1)/\Delta E_c)-1=\zeta$ .

6. Приняв  $R_3=20\text{кОм}$ , находят  $R_4=\zeta R_3$ .

7. Определяют порог срабатывания  $E_{c1}$  триггера после подключения диода в цепь обратной связи.

### 7.3. Методика настройки схем

Все исследуемые устройства при правильном расчете, монтаже и исправных элементах работают без дополнительной настройки. Поэтому после подачи синусоидального напряжения  $e_c=E_{cm}\sin(\omega t)$  на вход точного выпрямителя следует убедиться в наличии на его выходе однополярного положительного напряжения, амплитуда полупериодов выходного сигнала которого в  $K_1$  раз больше амплитуды  $E_{cm}$ . В противном случае подайте на вход схемы нулевой сигнал и проверьте с помощью осциллографа выходное напряжение. Если оно не нулевое, то схема собрана неправильно.

Правильность работы схемы усилителя-ограничителя удобнее проверить, подав на вход схемы синусоидальный сигнал. Изменяя входной сигнал от минимального до максимального и наблюдая по осциллографу форму выходного сигнала легко убедиться в правильности работы схемы, а также измерить пороги переключения.

### 7.4. Программа работы

1. По полученным у преподавателя исходным данным рассчитайте параметры элементов и схем. Подготовьте бланк отчета, в котором приведите все схемы, расчет сопротивлений и теоретические кривые.

2. Соберите выпрямитель по схеме рис.7.1,а. Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  удобно набрать из одной линейки сопротивлений. Подайте напряжения питания ОУ  $E_{01}$  и  $-E_{02}$  на макет, подключите к нему генератор синусоидальных колебаний  $e_c$ .

3. При необходимости произведите настройку точного выпрямителя согласно методике, изложенной выше, а затем, изменяя напряжение сигнала от 10мВ до появления искажений в выходном сигнале, снимите характеристику  $U_{\text{Вых}}(e_c)$ . Измерение входного сигнала производите с помощью вольтметра, а выходного напряжения по осциллографу, т.е. измеряется амплитуда  $U_{\text{Вых.м}}$ . При снятии характеристики проследите, чтобы наибольшее число точек приходилось на начальные нелинейные участки характеристик. Посмотрите, чем отличается напряжение на выходе ОУ от  $U_{\text{Вых.м}}$ .

4. Соберите усилитель-ограничитель (рис.7.2,а). Подавая переменный входной сигнал с генератора синусоидальных колебаний частотой 1 кГц и постепенно увеличивая амплитуду, определите  $U_{\text{огр}}^+$  и  $U_{\text{огр}}^-$ . При необходимости, настройте усилитель, т.е. добейтесь того, чтобы  $U_{\text{огр}}^+$  и  $U_{\text{огр}}^-$  отличались от заданных не более, чем на 15%. Снимите осциллограмму выходного сигнала.

5. Снимите характеристику  $U_{\text{Вых}}(E_c)$ , подавая постоянное напряжение разной полярности на вход усилителя-ограничителя, выбрав число точек, обеспечивающее достаточно точное построение всей характеристики.

Сравните экспериментальную зависимость  $U_{\text{Вых}}(E_c)$  с заданной, отметьте результат сравнения в выводах по работе.

6. Соберите устройство сравнения по рис.7.3,а (без диода), подав напряжение  $-U_{\text{оп}}$  от дополнительного источника постоянного напряжения через потенциометр 10кОм, а напряжение  $E_c$  - от источника  $E_{01}$  также через потенциометр 10кОм. Подайте питание на ОУ и снимите характеристику  $U_{\text{Вых}}(E_c)$ . Сопоставьте расчетное и экспериментальное значение  $E_{c1}$ . В выводах по работе отразите результат сравнения.

Подайте на вход синусоидальный входной сигнал с амплитудой достаточной для переключения устройства сравнения. Зарисуйте осциллограмму входного и выходного сигналов.

7. Подключите диод в цепь отрицательной обратной связи и сопоставьте осциллограммы выходных импульсов триггера с полученными в предыдущем пункте. Результаты сопоставления отразите в выводах по работе.

8. Соберите триггер по схеме рис.7.4,а.

Подайте на вход синусоидальный входной сигнал с амплитудой достаточной для переключения триггера. Зарисуйте полученные осциллограммы в масштабе, позволяющем измерить время переключения триггера.

9. Подключите диод в цепь отрицательной обратной связи и сопоставьте осциллограммы выходных импульсов триггера с полученными в предыдущем пункте. Результаты сопоставления отразите в выводах по работе.

10. Оформите отчет о проделанной работе. Постройте все снятые зависимости и осциллограммы. В выводах сравните теоретические и полученные экспериментальные параметры исследованных схем.

## 8. ГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

Экспериментальная работа по данной теме проводится с целью приобретения навыков настройки и исследования импульсных генераторов (автоколебательных и ждущих), определения областей применения различных интегральных микросхем в генераторах.

### 8.1. Общие положения

Генераторы прямоугольных импульсов бывают автоколебательными (их еще называют мультивибраторами) и ждущими (их называют часто одновибраторами). В работе исследуются генераторы, построенные на операционных усилителях (ОУ) и таймере.

**8.1.1. Автоколебательные генераторы.** Как известно [1, с.314], мультивибраторы можно построить с применением одного конденсатора. В настоящее время в интегральной схемотехнике стремятся свести к минимуму число навесных элементов и поэтому применяют схемы, изображенные на рис.8.1...8.3. Именно эти генераторы и исследуются в данной работе.

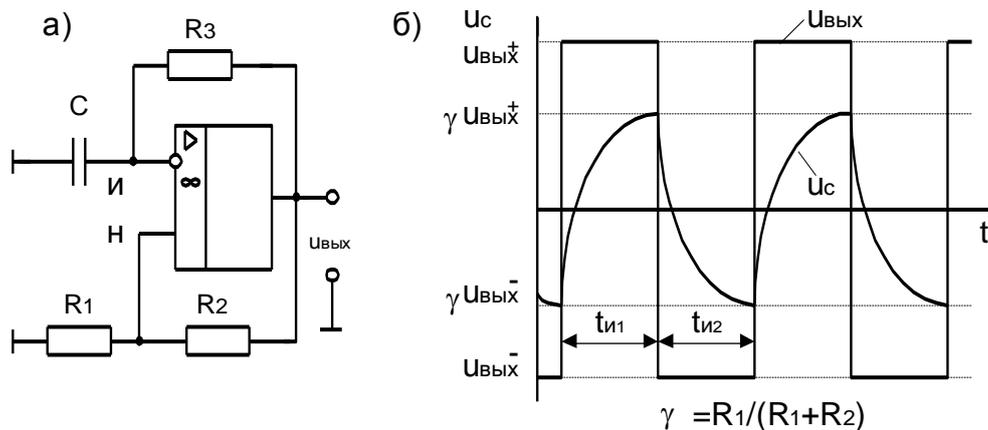


Рис. 8.1

Длительности импульсов  $t_{и1}$ ,  $t_{и2}$  (см.рис.8.1,б) в мультивибраторе (см.рис.8.1,а) можно найти по формулам [1, с.314...315]:

$$t_{и1} = R_3 C \ln \left[ 1 + (1 - U_{\text{вых}}^- / U_{\text{вых}}^+) R_1 / R_2 \right], \quad (8.1)$$

$$t_{и2} = R_3 C \ln \left[ 1 + (1 - U_{\text{вых}}^+ / U_{\text{вых}}^-) R_1 / R_2 \right]. \quad (8.2)$$

У большинства ОУ  $|U_{\text{вых}}^-| = |U_{\text{вых}}^+|$  и зависят от напряжений питания микросхемы  $+E_{01}$  и  $-E_{02}$ . При одинаковых вариациях  $E_{01}$  и  $E_{02}$  отношение  $U_{\text{вых}}^- / U_{\text{вых}}^+$  остается постоянным и благодаря этому длительности импульсов, как следует из уравнений (8.1) и (8.2), не меняются.

Нестабильность длительности генерируемых колебаний возникает при неодинаковом изменении  $E_{01}$  и  $E_{02}$ . В лаборатории исследуется эта зависимость.

Далеко не всегда требуется иметь одинаковыми длительности импульсов  $t_{и1}$  и  $t_{и2}$ . В работе исследуется мультивибратор по схеме, изображенной на рис.8.2. Здесь для тока заряда и разряда образованы разные пути с помощью диодов  $D_1$  и  $D_2$ . Они отключают соответственно резистор  $R_3$  и  $R_4$  от источника  $u_{ввых}$  при  $u_{ввых}=U_{ввых}^-$  и  $u_{ввых}=U_{ввых}^+$ . При  $U_{ввых}^- = U_{ввых}^+$  имеем

$$t_{и1}=R_3C \ln(1+2 R_1/R_2), \quad (8.3)$$

$$t_{и2}=R_4C \ln(1+2 R_1/R_2). \quad (8.4)$$

Изменяя  $R_4$ , можно уменьшать  $t_{и2}$  до тех пор, пока на процессы в схеме не начнут влиять частотные свойства ОУ.

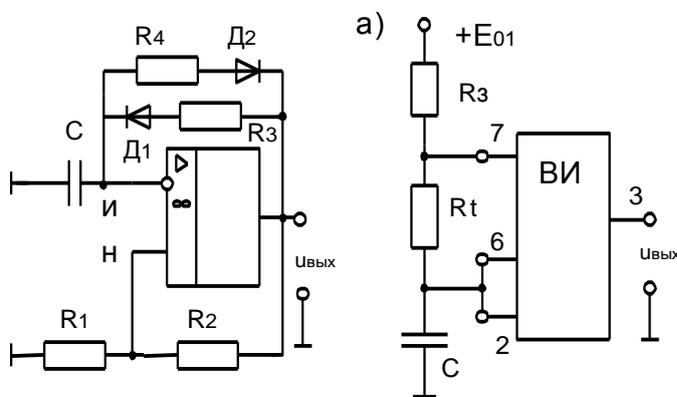


Рис.8.2

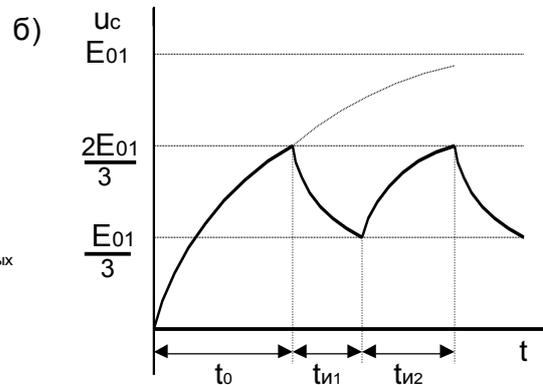


Рис.8.3

Максимально достижимая длительность периода  $T = t_{и1} + t_{и2}$  мультивибратора ограничивается входными токами ОУ и токами утечек конденсатора. У керамических конденсаторов утечки значительно меньше, чем входные токи ОУ, но могут быть одного порядка у других типов конденсаторов. Наличие указанных токов приводит к тому, что длительности импульсов  $t_{и1}$  и  $t_{и2}$  будут уже зависеть не прямо пропорционально от  $R_3(R_4)$  и  $C$ , кроме того возрастает их температурная зависимость.

Мультивибраторы на таймерах (рис.8.3,а) имеют меньшую зависимость длительности импульсов от напряжения питания  $E_0$  (оно однополярно, положительно и в работе совпадает с  $E_{01}$ ), благодаря тому, что напряжение на конденсаторе сравнивается внутри таймера с опорными напряжениями  $E_{01}/3$  и  $2E_{01}/3$  соответственно (рис.8.3,б). После достижения  $u_c$  значения  $2E_{01}/3$  вывод 7 коммутируется на землю. Начинается разряд конденсатора до  $u_c = E_{01}/3$  [2].

Время разряда с учетом  $u_c(0) = 2E_{01}/3$  будет

$$t_{и1} = 0,693 R_t C, \quad (8.5)$$

а время заряда

$$t_{и2} = 0,693 (R_3 + R_t) C. \quad (8.6)$$

Частота генерируемых колебаний, равна

$$f_r = 1,443 / [(R_3 + R_t) C]. \quad (8.7)$$

**8.1.2. Ждущие генераторы.** Такие генераторы несложно получить из автоколебательных, если последние затормозить и образовать цепь запуска. Для выполнения первой задачи в схему мультивибратора, изображенного на рис. 8.1,а, введен диод  $D_1$ , а второй - добавлена дифференцирующая цепь с диодом  $D_2$  (на рис.8.4,а это цепь из  $C_d$  и  $R_d$ ). Положительное напряжение на конденсаторе  $C$ , равное  $u_{д1}=u_{и}$ , не достигает положительного напряжения на неинвертирующем входе ОУ  $u_{н}$  при  $u_3=0$ . Поэтому ОУ не переключается и сохраняет  $u_{ввых}=U_{ввых}^+$  до прихода запускающего импульса. Его амплитуда должна быть такой, чтобы  $u_{н}$  на время переключения триггера на ОУ стало меньше, чем  $u_{и}$ . В результате переключения  $u_{ввых}=U_{ввых}^-$ , диод  $D_1$  закроется и начнется увеличение  $u_c$  до  $u_{и}=u_{н}=\gamma U_{ввых}^-$ , где  $\gamma=R_1/(R_1+R_2)$  (рис.8.4,б). Когда  $u_{и}$  достигнет  $u_{н}=\gamma U_{ввых}^-$ , ОУ снова переключится и начнется стадия восстановления исходного состояния. Длительность импульса будет

$$t_{и}=R_3C \ln[(1+R_1/R_2)(1-U_{д1}/U_{ввых}^-)] \approx R_3C \ln(1+R_1/R_2). \quad (8.8)$$

Вывод уравнения (8.8) осуществлен при условиях:  $u_c(0)=U_{д1}$ , входные токи усилителя равны нулю,  $u_c(\infty)=U_{ввых}^-$ ,  $U_{д1}=(0,1 \dots 0,6)U_{в}$ .

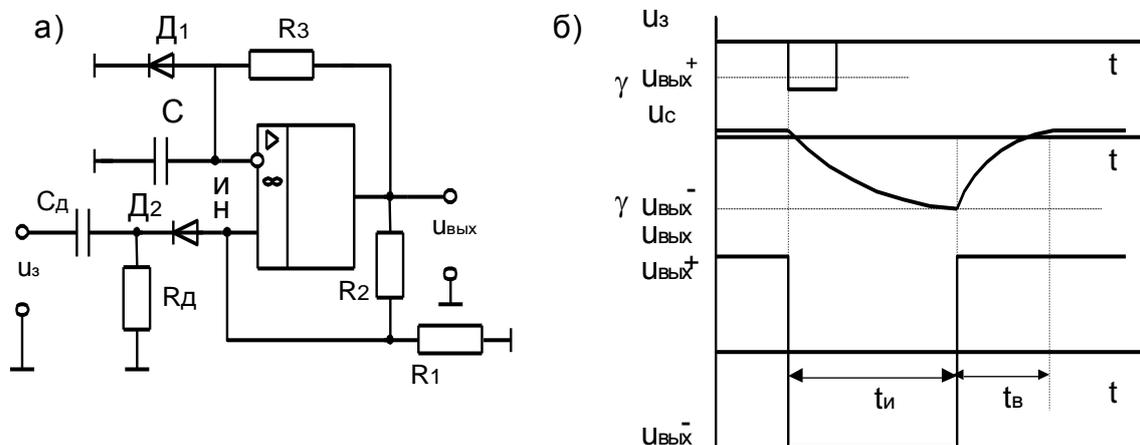


Рис. 8.4

Время восстановления исходного состояния при аналогичных допущениях получим из формулы

$$t_{в}=R_3C \ln[1+(R_1/R_2)/(1+R_1/R_2)]. \quad (8.9)$$

Ясно, что максимальная частота следования запускающих импульсов  $f_3=1/T=1/(t_{и}+t_{в})$ .

## 8.2. Расчет параметров элементов и генераторов

Исходными данными для расчета являются типы микросхем, параметры генераторов  $t_{и}$ ,  $t_{и1}$ ,  $t_{и2}$  и параметры элементов  $K_d=R_1/R_2$ ,  $C$ . Расчет целесообразно вести в следующем порядке.

### 8.2.1 Расчет мультивибраторов.

1. Рассчитывают  $R_2$ , задавшись сопротивлением  $R_1$ , исходя из сопротивлений (для  $R_1$  и  $R_2$ ), имеющих на макете, а также учитывая нагрузочную способность ОУ ( $R_2+R_1 \gg R_{н \text{ мин}}$ ):  $R_2=R_1/K_d$ . Следует принять во внимание, что заданное  $K_d$  обеспечивает безопасный режим работы ОУ по входу (превышение дифференциального входного напряжения, равного в

данной схеме  $|U_H| + |U_H|$ , может привести к пробую р-п переходов входных транзисторов ОУ.

2. Используя соотношение (8.3), рассчитывают  $R_3 = t_{и1} / [C \ln(1 + 2R_1/R_2)]$ . Для симметричного мультивибратора (см. рис. 8.1.а) расчет окончен, а для несимметричного мультивибратора (см. рис. 8.2.а) рассчитывают также  $R_4 = t_{и2} / [C \ln(1 + 2R_1/R_2)]$ .

3. В мультивибраторе, построенном на таймере, используют уже рассчитанное  $R_3$  и заданное  $C$ . Поэтому из уравнения (8.5) находим  $R_i = 1,443 t_{и1} / C$ . Найденное  $R_i$  необходимо округлить до ближайшего номинала резистора, имеющегося на макете, и по уравнению (8.5) надо уточнить новое значение  $t_{и1}$ .

4. Подставляют параметры элементов в уравнение (8.6) и находят  $t_{и2}$ .

5. Вычисляют из уравнения (8.7) частоту генерации  $f_r$ .

6. Из уравнений (8.1) и (8.2) вычисляют  $t_{и1}$  и  $t_{и2}$  при  $E_{01} = 0,7E_{01}$  и  $E_{02}$ , равном номинальному значению.

### **8.2.2. Расчет параметров ждущих генераторов.**

1. Используя ранее найденные значения параметров элементов для мультивибратора на ОУ (см. рис. 8.4,а), из уравнения (8.8) находят  $t_{и}$ , а из уравнения (8.9) - время восстановления  $t_{в}$ . Возьмите  $C_d = 1500$  пФ,  $R_d = 10$  кОм.

## **8.3. Настройка генераторов**

Исследуемые в данной работе генераторы при правильной сборке и исправных микросхемах работают без настройки. Отклонения параметров импульсов обычно не превышают значений, определяемых разбросом параметров элементов. Поэтому настройка сводится к проверке правильности монтажа, расчетов и исправности микросхем. В случае отсутствия колебаний на выходе следует для всех генераторов проверить наличие и значение напряжений питания  $E_{01}$  и  $E_{02}$  и правильность их подключения к макету. При наличии напряжений питания, внешним осмотром следует убедиться в правильности монтажа.

В мультивибраторе по схеме рис.8.1,а сначала убеждаются в выполнении соотношения  $u_H = \gamma u_{вых}$  путем измерения осциллографом напряжения  $u_H$  и  $u_{вых}$ . Значительное (больше 20%) отклонение  $u_H$  от расчетного говорит о неправильно собранном делителе  $R_1, R_2$ . Когда делитель исправен, измеряют  $u_H$  и убеждаются, что оно одной полярности с  $u_H$  и  $|u_H| - |u_H| > 0$ . В противном случае неисправна цепь  $R_3, C$ , инвертирующий вход ОУ. Если указанное неравенство выполняется, а полярность  $u_{вых}$  и  $u_H$  совпадают, то или  $u_H$  не поступает на микросхему (измерьте  $u_H$  непосредственно на соответствующем выводе микросхемы), или неисправен ОУ. В обоих случаях необходимо обратиться за помощью к преподавателю.

Проверка мультивибратора, собранного по схеме рис.8.2, аналогична вышеописанной. Дополнительно здесь проверяются только правильность сборки и исправность цепи  $R_3, D_1$  и  $R_4, D_2$ .

В мультивибраторе на таймере (рис.8.3,а) при правильно собранной цепочке  $R_3, R_i, C$  проверка сводится к определению исправности микросхемы.

Схему одновибратора (рис.8.4,а) получают после подсоединения к мультивибратору (рис.8.1,а) диода  $D_1$  и дифференцирующей цепочки. Если диод  $D_1$  не останавливает автоколебаний, то он неисправен (разрыв цепи).

Однако возможна и такая ситуация, когда устойчивое состояние сохраняется и при  $u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}}$ . Это означает, что диод  $D_1$  пробит с закорачиванием выводов.

#### 8.4. Программа работы

1. По полученному у преподавателя заданию во время самостоятельной работы сделайте расчет параметров элементов и схем согласно методике, приведенной в п.8.2. Расчеты и схемы исследуемых генераторов оформите в отчете по работе до прихода в лабораторию.

2. Соберите схему мультивибратора по рис.8.1,а (не забудьте подать напряжения питания на макет в соответствии с паспортными значениями  $+E_{01}$  и  $-E_{02}$  для заданных микросхем). При необходимости настройте мультивибратор согласно методике, изложенной в п.8.3. Измерьте длительности импульсов  $t_{и1}$  и  $t_{и2}$ . Если они отличаются от расчетных больше, чем на 15%, то следует изменением  $R_3$  или  $C$  добиться заданных значений. Осциллограф должен работать с внешней разверткой. Зарисуйте форму импульсов на входах и выходе ОУ.

3. Установите  $E_{01} = 0,7E_{01}$ . Измерьте  $t_{и1}$ ,  $t_{и2}$  и сопоставьте их с теоретическими значениями, вычисленными по уравнениям (8.1) и (8.2) (см.п.8.2.1).

4. Установите  $E_{01}$  равным номинальному значению. Увеличьте  $R_3$  и  $C$  до максимальных значений, имеющих на макете. Измерьте  $t_{и1}$  и  $t_{и2}$ . Сделайте вывод о минимальной частоте работы мультивибратора.

5. Соберите мультивибратор по схеме, изображенной на рис.8.2. Измерьте  $t_{и1}$  и  $t_{и2}$ . При отличии  $t_{и2}$  больше чем на 20% следует настроить схему и добиться заданного  $t_{и2}$  путем изменения  $R_4$ . Сравните  $t_{и1}$  с полученным экспериментально. Зарисуйте форму импульсов на входах и выходе ОУ.

6. Уменьшите  $R_4$  до 2кОм и измерьте  $t_{и2}$ . Сделайте вывод, какова минимально возможная длительность  $t_{и2}$  и чем она ограничена (обратите внимание на неравенство времени нарастания и спада импульса). Какова максимальная частота работы мультивибратора на данном типе ОУ?

7. Соберите мультивибратор на таймере (рис.8.3,а). При необходимости настройте его согласно методике п.8.3. Зарисуйте форму импульсов на выходе и на конденсаторе. Измерьте  $t_{и1}$  и  $t_{и2}$  и сравните с заданными. Увеличьте  $C$ ,  $R_3$  и  $R_4$  до максимальных значений, имеющих на макете. Измерьте  $t_{и1}$  и  $t_{и2}$  и сделайте вывод о минимально возможной частоте работы мультивибратора.

8. Соберите ждущий генератор (рис.8.4,а), добейтесь устойчивой его работы, регулируя амплитуду запускающего импульса  $u_3$ . Измерьте длительность импульса  $t_{и}$ , зарисуйте форму импульсов на инвертирующем и неинвертирующем входах, на выходе генератора, а также импульс запуска.

9. В выводах по работе сравните теоретические и полученные экспериментальные значения параметров исследованных схем.

## 9. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ С ПОСТОЯННОЙ И УПРАВЛЯЕМОЙ ЧАСТОТОЙ

Целью работы, выполняемой по данной теме, является исследование RC- генераторов синусоидальных колебаний с постоянной и управляемой частотой, их настройка, сравнение теоретических и экспериментальных результатов.

### 9.1 Общие положения

Генераторы гармонических колебаний преобразуют энергию источника питания постоянного напряжения в энергию колебаний синусоидальной формы. В системах управления наиболее типичной является частота колебаний от единиц герц до сотен килогерц, поэтому основными элементами, из которых строят генераторы, являются резисторы, конденсаторы и активные элементы. Активный элемент принципиально необходим для восполнения потерь энергии в пассивной цепи. Колебательные системы второго порядка обычно описываются характеристическим уравнением:

$$a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0;$$

При этом условие существования колебаний определяется неравенством,  
 $a_1 < 0$ ,

а частота колебаний равна

$$\Omega_0 = \sqrt{a_0 / a_2}.$$

В работе исследуется генератор гармонических колебаний, схема которого приведена на рис.9.1.

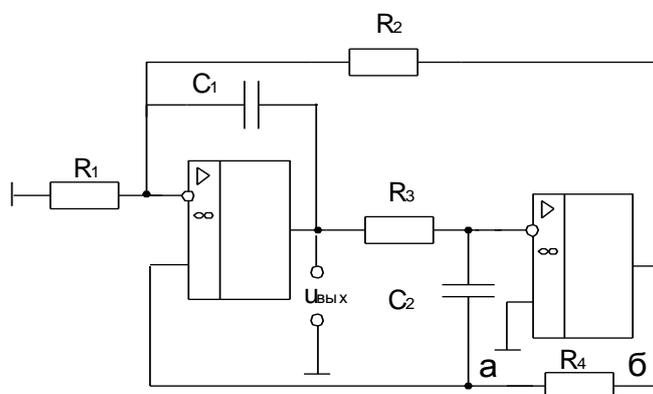


Рис.9.1

Для этой схемной реализации приближенные выражения для характеристического выражения, условия возбуждения и частоты колебаний соответственно равны:

$$s^2 C_1 C_2 g_4 + s g_3 (C_1 g_4 - C_2 g_2) + g_1 g_3 g_4 = 0; \quad (9.1)$$

$$a_1 = g_3 (C_1 g_4 - C_2 g_2) \leq 0; \quad (9.2)$$

$$f_0 = \sqrt{g_1 g_3} / (C_1 C_2) / 2\pi. \quad (9.3)$$

Выбрав параметры элементов так, чтобы  $C_1 g_4 = C_2 g_2$  переведем генератор в режим, близкий к самовозбуждению (из-за приближенности

выражения (9.1)). Амплитуда колебаний будет зависеть от уровня сигнала, при котором  $K_u$  ОУ начнет уменьшаться, что произойдет при уровнях напряжения близких к  $U_{\text{вых макс}}$ . Часто требуется от генератора иметь другое выходное напряжение. Поэтому изменим его схему так, чтобы иметь возможность регулировать выходное напряжение. Для этого в контур обратной связи введем дополнительный нелинейный элемент (рис.9.2,а), содержащий два диода и резистор  $R_5$ . Изменяя средний ток через диоды, меняем среднее сопротивление нелинейного двухполюсника, включенного между точками а и б. Вместе с тем из-за наличия зоны нечувствительности двухполюсника (рис.9.2,б) через него начнет протекать ток, только когда к диодам прикладывается напряжение, большее  $U_{\text{отп}}$ . Отсюда следует, что при определенной амплитуде напряжения генератора к  $g_4$  параллельно подключается проводимость нелинейного элемента, благодаря чему амплитуда выходного сигнала уменьшается.

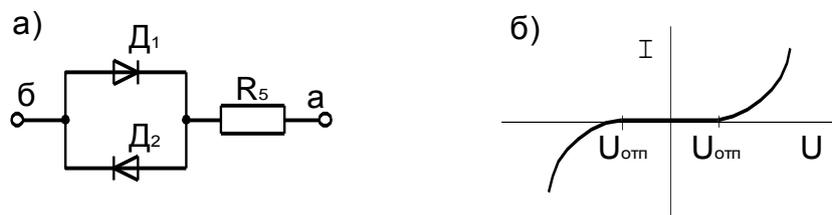


Рис.9.2

Исследуемый генератор позволяет осуществить перестройку частоты колебаний в широких пределах путем изменения проводимостей  $g_3$  или  $g_1$ . Последняя одним выводом подсоединена к общей шине, что обеспечивает простоту организации электронной перестройки. В работе предлагается исследовать электронную модуляцию (манипуляцию) частоты колебаний. Для этой цели используются задающий мультивибратор на ОУ и электронный ключ на основе биполярного транзистора. Последний, шунтируя часть частотно - задающего резистора  $R_1$ , реализует управляемую проводимость и периодически изменяет частоту генератора.

## 9.2. Расчет параметров элементов схемы генератора гармонических колебаний и задающего мультивибратора

Исходными данными для расчета являются частота колебаний генератора  $f_0$  и сопротивление  $R_3$ , которые необходимо взять из таблицы заданий. Параметры части элементов схем являются фиксированными и имеют следующие значения:  $C_1=1000$  пФ,  $C_2=2000$  пФ,  $R_4=6,8$  кОм,  $R_9=1,3$  кОм,  $R_6=8,2$  кОм,  $R_6'=1$  кОм,  $R_7=8,2$  кОм,  $R_8=3,9$  кОм.

1. Рассчитайте минимальную величину сопротивления  $R_2$ , обеспечивающую выполнение условия возбуждения,  $R_{2\text{мин}} = R_4 C_2 / C_1$ . Номинальное значение сопротивления потенциометра  $R_2$  выберите примерно в два раза больше рассчитанного значения  $R_{2\text{мин}}$ .

2. Для указанного в варианте задания значения частоты генерации и сопротивления  $R_3$  определите сопротивление  $R_1 = 1 / ((2\pi f_0)^2 R_3 C_1 C_2)$ .

3. Постройте зависимость  $f_0 = f(R_1)$  для значений сопротивления  $R_1 = (2 \dots 120 \text{ кОм})$ .

4. Определите емкость конденсатора в схеме задающего мультивибратора  $C_3 = 16 / (f_0 R_6)$ .

### 9.3. Методика настройки генератора

Если схема собрана правильно и усилители исправны, то после включения напряжения питания выходное напряжение ОУ (контролируемое с помощью осциллографа) должно быть близко к нулю (как переменная, так и постоянная составляющие). Если же после включения питания на выходе генератора наблюдается постоянное напряжение, то это свидетельствует о наличии ошибок в подключении питания к лабораторному стенду или в монтаже, а также о неисправности усилителей или об обрывах монтажных проводов.

Для проверки исправности усилителей измерьте осциллографом уровни напряжений на всех входах и выходах усилителей  $A_1$  и  $A_2$ . При этом полярность напряжений на инвертирующих входах исправных усилителей должна быть противоположна полярности выходных напряжений. Для дополнительной проверки исправности усилителя  $A_1$  можно включить его по схеме повторителя напряжения. Для проверки усилителя  $A_2$  переведите его в режим масштабного звена с коэффициентом передачи, близким к единице. Если проведенные эксперименты обнаружат неисправность одного из усилителей, то для замены сменной платы следует обратиться к преподавателю.

Для проверки отсутствия и поиска обрывов в монтажных проводах измерьте и сравните напряжения в узлах схемы, соединенных монтажными проводами.

Уменьшая сопротивление потенциометра  $R_2$ , добейтесь появления на выходе генератора напряжения синусоидальной формы и измерьте его частоту при помощи осциллографа. Если при уменьшении сопротивления  $R_2$  до нуля колебания на выходе генератора не появляются, то проверьте (если этого не сделано ранее) правильность подключения питания, монтажа, исправность усилителей по методике, изложенной выше. Если измеренная частота колебаний отличается от заданной больше, чем на 10%, то следует проверить расчет и значение сопротивления  $R_1$ . При необходимости его собирают из имеющихся на стенде резисторов путем их последовательного соединения.

Настройка схемы задающего мультивибратора. После включения питания на выходе мультивибратора должны наблюдаться колебания прямоугольной формы с частотой, примерно в 16 раз меньшей частоты колебаний генератора. Изменение сопротивления потенциометра  $R_6'$  должно приводить к незначительному изменению частоты выходных колебаний. Если после включения питания колебания на выходе мультивибратора не возникают, то по методике, изложенной выше, проверьте правильность монтажа, исправность усилителей и отсутствие обрывов в монтажных проводах. Для проверки исправности  $A_3$  переведите его в режим повторителя.

### 9.4. Программа работы

1. Рассчитайте номинальное значение потенциометра  $R_2$ , сопротивление  $R_1$  в схеме генератора и емкость конденсатора  $C_3$  в схеме задающего мультивибратора, подготовьте заготовку отчета.

2. Работа выполняется на лабораторном стенде «Полупроводники, микросхемы». Питание лабораторного стенда осуществляется от двух источников постоянного напряжения:  $E_{01}=+15$  В и  $E_{02}=-15$  В. Группу клемм «+», «-», «земля», обозначенных на стенде  $U_1$ , соедините с соответствующими

клеммами источников напряжения БП15, а клеммы «+», «-», обозначенные на стенде  $U_2$ , - с аналогичными клеммами  $U_1$ . Сборку схемы осуществляйте при выключенном питании!

Монтаж исследуемой схемы проводите поэтапно, начиная от сборки генератора гармонических колебаний до окончательной схемы управляемого генератора, изображенного на рис.9.3.

3. Для сборки схемы генератора гармонических колебаний используется сменная плата (микросхема 140УД20, содержащая два ОУ с одинаковыми параметрами, конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$ , резистор  $R_4$ ), устанавливаемая в один из разъемов ХТ5, ХТ6, ХТ7, ХТ8 стенда. Элементы генератора, расположенные на сменной плате, выделены на рис.9.3 штриховой линией. Номера гнезд разъема, предназначенные для подключения внешних элементов к сменной плате, обозначены цифрами. Установите сменную плату в разъем лабораторного стенда и соберите схему генератора гармонических колебаний. Вместо составного резистора  $R_1'$  и  $R_1''$  используйте резистор с номиналом, рассчитанным Вами для заданной частоты колебаний  $R_1$ . Цепи задающего мультивибратора, транзисторного ключа  $T_1$  и нелинейного элемента (рис.9.2,а) на первом этапе не требуются.

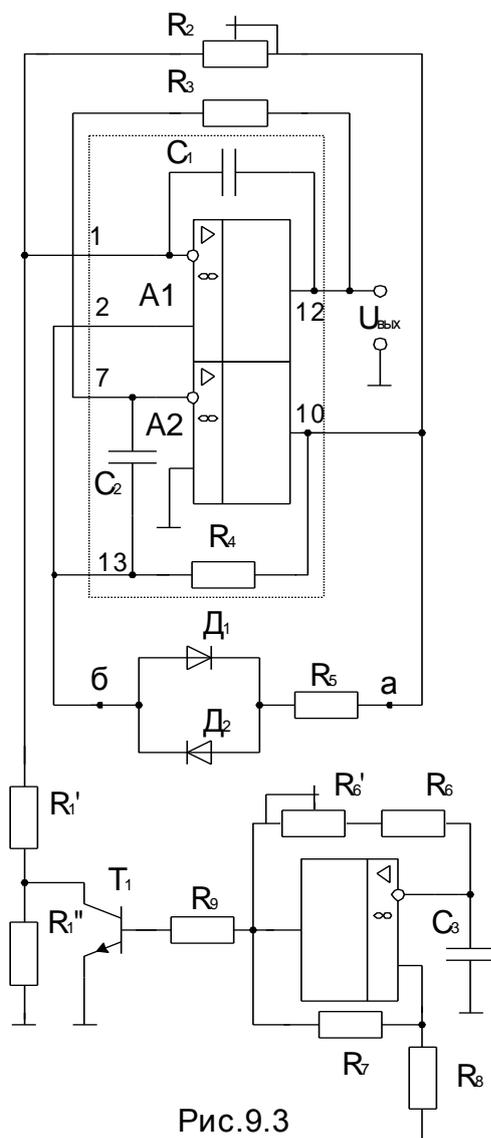


Рис.9.3

4. Настройте генератор гармонических колебаний и измерьте его частоту. Отключив от схемы резистор  $R_2$ , измерьте его сопротивление омметром. Сравните с  $R_{2\text{мин}}$ , определите причину имеющихся расхождений.

5. Измерьте амплитуду выходного сигнала генератора. Уменьшая сопротивление  $R_2$ , добейтесь появления заметных нелинейных искажений выходного сигнала (это соответствует нелинейному режиму работы ОУ). Подключите нелинейный элемент для ограничения амплитуды (резистор  $R_5$  и диоды  $D_1$  и  $D_2$ ). Сравните амплитуду и форму выходного сигнала до и после подключения нелинейного элемента, сделайте выводы.

6. Изменяя сопротивление  $R_1$  от 2 до 120 кОм, исследуйте зависимость  $f_0=f(R_1)$  и сравните с расчетной. Сделайте выводы.

7. Для исследования электронной перестройки частоты генерации соберите схему задающего мультивибратора и транзисторного ключа в соответствии с рис.9.3.

Для монтажа схемы используют сменную плату с ОУ 140УД6 и любой маломощный транзистор. В качестве потенциометра  $R_6'$  используйте переменный резистор с номиналом 1 кОм.

8. Включите вместо резистора  $R_1$  в схему генератора гармонических колебаний управляемую проводимость  $R_1'$  и  $R_1''$ . Сопротивления  $R_1'$  и  $R_1''$  выберите так, чтобы частота выходного сигнала генератора синусоидальных колебаний в процессе манипуляции изменялась от  $f_1 \approx f_0 \sqrt{2/5}$  до  $f_2 \approx f_0 \sqrt{2}$ , т.е.  $f_2/f_1 = \sqrt{5}$ , тогда  $R_1' = R_1/2$ ,  $R_1'' = 2R_1$ . Изменяя сопротивление  $R_6'$ , добейтесь, чтобы осциллограмма (Рис.9.4) выходного сигнала генератора синусоидальных колебаний была устойчива.

Используйте режим внешней развертки осциллографа, подав на синхронизирующий вход осциллографа выходной сигнал задающего мультивибратора.

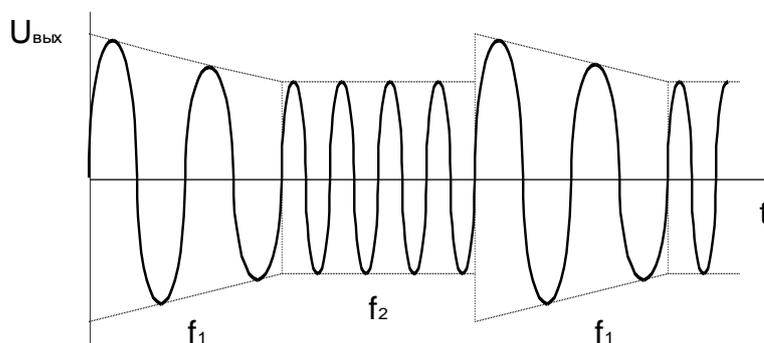


Рис.9.4

Снимите диаграмму выходного сигнала генератора синусоидальных колебаний и определите частоты  $f_1$  и  $f_2$ . Объясните влияние сопротивления резистора  $R_6'$  на наблюдаемый на выходе генератора процесс.

9. В выводах по работе сравните полученные экспериментальные результаты с теоретическими.

## 10. АКТИВНЫЙ RC-ФИЛЬТР

Целью лабораторной работы, выполняемой по этой теме, является сравнение теоретических и экспериментальных характеристик фильтров, проектирование и настройка фильтров высокого порядка, построенных на операционных усилителях.

### 10.1. Общие положения

Низкочастотные (до 100 кГц) активные фильтры находят широкое применение в устройствах автоматики и вычислительной техники для выделения полезного сигнала из помех, имеющих частотный спектр, отличающийся от спектра сигнала. Чаще других используются фильтры нижних, верхних частот, полосовые и режекторные фильтры. В задании на их проектирование задаются требования к логарифмической амплитудно-частотной характеристике (ЛАЧХ), на основе которых с помощью специальных алгоритмов аппроксимации [1] находится передаточная функция фильтра.

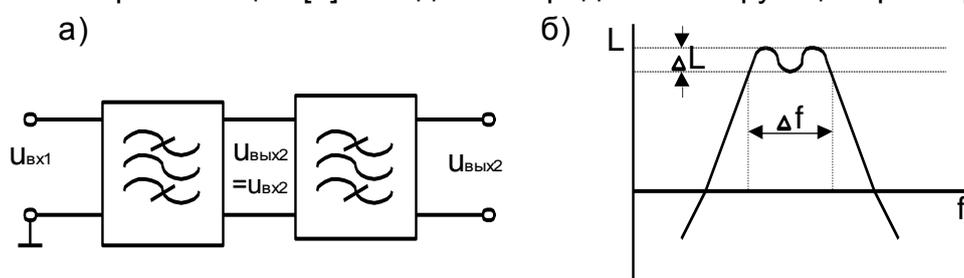


Рис. 10.1

В данной работе исследуется полосовой фильтр четвертого порядка, построенный на основе каскадного соединения звеньев второго порядка (рис.10.1,а). Он имеет передаточную функцию вида

$$K(s) = K_1(s) K_2(s) = \frac{b_{1,1}s}{a_{2,1}s^2 + a_{1,1}s + a_{0,1}} \cdot \frac{b_{1,2}s}{a_{2,2}s^2 + a_{1,2}s + a_{0,2}}, \quad (10.1)$$

где  $K_1(s)$  и  $K_2(s)$  - передаточные функции соответственно первого и второго звеньев. Качественная ЛАЧХ всего фильтра приведена на рис.10.1,б. На нем  $\Delta L$  - неравномерность ЛАЧХ в полосе пропускания  $\Delta f$ .

Передаточную функцию (10.1) можно реализовывать достаточно большим числом различных схем с применением как отрицательных, так и положительных обратных связей [1].

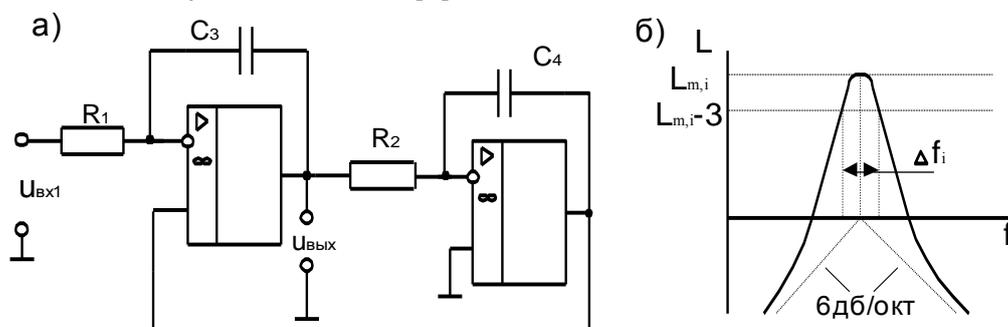


Рис. 10.2

В работе исследуется вариант построения фильтра с использованием звеньев второго порядка, построенных по схеме, изображенной на рис.10.2,а, и содержащей два ОУ охваченных отрицательными обратными связями. Передаточная функция звена при коэффициенте усиления ОУ стремящегося к бесконечности, имеет вид

$$K_1(s) = K_2(s) = \frac{sC_4g_1}{s^2C_3C_4 + sC_3g_2 + g_1g_2}.$$

Отсюда находим параметры, характеризующие избирательные свойства звена (рис.10.2,б):

$$\begin{aligned} f_{m,i} &= (1/2\pi)\sqrt{a_{0,i}/a_{2,i}} = (1/2\pi)\sqrt{g_1g_2/(C_3C_4)}, \\ \Delta f_i &= a_{1,i}/(2\pi a_{2,i}) = g_2/(2\pi C_4), \\ Q_i &= \sqrt{a_{0,i}a_{2,i}}/a_{1,i} = \sqrt{C_4g_1/(C_3g_2)}, \\ L_{m,i} &= 20 \lg(b_{1,i}/a_{1,i}) = 20 \lg(g_1C_4/(g_2C_3)). \end{aligned}$$

где  $f_{m,i}$  - частота квазирезонанса  $i$ -го звена;  $\Delta f_i$  - полоса пропускания, отсчитываемая по уровню  $L_{m,i} - 3$ ;  $L_{m,i}$  - коэффициент усиления  $i$ -го звена на частоте  $f_{m,i}$ , выраженный в дБ;  $Q_i$  - добротность  $i$ -го звена.

## 10.2. Порядок расчета

Исходными данными для расчета фильтра являются значения частот квазирезонанса  $f_{m,i}$  и добротностей  $Q_i$  звеньев, полученных у преподавателя. Конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$  установлены на макете и имеют емкости 1 и 2 нФ соответственно.

С учетом вышеизложенного расчет производят в следующем порядке:

1. Определяют полосу пропускания первого и второго звена по формуле  $\Delta f_i = f_{m,i} / Q_i, i = 1, 2$ .
2. Вычисляют сопротивления резисторов:  $R_1 = C_4 R_2 / (C_3 Q_i^2), R_2 = (2\pi \Delta f_i C_4)^{-1}$ .
3. Находят коэффициенты усиления  $L_{m,i}$  звеньев из выражения  $L_{m,i} = 20 \lg(R_2 C_4 / (R_1 C_3))$ .
4. Строят упрощенные графики ЛАЧХ звеньев на одном рисунке, нанося характерные точки, соответствующие частотам  $f_{m,i}, \Delta f_i$ , где  $i = 1, 2$  и асимптотические прямые, идущие с наклоном  $\pm 6$  дБ/окт. Для удобства последующих построений по оси абсцисс значения частоты откладываются через октаву от  $f_0 = (f_{m,1} + f_{m,2})/2$  в диапазоне от  $f_0/4$  до  $4f_0$ .

## 10.3. Монтаж схемы и настройка звеньев

Сборку схемы фильтра и его настройку осуществляют по каскадам на универсальном стенде «Полупроводники и микросхемы». В фильтре используются две специальные сменные платы, на каждой из которых собрана часть схемы звена второго порядка, обведенная пунктирной линией на рис. 10.3. Сменная плата устанавливается в один из разъемов для логических интегральных микросхем. При этом обеспечивается подключение узлов схемы к гнездам разъема с номерами, указанными на рис. 10.3. Сменные платы применяются и в других работах, использующих еще один резистор (он

включен между узлами 10 и 13). Так как в данной работе он не нужен, то узлы 10 и 13 необходимо закоротить.

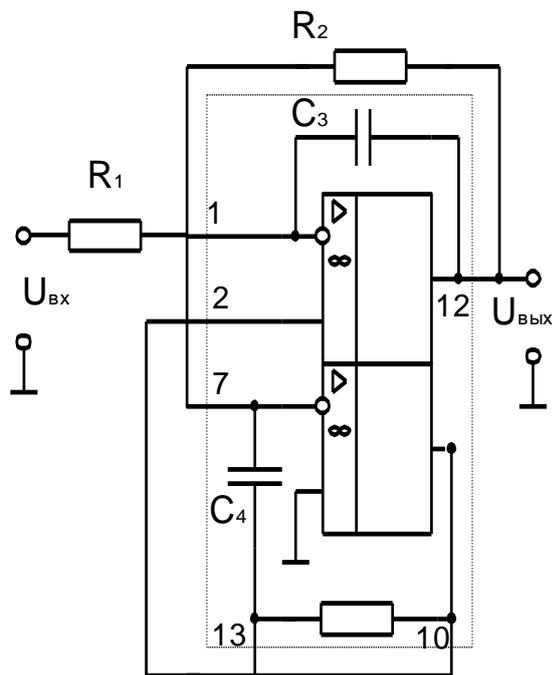


Рис. 10.3

Сопротивления резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  набирают из имеющихся на наборном поле стенда с возможно большей точностью. Для питания ОУ используются два источника напряжения  $E_{01}=+15$  В и  $E_{02}=-15$  В. Их подключают к гнездам «+», «-», обозначенными на стенде U2. Средняя точка источника питания соединяется на стенде с любым гнездом, помеченным символом «земля». К микросхемам питание подается внутри стенда. После сборки отдельных звеньев фильтра проверяется правильность монтажа, для чего при входном сигнале, равном нулю (т.е. при закороченных входах звеньев), измеряется постоянное напряжение на выходах. При правильном монтаже это напряжение должно быть равно нулю.

#### 10.4. Программа работы

1. Во время подготовки к работе рассчитайте согласно заданию параметры элементов и характеристики звеньев фильтров по методике, изложенной в п. 10.2. Подготовьте бланк отчета.

2. Соберите схему первого звена фильтра, убедитесь в правильности монтажа согласно правилам, изложенным в п.10.3.

3. Подключите ко входу звена звуковой генератор и определите основные параметры каскада. Для этого, поддерживая постоянной амплитуду синусоидального входного сигнала, изменяйте его частоту.

Частоту квазирезонанса  $f_{m,i}$  определите по максимальной амплитуде выходного неискаженного синусоидального сигнала и измерьте ее частотомером. Если отклонение  $f_{m,i}$  от заданного значения превосходит 5%, то изменяя сопротивление  $R_1$ , установите  $f_{m,i}$  в указанном допуске. Коэффициент усиления  $L_{m,i}$  на частоте квазирезонанса находится как отношение амплитуд выходного и входного сигнала на частоте  $f_{m,i}$ , выраженное в децибелах.

Полосу пропускания  $\Delta f_i$  найдите как разность двух частот, на которых коэффициент передачи равен  $L_{m,i} - 3$ . Расхождение с заданным значением устраните изменением сопротивления  $R_2$ . Следует отметить, что, поскольку  $R_2$  также влияет на  $f_{m,i}$ , то может потребоваться несколько последовательных итераций настройки  $f_{m,i}$  и  $\Delta f_i$  за счет изменения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Результат можно считать удовлетворительным, когда  $f_{m,i}$  и  $\Delta f_i$  отличаются от заданных на 5%.

Нанесите на график ЛАЧХ экспериментально найденные в процессе настройки характерные точки.

4. Снимите ЛАЧХ звена  $L(f) = 20 \lg (u_{\text{Вых}}/ u_{\text{Вх}})$  при ранее установленном значении амплитуды входного сигнала. Измеряйте  $u_{\text{Вых}}$  и  $u_{\text{Вх}}$  милливольтметром переменного тока для 8...10 значений частоты в диапазоне от  $f_{m,i}/4$  до  $4f_{m,i}$ . Результаты измерений сведите в таблицу, отметьте на графике ЛАЧХ звена экспериментально найденные точки.

5. Не разбирая схему первого звена, проделайте пункты 2...4 программы работы для второго звена фильтра.

6. Включите звенья фильтра последовательно и снимите ЛАЧХ фильтра четвертого порядка в диапазоне от  $(f_{m,1}+f_{m,2})/8$  до  $2(f_{m,1}+f_{m,2})$  для десяти значений частоты, обязательно выделяя точки соответствующие экстремумам ЛАЧХ.

7. Определите из графика ЛАЧХ фильтра полосу пропускания по уровню  $\Delta L$ , указанному в задании.

8. В выводах сравните теоретические и экспериментальные параметры исследованных фильтров.

## 11. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Целью данной работы являются ознакомление с принципом действия электронных стабилизаторов напряжения, их настройка и исследование, расчет силовых звеньев.

### 11.1. Общие сведения о стабилизаторах

Обычно стабилизатор напряжения включается после фильтра выпрямителя (рис. 11.1), обеспечивая тем самым не только постоянство уровня выходного напряжения при воздействии возмущающих факторов, но и дальнейшее сглаживание пульсаций.

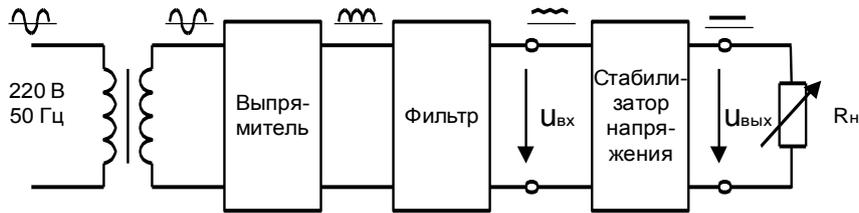


Рис. 11.1

Простейший параметрический стабилизатор постоянного напряжения состоит из балластного резистора и элемента с нелинейной вольт-амперной характеристикой – стабилитрона (рис. 11.2,а).

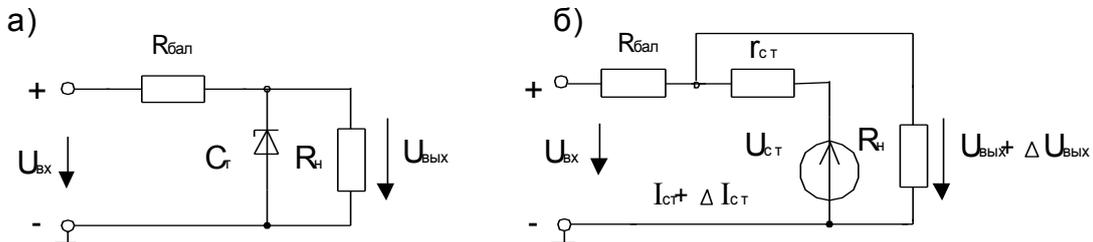


Рис. 11.2

При изменении напряжения  $U_{вх}$ , например при его возрастании, выходное напряжение изменится на величину  $\Delta U_{вых} = r_{ст} \Delta I_{ст}$ ; здесь  $r_{ст} = \Delta U_{вых} / \Delta I_{ст}$  - дифференциальное сопротивление стабилитрона, определяемое по наклону его вольт-амперной характеристики (рис. 11.3). Если при постоянном  $U_{вх}$  меняется сопротивление нагрузки  $R_{н}$ , то выходное напряжение изменится (увеличится при увеличении  $R_{н}$ ) на величину  $\Delta U_{вых} \approx \Delta I_{ст} r_{ст}$ , так как ток стабилитрона меняется противоположно току нагрузки. Коэффициент стабилизации и выходное сопротивление стабилизатора можно определить по его схеме замещения (рис. 11.2.,б):

$$K_{ст} = \Delta U_{вх} U_{вых} / \Delta U_{вых} U_{вх} \approx R_{бал} U_{вых} / r_{ст} U_{вх} \quad \text{при } I_{н} = \text{const}, \quad (11.1)$$

$$R_{вых} = \Delta U_{вых} / \Delta I_{ст} = r_{ст} \parallel R_{бал} \approx r_{ст} \quad \text{при } U_{вх} \neq \text{const}. \quad (11.2)$$

Приближения справедливы при  $R_{бал} \gg r_{ст}$ .

Компенсационный стабилизатор по сравнению с рассмотренным параметрическим стабилизатором позволяет получить более высокие значения коэффициента стабилизации, большую выходную мощность и регулируемое напряжение  $U_{\text{Вых}}$ . Схема данного стабилизатора (рис.11.4) включает в себя параметрический стабилизатор на основе  $R_{\text{бал}}$  и VD1, операционный усилитель (ОУ), усилитель мощности VT1, делитель, осуществляющий обратную связь. Усилитель мощности обычно выполняется по схеме эмиттерного повторителя на одиночном или составном транзисторе. Делитель осуществляет подстройку выходного напряжения и поэтому включает в себя потенциометр. Если рассматривать опорное напряжение  $U_{\text{СТ}}$  как входной сигнал ОУ, то по отношению к  $U_{\text{СТ}}$  ОУ работает в режиме неинвертирующего масштабного звена и, следовательно,  $U_{\text{Вых}} = U_{\text{СТ}}(1 + R_1/R_2)$ . Минимальное выходное напряжение получаем при  $R_2=0$  равным  $U_{\text{СТ}}$ .

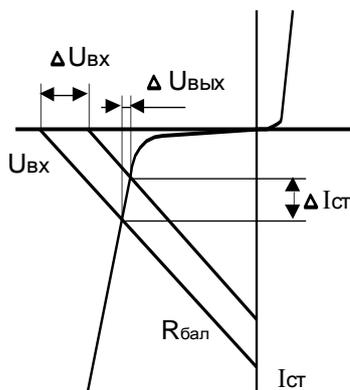


Рис. 11.3

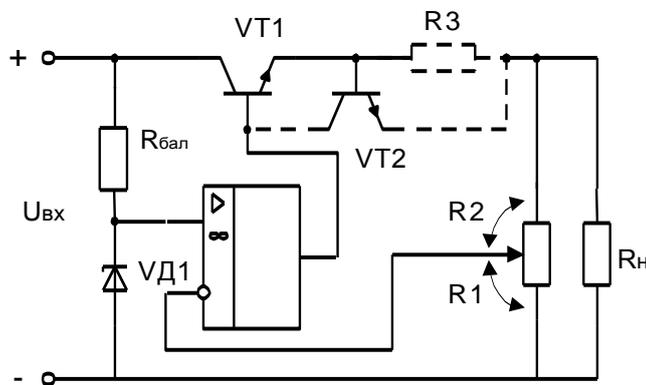


Рис. 11.4

Для питания операционного усилителя используется входное напряжение. Отклонения нестабилизированного  $U_{\text{ВХ}}$  мало сказываются на работе ОУ. На рис.11.4 штриховыми линиями показаны элементы, обеспечивающие защиту стабилизатора от перегрузок по выходному току. При увеличении тока нагрузки увеличивается падение напряжения на резисторе  $R_3$ , которое приводит к отпираанию транзистора VT2. Базовый ток транзистора VT1 из-за появления шунтирующей цепи уменьшается, и транзистор VT1 запирается, ограничивая ток нагрузки. Выходное напряжение при этом уменьшается, и стабилизатор переходит в режим стабилизации тока.

Если  $U_{\text{ВХ}}/U_{\text{ВЫХ}} = 1,2 \dots 2$  (обычно это так и бывает), тогда можно считать

$$K_{\text{СТ}} \approx 1,5 R_{\text{бал}} R_2 / r_{\text{СТ}} (R_1 + R_2), \quad (11.3)$$

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx h_{11} (1 + R_1/R_2) / (h_{21} + 1) K + R_{\text{пр}}, \quad (11.4)$$

где  $h_{11}$ ,  $h_{21}$  - параметры транзистора;  $K$  - коэффициент усиления ОУ;  $R_{\text{пр}}$  - сопротивление соединительных проводников.

## 11.2. Расчет параметров элементов и характеристик стабилизаторов

### 11.2.1. Расчет схемы параметрического стабилизатора

основывается на следующих исходных данных:  $U_{\text{ВХ}}$  - входное напряжение;  $U_{\text{ВЫХ}}$  - напряжение на выходе;  $I_{\text{р}}$  - расчетный ток через стабилитрон;  $R_{\text{Н}}$  - сопротивление нагрузки. Обычно  $I_{\text{р}}$  лежит в пределах  $I_{\text{СТ мин}} < I_{\text{р}} < I_{\text{СТ макс}}$ . Минимальный ток стабилизации - это такой ток, при котором происходит

устойчивый пробой  $p-n$  перехода. Для маломощных стабилитронов типа КС156А, Д818 и т.п.  $I_{ст.мин} \approx 3\text{мА}$ . В параметрическом стабилизаторе ток через стабилитрон становится минимальным при  $U_{вх} = U_{вх\ мин}$  и  $I_{вых} = I_{вых\ макс}$ . Максимальный ток ограничивается нагревом стабилитрона и для маломощных стабилитронов не превышает 30...40 мА.

Сопротивление  $R_{бал}$  с достаточной точностью можно определить по формуле  $R_{бал} = (U_{вх} - U_{вых}) / (I_p + I_{вых})$ .

После определения  $R_{бал}$  находим пределы изменения  $U_{вх}$ , при которых выполняется условие  $I_{ст\ мин} < I_p < I_{ст\ макс}$ :

$$U_{вх\ макс} = U_{вых} + R_{бал}(I_{ст\ макс} + I_{вых}),$$

$$U_{вх\ мин} = U_{вых} + R_{бал}(I_{ст\ мин} + I_{вых}).$$

Максимальный ток нагрузки, при котором стабилизация еще остается удовлетворительной (при данном типе стабилитрона), определяется из выражения:  $I_{вых\ макс} = (U_{вх} - U_{вых} - I_{ст.мин} R_{бал}) / R_{бал}$ . Коэффициент стабилизации и выходное сопротивление рассчитываются по формулам (11.1) и (11.2). Значение  $r_{ст}$  для стабилитронов КС156А - 46 Ом, для Д818 - 20 Ом.

**11.2.2 Расчет компенсационного стабилизатора** требует следующих исходных данных:  $\Delta U_{вх}$  - величина отклонений входного напряжения;  $U_{вых}$  - номинальное значение выходного напряжения стабилизатора;  $U_{вых\ макс}$ ,  $U_{вых\ мин}$  - пределы плавного регулирования выходного напряжения; принимаем диапазон регулирования  $\pm 20\%$  относительно номинального;  $I_{вых\ макс}$ ,  $I_{вых\ мин}$  - максимальный и минимальный токи нагрузки стабилизатора, принимаем  $I_{вых.мин} = 0, 1 I_{вых\ макс}$ .

При расчете схемы прежде всего подбирается регулирующий транзистор (VT1 на рис.11.4) и затем выбираются или рассчитываются остальные элементы. Транзистор выбирается так, чтобы удовлетворить следующим предельным режимам:

При  $U_{вх} = U_{вых\ мин}$  возможно нарушение стабилизации из-за уменьшения  $U_{кэ}$  ниже допустимого и запирающего транзистора VT1, если не может быть обеспечен необходимый базовый ток.

Если  $U_{вх} = U_{вх\ макс}$  и  $I_{вых} = I_{вых\ макс}$ , возможны перегрев транзистора и пробой его при превышении  $U_{кэ} \geq U_{кэ\ доп}$ . Принимая во внимание эти режимы, расчет схемы рис.11.4 проводим в следующем порядке.

Выбираем величины входных напряжений:  $U_{вх.мин} = U_{вых.макс} + U_{кэ.мин} + 0,5 U_{вх.пульс}$ , где  $U_{кэ.мин}$  для кремниевых транзисторов  $-(2...2,5)\text{В}$ ;  $U_{вх.пульс} = 0,1(U_{вых.макс} + U_{кэ\ мин})$  - амплитуда напряжения пульсации на входе стабилизатора. Максимальное напряжение на входе  $U_{вх.макс} = U_{вх.мин} + 2\Delta U_{вх} + 0,5 U_{вх.пульс}$ .

Выбираем тип регулирующего транзистора по следующим параметрам (см. имеющийся в лаборатории список транзисторов):

$$U_{кэ\ доп} > U_{вх\ макс} \text{ при комнатной температуре};$$

$$P_{к\ доп} > P_{рас} = (U_{вх\ макс} - U_{вых\ мин}) I_{вых\ макс};$$

$$P_{к\ доп} \approx (T_{п\ макс} - T_{ср}) / R_{пс},$$

где  $R_{пс}$  - тепловое сопротивление;  $T_{п\ макс}$  - максимальная температура  $p-n$  переходов;  $T_{ср}$  - температура среды;

$I_{к\ макс} = I_{вых\ макс} + I_{вн}$ , где  $I_{вн}$  - ток, потребляемый схемой стабилизатора ( $I_{вн} = 20\text{ мА}$ ).

Задаваясь током стабилитрона  $I_{CT}=(5...8)\text{мА}$ , определим величину балластного сопротивления  $R_{бал}=(U_{вх}-U_{ст})/I_{CT}$ . Поскольку нагрузкой делителя обратной связи является высокоомный вход ОУ, то в качестве делителя можно взять потенциометры 1кОм или 20кОм.

Параметры  $K_{СТ}$  и  $R_{вых}$  стабилизатора рассчитываются по формулам (11.3) и (11.4), где  $R_{пр} \approx 0,5...0,1 \text{ Ом}$ .

### 11.3. Настройка стабилизаторов

**11.3.1. Настройка параметрического стабилизатора**, собранного по схеме рис.11.2а, при правильно рассчитанных  $R_{бал}$  и  $R_{н}$  не требуется. После включения постепенно увеличиваем  $U_{вх}$ , одновременно измеряя  $U_{вых}$ . В тот момент, когда  $U_{вых}$  достигнет напряжения пробоя стабилитрона, дальнейшее повышение  $U_{вых}$  прекратится. При дальнейшей работе со стабилитроном важно не допустить превышения тока через него свыше предельного во избежание порчи стабилитрона.

Выходное напряжение стабилизаторов необходимо измерять цифровым вольтметром с точностью до четырех знаков, особенно в режиме стабилизации.

**11.3.2. Настройка компенсационного стабилизатора.** При сборке стабилизатора источник входного напряжения подключается к гнездам питания макета, обозначенным "+" и "-" и расположенным в левой половине макета, гнездо "земля" должно быть соединено с гнездом "-". В качестве резистора нагрузки используется мощный потенциометр ( $P=50 \text{ Вт}$ ), имеющий сопротивление 470 Ом и находящийся на панели блока питания.

Собрав стабилизатор, надо подключить к нему источник входного напряжения, предварительно установив  $U_{вх}=0$ . После этого необходимо увеличивать  $U_{вх}$ , одновременно измеряя напряжение на стабилитроне, которое должно изменяться так же, как и в схеме параметрического стабилизатора. Если  $U_{ст}$  не превысит (0,5...0,8) В, это означает, что стабилитрон или включен в прямом направлении или неисправен. Отсутствие напряжения на выходе стабилизатора или слишком малая его величина означают или неисправность в монтаже схемы, или неисправность ОУ. В этом случае следует еще раз проверить схему, исправить ошибки или устранить оборванные проводники. Если  $U_{вых}=U_{вх}$ , то можно предположить, что неисправен регулирующий транзистор. Его управляемость можно проверить, отключив ОУ и закорачивая проводом эмиттер и базу, при этом исправный транзистор должен запирается и  $U_{вых}$  уменьшаться.

### 11.4. Программа работы

Работа выполняется по индивидуальному заданию, заранее полученному у преподавателя.

1. Необходимо рассчитать элементы схемы, предельные напряжения и токи, а также параметры стабилизаторов; заготовить бланк отчета, в котором привести схемы с указанием численных значений рассчитанных элементов, токов и напряжений.

2. Смонтировать макет параметрического стабилизатора, снять характеристики  $U_{вых}=f(U_{вх})$  и  $U_{вых}=f(R_{н})$ , изменяя  $U_{вх}$  от нуля до  $U_{вх \text{ макс}}$  и  $R_{мин}$  в пределах допустимых нагрузок, которые должны быть известны из расчета.

Сделать выводы о полученной форме характеристик, области стабилизации  $K_{CT}$  и  $R_{ВЫХ}$  внутри этой области и соответствии их с расчетными.

3. Смонтировать макет компенсационного стабилизатора, снять характеристики  $U_{ВЫХ}=f(U_{ВХ})$  и  $U_{ВЫХ}=f(R_H)$ , изменяя  $U_{ВХ}$  от нуля до  $1,2U_{ВХ \text{ макс}}$ . Характеристики  $U_{ВЫХ}=f(U_{ВХ})$  снимаются при  $R_H=U_{ВЫХ \text{ ном}}/0,5I_{ВЫХ \text{ макс}}$ , при снятии характеристик  $U_{ВЫХ}=f(R_H)$  изменяем  $R_H$  в допустимых пределах.

Определить  $K_{CT}$  и  $R_{ВЫХ}$  по приращениям  $\Delta U_{ВЫХ}$  и  $\Delta I_{ВЫХ}$ , объяснить форму полученных характеристик. Сделать выводы о предельных режимах работы стабилизатора и о соответствии экспериментальных данных расчетным.

4. Перенести  $R_{бал}$  с коллектора VT1 на выход стабилизатора и снова снять характеристику  $U_{ВЫХ}=f(U_{ВХ})$ . Сравнить результаты.

5. Исследование схемы по рис.11.4 с устройством защиты от перегрузок по току. Для устройства защиты (показано штриховой линией) используется маломощный транзистор. Резистор  $R_3$  рассчитывается как  $R_3=U_{бэ}/I_{ВЫХ \text{ доп}}$ , где  $U_{бэ} \approx 0,2$  В - напряжение база - эмиттер транзистора VT2, при котором транзистор выходит на границу насыщения.  $I_{ВЫХ \text{ доп}}$  - выходной ток стабилизатора, при котором желателен срабатывание защиты. В качестве  $R_3$  целесообразно использовать низкоомный переменный резистор, находящийся на панели блока питания ( $R_{рез}=15$  Ом).

Последовательность установки защиты следующая: после того как исследована схема стабилизатора по рис.11.4 без защиты, в схему вводятся  $R_3$  и VT2. Устанавливается  $R_3=0$ , производится проверка работоспособности схемы. При  $R_3=0$  стабилизатор должен работать, как и при исследовании по п.11.4(3). Изменяя сопротивление нагрузки, устанавливаем ток  $I_{ВЫХ}=I_{ВЫХ \text{ доп}}$  и, контролируя выходное напряжение, начинаем увеличивать величину сопротивления  $R_3$ . Как только  $U_{ВЫХ}$  начнет уменьшаться, дальнейшее увеличение  $R_3$  прекращаем и уровень  $I_{ВЫХ \text{ доп}}$  считаем установленным. Снимается характеристика  $U_{ВЫХ}=f(I_{ВЫХ})$  при изменении  $R_H$  от максимальной величины 470 Ом до 0.

В выводах по работе надо сравнить теоретические и экспериментальные параметры исследованных. Сравнить между собой параметрический стабилизатор и компенсационный стабилизатор. Определить КПД стабилизаторов при номинальном режиме и сделать выводы о зависимости КПД от разности ( $U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$ ).

## 12. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Целью работы по этой теме является ознакомление с принципами построения усилителей мощности, их настройки и исследования.

### 12.1. Общие сведения об усилителях мощности и расчетные положения

Усилители мощности обычно являются оконечными каскадами в структуре более сложных электронных устройств и предназначены для работы на внешнюю нагрузку, параметры которой известны. Это или ток  $I_{\text{вых}}$  или напряжение  $U_{\text{вых}}$  и сопротивление  $Z_{\text{н}}$ . В качестве нагрузки могут выступать различные устройства, например обмотки электромагнитных реле, акустические и оптические приборы. Коэффициенты передачи по току и напряжению в отдельности здесь являются второстепенными величинами, поскольку усилители должны развить требуемую выходную мощность (при минимуме потерь). Подобные режимы называются “режимами большого сигнала”, и характерны тем, что изменения напряжения и тока на усилительном приборе близки к максимально возможным.

Отсюда основными параметрами усилителей мощности будут:

- амплитуды переменных составляющих напряжения и тока на нагрузке

$$U_{\text{вых м}} \text{ и } I_{\text{вых м}}$$

- выходная мощность, для синусоидальных напряжений и токов

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{вых эф}} I_{\text{вых эф}} = U_{\text{вых м}} I_{\text{вых м}} / 2$$

- мощность постоянного тока, потребляемая от источника питания,  $P_0 = U_0 I_0$ ,

- мощность рассеивания (нагревающая усилительный каскад),

- КПД (коэффициент полезного действия каскада)  $\eta = P_{\text{вых}} / P_0$ ,

- соответствие формы кривой выходного напряжения входному сигналу, т.е. степень нелинейных искажений сигнала, определяемая в нашем случае визуально по осциллографу.

Обычный усилительный каскад с нагрузкой в цепи коллектора не позволяет получить на нагрузке большую мощность при высоком КПД. Теоретический КПД такого каскада не превышает 50%, а реально всегда получается значительно меньше. Такой низкий КПД объясняется тем, что рабочая точка транзистора выбирается так, чтобы не было отсечек токов и напряжений. То есть в состоянии покоя (при  $U_{\text{вх}}=0$ ) через транзистор должен протекать постоянный ток, соответствующий амплитудному значению  $I_{\text{вых м}}$  (режим класса А).

Использование транзисторов в режиме, при котором коллекторный ток протекает только в течение одного полупериода сигнала (режим класса В), позволяет получить большую полезную мощность при высоком КПД. Чтобы использовать разнополярное входное напряжение, например синусоидальное, схема должна включать в себя два транзистора разного типа проводимости  $n-p-n$  и  $p-n-p$ , работающие на общую нагрузку включенную в общую эмиттерную цепь рис.12.1.

В такой схеме отсутствует начальное смещение рабочей точки транзистора и в состоянии покоя, когда  $U_{\text{вх}}=0$ , и в момент перехода синусоиды входного сигнала через нуль, транзисторы находятся в состоянии отсечки и ток через транзисторы и через нагрузку отсутствует.

При появлении  $U_{вх}$  один из транзисторов, например  $T_1$ , открывается и работает как эмиттерный повторитель. В это время  $T_2$  закрыт. При перемене знака  $U_{вх}$   $T_1$  закрывается, а  $T_2$  открывается. Таким образом меняется полярность напряжения и тока на нагрузке.

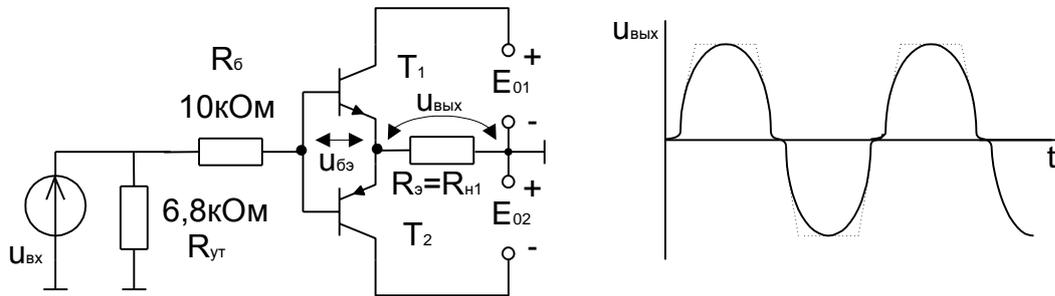


Рис. 12.1

Подобный режим поочередной работы транзисторов называется “двухтактным режимом класса В”. В классе В потери на нагрев транзисторов сравнительно невелики.

Соотношения мощностей в режиме класса В согласно [1, с.135] составят:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{ввых}} &= U_{\text{ввых м}}^2 / 2R_{\text{н}} && \text{при } U_{\text{вх м}} \approx U_{\text{ввых м}} \approx E_0, && P_{\text{ввых макс}} \approx E_0^2 / 2R_{\text{н}}; \\
 P_0 &= 2E_0 I_0, \text{ где } I_0 = I_{\text{ввых м}} / \pi && \text{при } I_{\text{ввых м}} \approx E_0 / R_{\text{н}}, && P_0 \text{ макс} \approx 2E_0^2 / \pi R_{\text{н}}; \\
 P_{\text{рас}} &= P_0 - P_{\text{ввых}}, && P_{\text{рас макс}} \approx E_0^2 / \pi^2 R_{\text{н}} && \text{при } U_{\text{вх м}} \approx 2E_0 / \pi.
 \end{aligned}$$

Надо иметь в виду, что как ток базы, так и ток коллектора появятся только после того, как напряжение  $U_{бэ}$  превысит пороговую величину, равную 0,7...0,8В (для кремниевых транзисторов) или 0,2...0,3 В (для германиевых транзисторов). Поэтому для малых величин входного напряжения выходное напряжение будет отсутствовать. Это явление можно наблюдать в виде характерных искажений формы кривой выходного напряжения типа “ступенька” или, иначе, “переходных искажений” (см. рис.12.1).

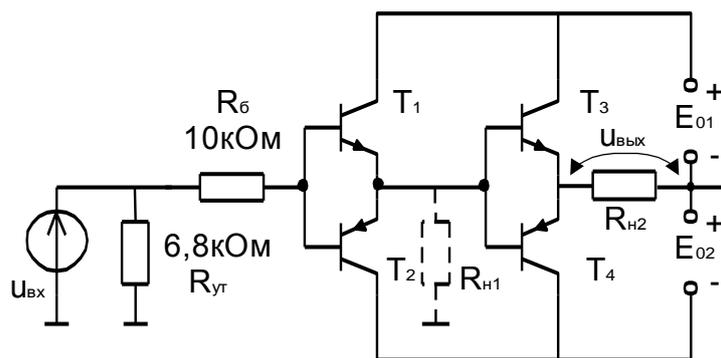


Рис. 12.2

Чтобы увеличить выходную мощность, часто прибегают к схемам с составными транзисторами, как это показано на рис.12.2. Так как базовый ток

$T_3$  и  $T_4$  есть ток эмиттеров  $T_1$  и  $T_2$ , то коэффициенты передачи по току каждой пары транзисторов перемножаются

$$h_{21}' = h_{21,1(2)} h_{21,3(4)}.$$

Одновременно растет и “ступенька” на кривой  $U_{\text{вых}}$ , так как напряжения отпираия  $U_{\text{бэ}}$  обоих транзисторов складываются.

Чтобы уменьшить нелинейные искажения, прибегают к глубокой отрицательной обратной связи, дополняя схему усилителя предварительным каскадом усиления на ОУ, как это показано на рис.12.3.

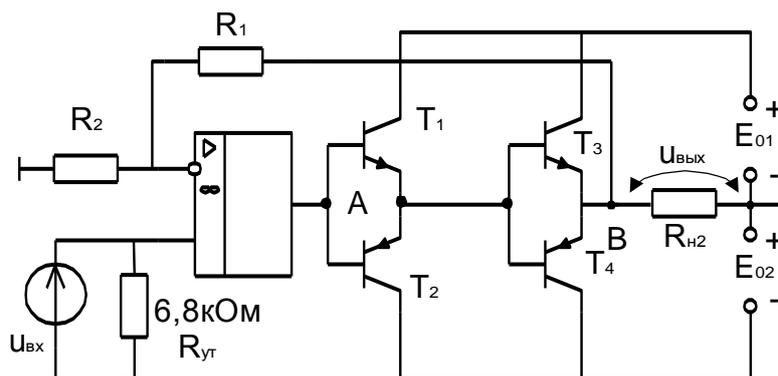


Рис.12.3

Цепь обратной связи (резисторы  $R_1$  и  $R_2$ ) охватывает все устройство в целом. Нелинейные искажения уменьшаются во столько раз, во сколько усиливает напряжение ОУ без обратной связи.

## 12.2. Настройка схем оконечных усилителей

После сборки схемы производят ее настройку. Для этого включают напряжение питания (не включая генератора сигналов) и убеждаются, что в схеме нет короткого замыкания, т. е. не сработала защита источников питания; транзисторы не нагреваются (на ощупь); постоянные напряжения на выводах транзисторов соответствуют расчетным.

Ошибки устраняются тщательной проверкой схемы соединений на стенде, проверкой соответствия полярности напряжений источников питания типу транзисторов и, наконец, проверкой самих транзисторов.

Если все в порядке, то, увеличивая и уменьшая входной сигнал (на частотах примерно 1...10кГц), посмотрите, что получается на выходе усилителя. Будьте внимательны - надо объяснить кривые, убедиться, что они соответствуют принципам работы схемы.

## 12.3. Программа работы

1. При подготовке к работе, пользуясь заданием, рассчитайте для рис.12.1. и 12.2. амплитуды максимальных напряжений  $U_{\text{вх м}}$ , при которых еще не наступают нелинейные искажения выходного сигнала (отсечки тока и напряжения).

Вычертите схемы рис. 12.1, 12.2, 12.3, указав на них типы транзисторов, величины резисторов, значения постоянных и переменных напряжений, которые предполагается наблюдать.

Для схемы, приведенной на рис. 12.2, постройте расчетные зависимости  $P_{\text{вых}}=f(U_{\text{вх}})$ ,  $P_0=f(U_{\text{вх}})$  и  $P_{\text{рас}}=f(U_{\text{вх}})$ . Найдите предельные значения  $P_{\text{вых макс}}$  и  $P_{0\text{ макс}}$ .

Для построения расчетных зависимостей надо иметь в виду, что усилитель мощности строится на основе эмиттерных повторителей, для которых  $K_u \approx 1$ , из этого следует, что  $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}}$ , или с учетом порога входной характеристики транзистора (где  $U_{\text{бэ}} \approx 0,4$  В)  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ}}$ , для усилителя на составных транзисторах напряжения  $U_{\text{бэ}}$  складываются и  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - 2U_{\text{бэ}}$ . Максимальная амплитуда напряжения на нагрузке  $U_{\text{вых м}}$  приблизительно равна величине напряжения питания и меньше его на величину остаточного напряжения открытого транзистора т.е.  $U_{\text{вых м}} \approx E - U_{\text{ост}}$ ,  $U_{\text{ост}} \approx 0,5$ В.

Для рис. 12.3 выберите  $R_1/R_2$ . Обычно отношение  $R_1/R_2 = 1...2$  при номиналах 5...10 кОм.

2. Соберите и опробуйте схему рис.12.1. Для ее питания следует применить блоки БП-5 и БП-30, последний из которых устанавливается на уровень напряжения 5В. Соответствует ли выходной сигнал вашим ожиданиям?

Так как исследование схемы, приведенной на рис. 12.1, не предусматривается, то достаточно убедиться в ее работоспособности. Для этого поочередно вынимаем из гнезд  $T_1$  и  $T_2$ , наблюдаем выходное напряжение и сравниваем его форму с ожидаемой.

3. Схема рис.12.2 получается из схемы рис.12.1 добавлением мощной комплементарной пары и исключением  $R_{\text{н1}}$ . Величину  $R_{\text{н2}}$  устанавливаем как часть потенциометра на блоке БП-1. Опробование и наладка схемы проводятся аналогично предыдущей.

Визуально по осциллографу надо определить момент наступления отсечек и, следовательно, найти  $P_{\text{вых макс}}$  и  $P_{0\text{ макс}}$ .

В процессе исследования надо убедиться, что эти величины соответствуют расчетным значениям. Надо зарисовать форму напряжения на входе и выходе схемы.

Снять зависимости  $P_{\text{вых}} = U_{\text{вых эф}}^2 / R_{\text{н}} = f(U_{\text{вх}})$  и  $P_0 = 2I_0 E_0 = f(U_{\text{вх}})$  и нанести полученные точки на расчетные графики, построенные при подготовке к работе. При этом не забудьте, как измеряются амплитудное, эффективное и средние значения напряжений. Измерение переменного напряжений надо производить с помощью вольтметра. Частоту входного сигнала установить в пределах 1...10 кГц.

Измерение  $I_0$  производится по амперметру на блоках питания.

При  $U_{\text{вх}}=0$  надо определить уровень помех и шумов  $U_{\text{ш}}$ , а следовательно, и минимальный входной сигнал хорошо отличимый над уровнем  $U_{\text{ш}}$  :

$$U_{\text{вх мин}} \approx U_{\text{вых мин}} \approx (2...5)U_{\text{ш}}.$$

4. Дополнив схему рис.12.2 ОУ, получим схему, изображенную на рис.12.3. Для питания ОУ надо использовать питание усилителя мощности +5В, -5В. При опробовании схемы необходимо вначале проверить работу ОУ, подключив  $R_1$  к точке А. На вход (неинверсный) подадим напряжение генератора сигнала и, наблюдая выходное напряжение, убедимся, что возбуждение отсутствует, коэффициент передачи - заданный, искажений выходного сигнала нет.

Переходя к исследованию схемы, убедитесь, что при переносе резистора  $R_1$  из точки  $A$  в точку  $B$  компенсируется “ступенька” на выходном напряжении. Надо зарисовать форму напряжения в обоих случаях на  $R_H$  и на выходе ОУ. Предварительно убедитесь, что  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых макс}}$ .

5. На основании анализа КПД схем  $\eta = P_{\text{вых}}/P_0 = f(U_{\text{вх}})$  сделайте заключение об условиях, при которых на транзисторах рассеивается максимальная и минимальная мощности.

Определите коэффициент усиления усилителя по мощности. Для этого, зная, что Вы имеете дело с эмиттерными повторителями, рассчитайте  $R_{\text{вх}} \approx h_{21,1(2)} h_{21,3(4)} R_H$  и по известному  $U_{\text{вх}}$  определите входную мощность  $P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^2 / R_{\text{вх}}$  для одной из точек на линейном участке характеристики  $P_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ , тогда  $K_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$ .

## ПРАВИЛА ВЫПОЛНЕНИЯ ЛАБОРАТОРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ В ЛАБОРАТОРИИ

### Общие положения

Основной целью проведения лабораторных исследований является экспериментальное определение параметров и характеристик электронных устройств автоматики. Предварительно эти параметры и характеристики вычисляются теоретически, а сравнение полученных экспериментальных данных с теоретическими позволяет судить о правильности используемых расчетных теоретических формул и соотношений и о границах применимости отдельных теоретических соотношений.

Экспериментальные исследования в основном сводятся к измерению электрических параметров схем и к снятию определенных зависимостей (характеристик) или семейства характеристик.

При проведении экспериментальных исследований необходимо соблюдать ряд правил, выполнение которых позволяет, во-первых, произвести эти экспериментальные исследования правильно, а во-вторых, быть уверенным в достоверности полученных результатов.

#### *Правило 1.*

При экспериментальных исследованиях электронных устройств обычно необходимо определить ряд различных параметров и снять несколько характеристик. Поэтому, выполняя исследования по программе работы, необходимо после получения каждого экспериментального результата сразу сравнить его с теоретическим (расчетным) значением. В случае расхождения полученного экспериментального значения с теоретическим необходимо проанализировать, как проводилось исследование и какие ошибки могли быть допущены при его проведении.

Обычно ошибочные экспериментальные данные объясняются двумя причинами:

- неправильное функционирование исследуемой электронной схемы;
- неправильное проведение измерений.

Поэтому необходимо сначала убедиться в правильности функционирования исследуемой схемы, используя методики настройки и проверки схемы, изложенные в методических указаниях для данной работы.

При полной уверенности в правильном функционировании схемы необходимо тщательно проанализировать, как проводятся измерения. Наиболее частой ошибкой при проведении измерений является неправильное использование измерительных приборов. Следует тщательно проверить правильность установки всех органов управления используемых измерительных приборов. Очень часто встречаются ошибки, когда измерительный прибор органами управления установлен для измерения одной электрической величины, например, для измерения переменных напряжений, а студент пытается при этом измерить постоянное напряжение. Также большую роль играет правильность выбора (установки) диапазона измеряемой величины на измерительном приборе. Только при соответствии экспериментальных

данных теоретическим (расчетным) значениям можно переходить к определению последующих экспериментальных параметров.

#### *Правило 2.*

Всегда надо правильно оценивать полученные экспериментальные результаты. Все электронные компоненты, из которых состоит электронная схема, имеют разброс номинальных значений. Так, точность номинальных значений резисторов обычно составляет 5-10%, конденсаторов 5-20%. Разброс параметров полупроводниковых приборов может составлять до 300-500% от принятого значения. Кроме того, для ряда параметров полупроводниковых приборов часто указывают предельное значение, относительно которого истинное значение параметра может отличаться в несколько раз. Поэтому при подготовке к лабораторному исследованию целесообразно оценить возможный диапазон значений определяемого параметра.

В ряде лабораторных исследований часть параметров измеряется по ходу исследования. Поэтому целесообразно после определения какого-либо параметра произвести уточнение расчетных значений для последующих исследований. Так, измерив коэффициент усиления по току транзистора, целесообразно произвести перерасчет коэффициента усиления по напряжению и току для усилителя, собранного на основе данного экземпляра транзистора.

#### *Правило 3.*

При проведении измерений всегда необходимо обеспечивать такие условия эксперимента, при которых точность измерения будет максимальной. Для этого следует:

- использовать наиболее точные приборы, имеющиеся на рабочем месте, отдавая предпочтение цифровым приборам;
- выбирать такое значение шкалы измерительного прибора, при котором измеряемая величина составляет не менее одной трети от полной шкалы прибора;
- обязательно контролировать с помощью осциллографа форму (вид) сигнала, при измерении параметра этого сигнала. Это относится к случаям измерения, например, амплитуды синусоидальных сигналов или частоты импульсных сигналов;
- выбирать максимально возможные для данной схемы значения величины входных сигналов, так как при измерении малых напряжений погрешность измерений увеличивается;
- при снятии характеристик измерение напряжений сигналов на входе и выходе схемы производить одним прибором, что позволяет уменьшить погрешность измерений, вносимую самим измерительным прибором.

### **Правила измерения напряжений**

Во всех случаях измерения напряжений в каких либо узлах (точках) электронной схемы производятся относительно общего провода схемы. Поэтому общий провод измерительного шланга прибора должен быть всегда подключен к общей точке схемы и только в случае необходимости его следует переключать в более удобное место, где имеется общий вывод схемы. При необходимости измерения напряжения между двумя точками схемы следует произвести измерение напряжения в каждой из точек относительно общего провода, а затем вычесть одно из полученных значений из другого.

## Правила измерения токов

При необходимости измерения тока в каком либо элементе или ветви схемы только в крайних случаях пользуются амперметрами или миллиамперметрами. Объясняется это повышенной вероятностью выхода из строя измерительного прибора при неправильном выборе шкалы прибора. Наиболее часто для измерения тока в ветви схемы в эту ветвь включают измерительный резистор и измеряют падение напряжения на этом резисторе. Тогда искомое значение тока получают как результат деления величины напряжения на значение сопротивления резистора.

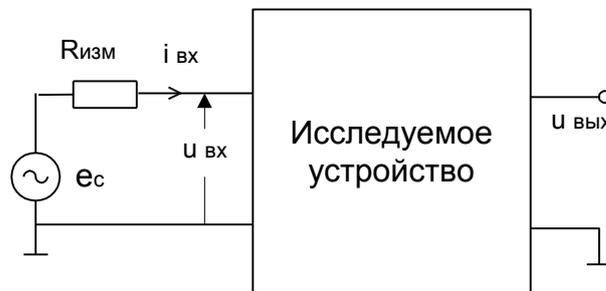
Необходимо очень тщательно подойти к выбору значения сопротивления устанавливаемого измерительного резистора. С одной стороны, сопротивление измерительного резистора не должно быть большим, чтобы включение его в схему не привело к изменению режимов работы самой схемы. С другой стороны, при малых значениях сопротивления измерительного резистора будет снижаться точность измерений из-за увеличения погрешности измерительных приборов при малых измеряемых напряжениях и влияния шумов и помех в схеме.

Наиболее целесообразно установить измерительный резистор в исследуемую ветвь схемы, измерить напряжения на его выводах относительно общего провода и вычислить отношение меньшего напряжения к большему. Если это отношение находится в пределах 0,2-0,8, то сопротивление измерительного резистора выбрано правильно. Если отношение менее 0,2, целесообразно увеличить сопротивление резистора, а если более 0,8, то уменьшить.

## Измерение входного сопротивления электронных схем

Входное сопротивление схемы является одним из основных параметров электронных устройств автоматики, работающих в линейном режиме.

$$R_{вх} = \frac{\Delta u_{вх}}{\Delta i_{вх}}$$



При измерении входного сопротивления схемы необходимо соблюдать следующую последовательность действий:

а). Последовательно с источником сигнала установить измерительный резистор, величину которого целесообразно взять приблизительно равной

расчетному значению входного сопротивления схемы. При проведении ряда работ в исследуемых схемах уже установлены резисторы (например  $R_c$ ), которое можно использовать в качестве измерительного.

б). Подать на вход схемы сигнал от источника сигнала, значение входного сигнала должна быть установлена равной  $0,5-0,7 e_{c \max}$ , где  $e_{c \max}$  - такая величина входного сигнала, при которой начинают появляться искажения сигнала на входе схемы.

в). Измерить напряжения  $e_c$  и  $u_{вх}$ . Вычислить значение  $R_{вх}$  по формуле:

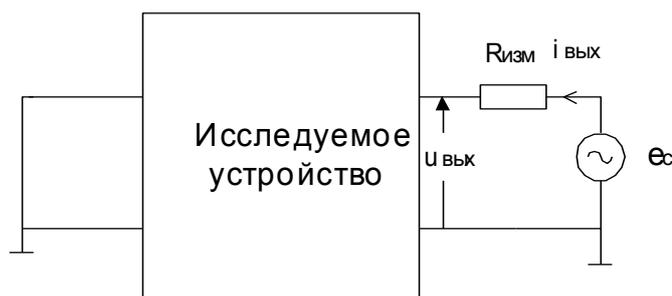
$$R_{вх} = u_{вх} R_{изм} / (e_c - u_{вх}).$$

Частота входного сигнала должна быть установлена в середине рабочей полосы частот исследуемой схемы (обычно для усилительных схем 5 кГц).

### Измерение выходного сопротивления электронных схем

Выходное сопротивление электронных схем можно измерить двумя способами.

$$R_{вых} = \frac{\Delta u_{вых}}{\Delta i_{вых}}, \text{ при } \Delta u_{вх} = 0.$$



По первому способу для измерения  $R_{вых}$  необходимо:

а). Отключить источник сигнала от входа схемы и замкнуть вход схемы проводником на общую точку схемы.

б). Отключить от выхода схемы резистор  $R_n$ . Подключить к выходу схемы измерительный резистор  $R_{изм}$ , к другому выводу которого подключить выход источника сигнала  $e_c$ .

в). Установить оптимальное значение входного сигнала (точно также, как и при измерении  $R_{вх}$ ) и измерить значения  $e_c$  и  $u_{вых}$ .

г). Вычислить значение  $R_{вых}$

$$R_{вых} = u_{вых} R_{изм} / (e_c - u_{вых}).$$

На практике часто используют второй метод измерения  $R_{вых}$ , который заключается в проведении опыта холостого хода по выходу электронной схемы. При измерении  $R_{вых}$  по этому методу никаких переключений источника входного сигнала делать не надо. Измерение производится следующим образом:

а). Отключают резистор  $R_n$  от выхода схемы.

б). Устанавливают такое значение входного сигнала, при котором отсутствуют искажения выходного сигнала  $e_c = 0,5-0,7 e_{c \max}$ , где  $e_{c \max}$  – величина сигнала, при которой появляются искажения.

в). Измеряют величину выходного сигнала  $u_{\text{вых } xx}$  при отсутствии  $R_H$ .

г). Не меняя значение входного сигнала, подключают к выходу схемы резистор  $R_H$  и измеряют  $u_{\text{вых } R_H}$  (величина выходного сигнала при подключенном резисторе  $R_H$ ).

д). Вычисляют значение  $R_{\text{вых}}$  по формуле

$$R_{\text{вых}} = (u_{\text{вых } xx} - u_{\text{вых } R_H}) R_H / u_{\text{вых } R_H}.$$

Примечание: в случае, если  $R_H$  в схеме более чем на порядок отличается от расчетного значения  $R_{\text{вых}}$ , целесообразно при измерении  $R_{\text{вых}}$  вместо резистора  $R_H$  использовать резистор  $R_{\text{изм}}$ , величина сопротивления которого выбирается приблизительно равной расчетному значению  $R_{\text{вых}}$ .

### Правила снятия амплитудных характеристик

Амплитудной характеристикой называется зависимость значения какого-либо параметра электронной схемы от значения другого параметра схемы или от значения амплитуды входного сигнала. Наиболее часто снимают зависимость типа  $u_{\text{вых}} = f(e_c)$ .

Снятие амплитудной характеристики производят в следующей последовательности:

а). Определяют необходимый диапазон изменения входного сигнала (параметра). Наиболее целесообразно это сделать экспериментальным путем. Подают на вход схемы сигнал и, контролируя форму сигнала на выходе с помощью осциллографа, увеличивают входной сигнал до значения  $e_{\text{вх } \max}$ , при котором в выходном сигнале появляются искажения. Запоминают значение входного сигнала  $e_{\text{вх } \max}$ .

б). Разбивают весь диапазон изменения входного сигнала  $0 \div e_{\text{вх } \max}$  на  $10 \div 12$  равных участков (промежутков).

в). Снимают амплитудную характеристику, изменяя входной сигнал и измеряя величину входного сигнала и соответствующего ему выходного сигнала.

В ряде случаев диапазон изменения выходного сигнала можно определить расчетным путем. Так, для линейных схем на основе операционных усилителей максимальная амплитуда выходного сигнала составляет (при напряжениях питания ОУ +15 В)  $+10 \div 12$  В. Поэтому, зная расчетное значение коэффициента усиления схемы, можно определить  $e_{\text{вх } \max}$ .

В некоторых случаях необходимо снять зависимость какого-либо параметра схемы как функцию от изменения другого параметра схемы, например, при изменении сопротивления резистора времязадающей цепочки. В этом случае можно в качестве изменяемого резистора включать различные резисторы, имеющиеся на лабораторном стенде. Для более точных исследований можно использовать переменный резистор, устанавливая

необходимые значения сопротивления вращением движка резистора и измеряя сопротивление с помощью цифрового вольтметра, включенного в режим измерения сопротивления.

Каждый раз, снимая характеристики, необходимо стремиться к тому, чтобы в полученной характеристике было не менее 10÷15 точек измерения, расположенных равномерно в диапазоне изменения входного сигнала.

Целесообразно сразу построить полученную зависимость и сравнить ее с теоретической. При снятии амплитудных характеристик нелинейных устройств, например, схем усилителей-ограничителей, целесообразно произвести дополнительные измерения в точках на характерных участках характеристики.

### Правила снятия частотных характеристик

Частотными характеристиками называются зависимости какого-либо параметра схемы от частоты входного сигнала. Общепринято снимать частотные характеристики в логарифмическом или полулогарифмическом масштабе. Поэтому всегда при снятии частотных характеристик частоту входного сигнала изменяют по логарифмическому закону, чтобы в полученной характеристике точки измерения были расположены равномерно. Только при снятии частотных характеристик фильтров при необходимости проводят дополнительные измерения в особых (характерных) точках.

При снятии частотных характеристик величина входного сигнала должна быть постоянной. Необходимо при каждом изменении частоты входного сигнала измерить величину входного сигнала и при необходимости подстроить ее значение.

Очень большую роль при снятии частотных характеристик играет правильный выбор величины входного сигнала, так как при изменениях частоты входного сигнала коэффициенты передачи электронных схем могут меняться в больших пределах. Выбор величины входного сигнала производят следующим образом:

а). Устанавливают значение частоты входного сигнала в середине рабочего диапазона частот исследуемой схемы.

б). Определяют значение  $e_{вх\ max}$ . Для этого, контролируя форму сигнала на выходе с помощью осциллографа, постепенно увеличивают входной сигнал до тех пор, пока в выходном сигнале не появятся искажения. Запоминают значение  $e_{вх\ max}$ .

в). Устанавливают  $e_{вх} = (0,5 \div 0,7) e_{вх\ max}$ , контролируя его значение в каждой точке характеристики.

г). Для схем фильтров определение величины  $e_{вх\ max}$  производят на резонансной частоте, предварительно определив ее значение экспериментально.

## Описание лабораторных стендов

Для выполнения лабораторных работ используются макеты двух типов:

1 -макет для исследования схем на операционных усилителях (ОУ), с соответствующим обозначением «операционные усилители»,

2 – макет с обозначением «полупроводники, микросхемы», позволяющий исследовать более широкий набор схем с использованием дискретных и интегральных элементов.

Макеты 1-го типа имеют 4 штепсельных разъема для подключения ответных частей с закрепленными на них платами с интегральными микросхемами ОУ или таймеров.

Сборка исследуемой схемы начинается с установки на макет необходимого количества ОУ. При этом надо обращать внимание на положение ключа на разъеме. Ключом служит один из контактов, развернутый на 90° относительно остальных. Соответственно развернуто и гнездо контакта, поэтому не следует прилагать чрезмерных усилий, пытаясь установить микросхему на место, не убедившись в правильности положения ключа.

Навесные элементы в исследуемых схемах берутся из имеющихся на макете.

Часть резисторов на макете объединено в цепи, по две линейки на каждый разъем для ОУ. Резисторы в этих цепях установлены по системе приблизительно соответствующей порядку 5кОм, (5×2)кОм, (5×2<sup>2</sup>)кОм, (5×2<sup>3</sup>)кОм и т. д. Такой набор резисторов позволяет получить любое сопротивление от 5,1кОм до 1МОм с точностью 5кОм. Все резисторы в цепях последовательно соединены друг с другом. Для исключения лишнего резистора его закорачивают. Например: если необходимо иметь сопротивление 100кОм - подключают провода схемы к гнездам резисторов 20к и 82к, а находящийся между ними резистор 39к – закорачивают.

Не рекомендуется использовать резисторы из одной линейки в разных частях схемы, так как возможно появление связей не предусмотренных электронной схемой.

Все конденсаторы на макете изолированы друг от друга.

В приводимой таблице даны примеры кодированных обозначений значений сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов, установленных на макетах.

## Резисторы

Обозначения на макетах	Соответствующие величины сопротивлений в Омах
10	10 Ом
20	20 Ом
680	680 Ом
1к	1 килоом = $1 \times 10^3$ Ом
6,8к	6,8 килоома = $6,8 \times 10^3$ Ом
680к	680 килоом = $680 \times 10^3$ Ом
1,2М	1,2 мегаом = $1,2 \times 10^6$ Ом

## Конденсаторы

Обозначения на макетах	Соответствующая величина емкости в Фарадах
82	82 пикофарады = $82 \times 10^{-12}$ Фарады
5100	5100 пикофарад = $5100 \times 10^{-12}$ Фарад
Н1	0,1 нанофарады = 100 пикофарад
1Н	1 нанофарада = $1 \times 10^{-9}$ Фарады
8Н2	8,2 нанофарады = $8,2 \times 10^{-9}$ Фарады
0,01	0,01 микрофарады = $0,01 \times 10^{-6}$ Фарады
0,5	0,5 микрофарады = $0,5 \times 10^{-6}$ Фарады
10,0	10,0 микрофарад

Конденсаторы, в условных обозначениях которых имеется значок «+», не могут включаться под знакопеременное напряжение и при их включении должна соблюдаться указанная полярность.

Все точки на макете, имеющие обозначение «⊥», связаны между собой внутри макета и не требуют дополнительного соединения.

Если питание от внешнего источника подано на макет так, что «+» источника подключен к гнезду «+» макета, общий провод источника (его «земля» или его «-») подключен к гнезду «⊥» макета, то при этом после включения выключателя на макете должен светиться светодиод, расположенный возле гнезда «+». Точно так же, при подключении вывода «-» источника к гнезду «-» макета должен светиться светодиод возле гнезда «-».

После подключения источников питания к макету не надо подключать провода питания непосредственно к ОУ, поскольку этот монтаж уже произведен внутри стенда.

Сплошные линии на макете, соединяющие гнезда для подключения монтажных проводов (или приборов), обозначают, что внутри макета эти гнезда

уже соединены. Например: гнездо подключения внешнего генератора через выключатель соединено с четырьмя гнездами на макете, т.е. все эти четыре гнезда соединены между собой.

Обратите внимание, что свободные гнезда на макете соединены между собой по три. Поскольку эти гнезда расположены достаточно тесно между собой, то разрыв сплошной линии плохо заметен, что приводит зачастую к ошибкам.

Макет 2-го типа «Полупроводники, микросхемы» имеет 10 штепсельных разъемов. Из них разъемы ХТ1, ХТ2, ХТ3 восьмиконтактные и предназначены в основном для подключения транзисторов, при этом не обязательно соблюдать тип проводимости подключаемого транзистора, соответствующий указанному на рисунке возле разъема. Например: можно включить транзистор проводимости р-п-р в разъем с обозначением полевого транзистора. В этом случае выводы - база, коллектор и эмиттер будут соответствовать выводам - затвор, сток и исток.

Подключая разъемы, обращайте внимание на положение ключа!

Разъемы ХТ4 и ХТ9 предназначены для подключения плат с операционными усилителями. Провода питания ОУ внутри макета подключены к гнездам «+»; «⊥»; «-», расположенным в левой части макета.

Разъем ХТ10 имеет доступ к любому из его контактов. Все они выведены на соседние парные гнезда и не подключены ни к каким шинам внутри макета.

Для установки на макет более сложных устройств с большим количеством внешних выводов используются многоконтактные разъемы ХТ5-ХТ8. Разъемы имеют по 22 контакта, но на панель макета выведены только 14, что достаточно для монтажа исследуемых схем. Питание на многоконтактные разъемы («+» и «-») подается с гнезд, расположенных в правой части макета.

Резисторы, установленные на макете, имеют мощность рассеяния 0,25Вт. Поэтому категорически не допускается использовать резисторы макета в качестве нагрузки в схемах выпрямителей, усилителей мощности и стабилизаторов (раб. № 3, № 11, № 12). В этих работах в качестве нагрузочных используются мощные (50 Вт) переменные резисторы, установленные на лицевой панели блока питания.

### **Указания по оформлению отчета**

При оформлении отчета должен быть выполнен ряд обязательных требований.

Каждый отчет должен иметь титульный лист, который оформляется согласно принятым в СПбГТУ стандартам (см. Стандарт предприятия СТП ЛПИ 1.01.88 с соответствующими коррективами).

В конце приложения приведен образец титульного листа.

Никакие другие надписи, чертежи, таблицы и т.п. на титульном листе не допускаются.

Внутри отчета последовательность разделов (рубрик) следующая:

- 1). Цель работы
- 2). Чертеж схемы исследуемого устройства. Выполняется в соответствии с требованиями ГОСТ. Рисунки нумеруются.
- 3). Исходные данные (берутся из таблицы заданий).
- 4). Расчет элементов и параметров схемы.

При расчетах первоначально пишется формула в буквенном выражении, затем - эта же формула с подставленными в нее численными значениями элементов или параметров и только после этого пишется результат расчета,

Поскольку значения параметров рассчитанных элементов схемы не могут иметь величины, отличающиеся от имеющихся на макетах, то вполне вероятно, что результат расчета придется округлить до ближайшего реального значения элемента. Кроме того, реальные резисторы и конденсаторы имеют значения сопротивлений и емкостей с точностью до  $\pm 5\%$ . Например резистор с указанным сопротивлением 100к на самом деле может иметь сопротивление от 95к до 105к. Отсюда следует, что и расчет этого резистора не имеет смысла производить с большей точностью.

5). Строятся теоретические зависимости (таблицы и графики), полученные по расчетным формулам.

6). Экспериментально снятые зависимости, должны быть оформлены в виде таблиц и графиков, построенных по данным этих таблиц. Не допускается данные эксперимента наносить непосредственно на график без записи в таблицу.

Выбор масштаба при построении графиков должен быть таким, чтобы график наилучшим образом отражал характер зависимости, В тех случаях (например, при исследовании стабилизатора), когда надо показать малые отклонения исследуемой величины на фоне большой постоянной составляющей, при построении графической зависимости используйте разрыв координатных осей.

При построении экспериментально снятых временных диаграмм изображение не должно быть слишком мелким, так как на диаграмме должны быть ясно видны основные этапы наблюдаемых процессов. Временные диаграммы, относящиеся к одному и тому же устройству, должны быть выполнены (как правило) в одном масштабе времени. При этом диаграммы располагаются одна под другой, начиная со входного сигнала, (или накладываются одна на другую) так чтобы можно было проследить взаимное соответствие процессов на диаграммах, относящихся к разным точкам схемы.

7). Написание выводов является наиболее творческой частью работы. Имея в своем распоряжении результаты теоретических расчетов исследуемого устройства и результаты эксперимента, необходимо сравнить их между собой во всей области исследования, указать участки совпадения и расхождения теории и эксперимента, оценить точность совпадения и объяснить причины расхождения результатов.

Если теоретические характеристики не рассчитывались, то оценивается, насколько результат эксперимента не противоречит теоретическим предпосылкам.

Выводы пишутся последовательно в соответствии с порядком исследования. По каждому пункту исследования должен быть сделан вывод, в противном случае непонятно зачем этот пункт выполнялся.

Обобщающие выводы следует делать в конце.

**Санкт-Петербургский Государственный Политехнический  
Университет**

Факультет Технической Кибернетики

Кафедра компьютерных систем и программных технологий

**ОТЧЕТ  
о лабораторной работе**

---

(тема работы)

---

---

---

---

(наименование дисциплины)

**Работу выполнил студент**

\_\_\_\_\_

группа

\_\_\_\_\_

Ф.И.О.

**Преподаватель**

\_\_\_\_\_

подпись

\_\_\_\_\_

Ф.И.О.

Санкт-Петербург

\_\_\_\_\_

(год)

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ВАРИАНТЫ ЗАДАНИЙ К ЛАБОРАТОРНЫМ РАБОТАМ

**Работа № 3:**

$N^{\circ}$ вар.	$I_H, \text{мА}$
1	120
2	130
3	140
4	150
5	160
6	170
7	180
8	190

$N^{\circ}$ вар.	$I_H, \text{мА}$
9	100
10	125
11	145
12	155
13	165
14	175
15	185

**Работа № 4**

$N^{\circ}$	Тип	$E_0$	$E_{\text{см}}$	$I_{\text{кн}}$	$S$	$E_{\text{вх}}$	$t_{\text{и}}$	$R_c$
вар.	транзистора	В	В	мА		В	мкс	кОм
1	МП-25	25	5	20	3	7	10	1,0
2	МП-39	10	5	15	2	6	10	1,0
3	МП-41	15	5	18	2	7	10	1,0
4	МП-40	10	5	13	2	6	10	1,0
5	МП-25	15	5	30	4	10	10	1,0
6	МП-39	15	5	10	2	8	10	1,1
7	МП-41	10	5	20	3	6	10	1,1
8	МП-40	15	5	10	2	5	10	1,1
9	МП-25	15	5	10	3	8	10	1,1
10	МП-39	10	5	12	3	6	10	1,1
11	МП-41	15	5	25	2	10	10	1,5
12	МП-40	15	5	30	2	5	10	1,5
13	МП-25	25	5	50	3	10	10	1,5
14	МП-39	10	5	25	2	6	10	1,5
15	МП-41	10	5	30	2	8	10	1,5

### Работа N<sup>0</sup> 5

N <sup>0</sup>	Тип	E <sub>0</sub>	U <sub>кэА</sub>	R <sub>к</sub>	R <sub>н</sub>
вар.	транзистора	В	В	кОм	кОм
1	МП39	8	4	3,9	2
2	МП102	9	4,5	2	8,2
3	МП25	10	5	3,9	3,9
4	МП115	11	5	3,9	2
5	МП26	12	6	2	3,9
6	МП39	7	3	3,9	8,2
7	МП102	6	3	3,9	8,2
8	МП115	9	4	3,9	8,2
9	МП39	8	4	2	3,9
10	МП26	10	5	1	3,9
11	МП25	12	5	1	2
12	МП115	11	6	1	3,9
13	МП102	10	6	2	3,9
14	МП25	8	4	2	8,2
15	МП26	10	5	1	3,9

Для всех вариантов работы: C<sub>p1</sub>=0,22мкФ, C<sub>p2</sub>=0,47мкФ.

Тип транзистора		МП39	МП25	МП26	МП115	МП102
f <sub>h21</sub>	МГц	0,5	0,25	0,25	0,1	0,5
C <sub>к</sub>	пФ	60	70	50	80	110
h <sub>21</sub>		12	10-25	20-50	9-45	15-45

### Работа N<sup>0</sup> 6

N <sup>0</sup>	K	f	i <sub>н</sub>
вар.		Гц	мА
1	1	500	0,5
2	2	300	0,75
3	4	200	1,0
4	5	100	1,25
5	10	50	1,5
6	1	1000	2,0
7	2	400	0,2
8	4	250	0,4

N <sup>0</sup>	K	f	i <sub>н</sub>
вар.		Гц	мА
9	5	150	0,5
10	10	350	0,75
11	1	450	1,0
12	2	1000	1,25
13	4	500	0,2
14	5	200	0,5
15	10	100	0,75

Для всех схем используется ОУ К140УД6.

### Работа N<sup>0</sup> 7

N <sup>0</sup> вар.	K1	K2	K3	+U <sub>орп</sub> (В)	-U <sub>орп</sub> (В)	U <sub>оп</sub> (В)	ΔE <sub>с</sub> (В)
1	10	1	2	2	2	1	8
2	9	1	0,8	2	2	1	5
3	8	1	0,8	3	3	2	4
4	7	0,5	0,6	3	3	2	4,5
5	6	0,5	0,6	4	4	3	4,5
6	5	0,5	0,3	4	4	3	5
7	4	0,5	0,3	5	5	4	5
8	3	0,2	0,3	3	3	4	2
9	2	0,2	0,1	5	5	5	2,5
10	1	0,2	0,1	5	5	5	3
11	16	1	1	6	6	6	8,5
12	15	1	1	6	6	6	7
13	14	1	1	6	6	7	8
14	13	1	1	7	7	7	8
15	12	1	1	2	3	3	9

Для всех вариантов:  $U_{\text{вых}}^+ = +12\text{В}$ ;  $U_{\text{вых}}^- = -12\text{В}$ . Напряжения питания ОУ=  $\pm 15\text{В}$ .

### Работа N<sup>0</sup> 8

N <sup>0</sup> вар.	t <sub>и1</sub> (мкс)	t <sub>и2</sub> (мкс)	K <sub>д</sub>	C(нФ)
1	20	40	1,0	3,0
2	31	26	2,0	3,0
3	35	70	1,31	3,0
4	18	9	1,42	5,1
5	128	96	3,78	5,1
6	134	27	4,17	5,1
7	85	170	3,03	5,1
8	475	238	6,25	10
9	285	571	9,8	10
10	816	396	10,87	10
11	852	1754	12,2	10
12	1400	2480	1,56	22
13	2590	1250	2,25	22
14	100	50	2,5	5,1
15	180	90	3	10

**Работа № 9.**

$N^0$	$f$	$R_3$	$R_5$
вар.	кГц	кОм	кОм
1	6,5	33	24
2	6,0	33	24
3	5,5	33	24
4	5,0	33	24
5	4,6	33	24
6	5,5	47	16
7	5,0	47	16
8	4,5	47	16

$N^0$	$f$	$R_3$	$R_5$
вар.	кГц	кОм	кОм
9	4,0	47	16
10	3,5	47	16
11	4,5	68	12
12	4,0	68	12
13	3,5	68	12
14	3,0	68	12
15	2,5	68	12

**Работа № 10.**

$N^0$	$f_{m1}$	$Q$	$f_{m2}$	$Q$	$\Delta L$
вар.	Гц		Гц		дБ
1	500	5	1000	5	6
2	600	4,5	1000	4,5	3
3	700	4,5	1000	4,5	2
4	800	5	1200	5	2
5	900	5	1400	5	2
6	1000	5	1600	5	3
7	1000	6	1500	6	5
8	1000	4	2000	4	5
9	1100	5	1500	5	4
10	1100	6	2000	6	6
11	1200	4	1700	4	3
12	1200	5	2000	5	6
13	1300	5	2000	5	6
14	1400	4	2000	8	5
15	500	5	1000	5	7

### Работа N<sup>0</sup> 11.

Параметрический стабилизатор

N <sup>0</sup>	U <sub>Вх.</sub>	U <sub>Вых.</sub>	I <sub>р</sub>	R <sub>н</sub>
вар.	В	В	мА	Ом
1	15	9	8	500
2	15	9	12	1000
3	15	9	15	2000
4	10	5,6	12	500
5	10	5,6	15	1000
6	10	5,6	15	2000
7	10	5,6	10	1000
8	15	9	10	1000
9	15	9	12	1500
10	15	9	10	2000
11	15	9	12	1000
12	15	5,6	10	500
13	15	5,6	8	500
14	15	5,6	15	1000
15	15	5,6	8	1000

Компенсационный стабилизатор

N <sup>0</sup>	ΔU <sub>Вх.</sub>	U <sub>Вых.</sub>	I <sub>Вых</sub>
вар.	%	В	мА
1	20	6	80
2	20	7	100
3	10	10	200
4	20	10	100
5	15	12	150
6	15	14	100
7	20	16	120
8	10	18	150
9	10	20	120
10	15	6	150
11	20	7	80
12	10	8	150
13	15	10	150
14	30	12	100
15	20	14	150

### Работа N<sup>0</sup> 12.

N <sup>0</sup>	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
вар															
R <sub>н2</sub> Ом	15	14	13	12	11	10	15	14	13	12	11	10	15	14	13

Для всех вариантов : R<sub>н1</sub>=680 Ом, E<sub>01</sub>=5В. E<sub>02</sub>=-5В

Сменная плата

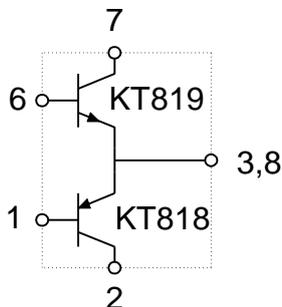
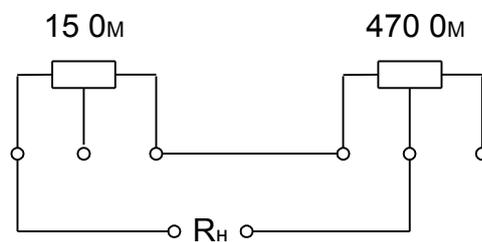


Схема подключения нагрузки



R<sub>н</sub> устанавливается на блоке питания БП1 и измеряется омметром

В схемах рис.12.2, рис.12.3 использовать транзисторы МП113 (n-p-n), МП115 (p-n-p), КТ819 (n-p-n), КТ818 (p-n-p).

## ЛИТЕРАТУРА

1. Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемеханики. - Л.: Энергоатомиздат, 1984. - 432 с.
2. Балтруков Н.Н., Кочетков Ю.Д., Электротехника и электроника. Конспект лекций. Часть 1 и Часть 2. СПб ГТУ, 2011 г.
3. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник/ В.Л. Аронов, А.В.Баюков, А.А. Зайцев и др.; Под общ. ред. Н.Н. Горюнова — М.: Энергоатомиздат, 1983. - 904 с.
4. Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы. Справочник / А.В. Баюков, А.Б. Гитцевич, А.А. Зайцев и др.; Под общ. ред. Н.Н. Горюнова - М.: Энергоиздат, 1982. - 744 с.
5. Нефедов А.В., Гордеева В.И. Отечественные полупроводниковые приборы и их зарубежные аналоги. Справочник.- 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1990. - 400 с.
6. Нефедов А.В., Савченко А.Н., Феоктистов Ю.Ф. Зарубежные интегральные микросхемы для промышленной электронной аппаратуры. Справочник / Под ред. Ю.Ф. Широкова.- М.: Энергоатомиздат, 1989. - 288 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

1	Исследование частотных характеристик пассивных <i>RC</i> -цепей .....	3
2	Исследование реакции пассивных <i>RC</i> -цепей на прямоугольный импульсный сигнал .....	7
3	Силовые преобразователи переменного напряжения в Постоянное .....	11
4	Исследование транзисторных ключей.....	15
5	Исследование однокаскадных транзисторных усилителей .....	19
6	Линейные преобразователи сигналов на операционных усилителях .....	26
7	Нелинейные преобразователи сигналов .....	32
8	Генераторы прямоугольных импульсов на интегральных схемах ..	37
9	Генераторы синусоидальных колебаний с постоянной и управляемой частотой .....	42
10	Активный <i>RC</i> -фильтр .....	47
11	Стабилизаторы постоянного напряжения .....	51
12	Усилители мощности .....	56
	Приложения .....	61
	Литература .....	77
	Содержание .....	78

БАЛТРУКОВ Николай Николаевич  
КОЧЕТКОВ Юрий Дмитриевич

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА и ЭЛЕКТРОНИКА**

Учебное пособие

---

Факультет технической кибернетики  
195251, Санкт-Петербург, Политехническая ул, 21