#### МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

# НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «Харьковский политехнический институт»



Е.И. Сокол, В.Д. Яндоло, Ю.Д. Сакара, А.В. Кипенский

# ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОСХЕМОТЕХНИКА

Харьков 2002

# МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ **НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ** «ХАРЬКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ»

Е.И. Сокол, В.Д. Яндоло, Ю.Д. Сакара, А.В. Кипенский

# ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОСХЕМОТЕХНИКА

Лабораторный практикум

Часть 1. Аналоговая и импульсная схемотехника

Харьков 2002

### **ВВЕДЕНИЕ**

В настоящее время получают широкое развитие новые принципы проектирования и промышленного изготовления электронной аппаратуры, разработки новой элементной базы, основанной на принципах микроэлектроники. Это открывает широкие перспективы для значительного повышения надежности и улучшения качественных показателей электронного оборудования.

В связи с важностью поставленных задач следует рассматривать и значительное расширение круга вопросов в общих учебных дисциплинах по электронике, связанных, в первую очередь, с аналоговой и цифровой микросхемотехникой.

Для большинства электрических и неэлектрических специальностей дисциплину «Электроника и микросхемотехника» можно отнести к общеинженерным, чем к специальным дисциплинам. Из этого следует, что главная цель курса — не столько научить студента разрабатывать те или иные функционально законченные электронные устройства, сколько научить его понимать принцип действия этих устройств, уметь грамотно эксплуатировать их и формулировать задание на разработку нового устройства.

Большое значение придается в учебном процессе практическим занятиям и лабораторному практикуму. Решение лабораторных задач прививает навыки использования теоретических знаний на практике, развивает мышление, помогает детальнее осознать принцип действия отдельных схем и возможности их практического применения.

Настоящий практикум ориентирован на проведение лабораторных занятий фронтальным методом на универсальном лабораторном стенде, разработанным на кафедре «Промышленная электроника» ХГПУ. Основными преимуществами функционального метода проведения лабораторных работ на универсальном стенде являются следующие:

- возможность планирования выполнения студентами той или иной работы после прочтения соответствующего лекционного материала, что является методологически важной стороной в проведении лабораторного практикума;
- сокращается время для подготовки к проведению очередной работы, так как студенты ознакомлены со всеми органами управления и измерительными приборами уже после первого занятия;
- упрощается выполнение работ и обслуживание стенда за счет применения совмещенных органов управления.

Лабораторный практикум по дисциплине «Электроника и микросхемотехника» представлен 14 лабораторными работами. Первая часть практикума описывает лабораторные работы № 1-8 по аналоговой и импульсной схемотехнике.

Каждая работа имеет раздел «Основные положения», который содержит материалы, помогающие изучить принципы работы исследуемых электронных устройств, а также может быть использован для усвоения разделов лекций соответствующих дисциплин.

Каждой лабораторной работе должна предшествовать самостоятельная подготовка студентов, в процессе которой необходимо ознакомиться с описанием лабораторной работы, рекомендованными литературными источниками и выполнить предварительное домашнее задание. В процессе подготовки предусматривается составление отчета по лабораторной работе, в котором должны быть представлены схемы эксперимента, а также таблицы, необходимые для выполнения экспериментальной части работы.

В некоторых работах предварительное домашнее задание предусматривает составление рабочих схем для проведения эксперимента, что отражено в пунктах раздела «Порядок выполнения работы». Обработка результатов эксперимента может быть произведена на основании рекомендаций и формул, приведенных в разделе «Основные положения» к каждой работе.

Перед началом лабораторного практикума студенты должны ознакомиться с описанием универсального лабораторного стенда и подготовкой к его работе. Учитывая фронтальный метод проведения работ, на первом занятии в учебной группе предполагается контрольная проверка на знание органов управления стенда.

Требования по регламенту выполнения предлагаемых экспериментов, а также к оформлению отчетов по лабораторным работам определяет кафедра, ведущая данный предмет.

### ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

Лабораторная установка содержит универсальный лабораторный стенд, двухканальный осциллограф С1-93 и цифровой вольтметр.

Универсальный лабораторный стенд выполнен в виде настольного переносного прибора. В верхней части стенда размещена передняя панель управления, а в нижней части передняя панель с контрольными гнездами. Стенд имеет базовый набор из 14 лабораторных работ по общему курсу «Промышленная электроника».

Особенностью стенда является наличие совмещенных органов управления (источники входных сигналов, переключатели и ручки регулировок), которые используются независимо в нескольких работах. Это упрощает конструкцию стенда и облегчает проведение экспериментов.

Панель управления содержит:

- переключатель «Номер работы» со световой индикацией;
- переключатель «кГц (α)» на десять положений;
- переключатель с кнопками «S1-S5» со световой индикацией;

- переключатель с кнопками разрядов «Р7-Р0» и «А1-А0» со световой индикацией;
  - переключатель с кнопками команд для работ 9-14;
- кнопки «Коммутатор» для подключения входов осциллографа и коммутатора к измерительным гнездам;
- измерительные гнезда «Y1(1)», «Y2», «Y3(II)», «Y4» для подключения входов коммутатора и гнездо «V» для подключения входа цифрового вольтметра;
- органы управления коммутатором: ручка «Y2» регулирует отклонение по вертикали луча канала Y2, ручка «Y3» регулирует отклонение по вертикали луча канала Y3 ручка «Y4» регулирует отклонение по вертикали канала Y4.

Переключатель «S1-S5» производит коммутацию электронных ключей в исследуемых схемах при нажатии соответствующих кнопок. Это приводит к изменению параметров схемы и их характеристик.

В составе стенда имеется коммутатор-приставка к осциллографу, что расширяет его функциональные возможности. Во-первых, появляется возможность наблюдать на экране одновременно четыре сигнала в контрольных точках исследуемой схемы. Во-вторых, коммутатор позволяет получить на экране одновременно отображение оси времени исследуемых сигналов. Это создает наглядность и исключает ошибки при снятии диаграмм. На экране ось времени представлена горизонтальным участком линии в правой части диаграммы.

Для упрощения работы на стенде и повышения его надежности общие шины измерительных приборов и исследуемых схем соединены внутри стенда. Поэтому при измерениях следует пользоваться только соединительными проводниками, подключаемыми между измерительными гнездами и соответствующими контрольными гнездами схем.

Панель с контрольными гнездами имеет наборное поле, на котором определенным образом расположены группы гнезд. К этим гнездам подключены контрольные точки исследуемых электрических схем лабораторных работ. С правой стороны панели расположена кнопка «Сеть» с индикацией и пять ручек управления стендом:

- ручки «E1» и «E2» источников сигналов постоянного тока с диапазоном регулировки  $\pm 7B$ ;
- ручка « $E_{\Gamma}$ » источника сигналов синусоидальной формы с диапазоном регулировки 0-7B,
  - переключатель «к $\Gamma$ ц( $\alpha$ )»;
  - ручка « $U_{\text{вх}}$ » регулировки источника сигналов постоянного тока;
- ручка « $R_{\rm H}$ » регулировка сопротивления нагрузки в электрических схемах работ.

Лабораторные работы снабжены сменными накладными панелями, на которых изображены исследуемые электрические схемы с указанием контрольных точек. Накладная панель крепится на панели с контрольными гнездами. Фиксатор состоит из прижимной планки и винта. На накладной панели в местах контрольных точек схем имеются отверстия, под которыми расположены контрольные гнезда для данной лабораторной работы. Эти отверстия пронумерованы и используются для подключения к гнездам измерительных приборов.

На левой боковой стенке нижнего кожуха установлены гнезда «1» и «11» для подключения входов осциллографа С1-93, гнездо «V» для подключения цифрового вольтметра. Гнезда «СИНХР» и « \_\_/\_» служат для подключения входа внешней синхронизации и выхода генератора развертки С1-93.

### ПОДГОТОВКА СТЕНДА К РАБОТЕ

Перед началом работы все органы управления устанавливают в начальные положения: все кнопки стенда должны находиться в исходном отжатом состоянии, ручки регулировки — в крайнем левом положении.

Осциллограф С1-93 устанавливается слева от стенда. Подключить сигнальные входы С1-93 к гнездам «1» и «11», а вход цифрового вольтметра – к гнездам «V» стенда. Необходимо обратить внимание на правильное подключение приборных входов «⊥» к общей шине стенда, относительно которой производятся все измерения.

С помощью соединительных проводников подключить вход внешней синхронизации и выход « \_/\varphi генератора развертки C1-93 к соответствующим гнездам на боковой стенке стенда.

Установить на панели контрольных гнезд накладную панель исследуемой лабораторной работы. Для этого накладную панель устанавливают на направляющих выступах и закрепляют двумя фиксаторами.

Нажать соответствующую кнопку на переключателе «Номер работы» (кнопки некоторых работ совмещены). Включить измерительные приборы и стенд.

### Примечание:

- 1. Все лабораторные работы можно исследовать с помощью двух каналов осциллографа С1-93. Для этого следует отжать кнопки коммутатора и пользоваться гнездами Y1(1) и Y3(11) на панели управления, к которым подключены входы осциллографа.
- 2. Коммутатор используется для наблюдения 3-4 процессов одновременно. Для этого следует нажать кнопки «Вкл.» и «Y1-Y4» и пользоваться гнездами входов Y1-Y4, а также ручками «Y2», «Y3» и «Y4» на панели управления. При включении коммутатора на входе осциллографа его

коэффициент усиления (чувствительность) уменьшается в отношении 10:1.

- 3. При нажатии только кнопки «Вкл.» коммутатора можно наблюдать два процесса одновременно, используя гнезда Y1(1) и Y3(1) и канал 1 осциллографа.
- 4. При использовании коммутатора по п.2 и п.3 необходимо на осциллограммах иметь отображение оси времени. Для этого следует воспользоваться ручкой «

  » осциллографа перемещения луча по горизонтали и установить на экране определенный участок нулевой оси временных диаграмм.
- 5. При всех измерениях с помощью коммутатора необходимо иметь в виду, что сигнал внешней синхронизации подается на C1-93 только со входа Y1(1), который следует использовать как приоритетный при составлении диаграмм нескольких сигналов исследуемой схемы на экране осциллографа.
- 6. При установке входных сигналов постоянного тока следует помнить, что ручки «E1» и «E2» в крайнем левом положении соответствуют максимальному отрицательному напряжению входного сигнала.

# *ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1*ВЫПРЯМИТЕЛЬ СО СГЛАЖИВАЮЩИМИ ФИЛЬТРАМИ

**Цель работы** — изучение принципа действия и экспериментальные исследования однофазного маломощного выпрямителя с простейшими сглаживающими фильтрами.

#### 1.1 Основные положения

Для питания постоянным током различных электронных управляющих измерительных и вычислительных устройств, а также бытовых электронных устройств применяют маломощные выпрямители (мощностью десятки и сотни ватт), которые предназначены для преобразования переменного напряжения промышленной сети в постоянное.

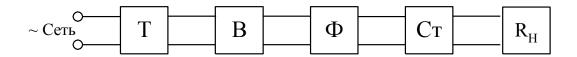


Рисунок 1.1 - Структурная схема выпрямителя

Структурная схема маломощного выпрямителя представлена на рис. 1.1 и содержит следующие узлы:

- В выпрямительный блок, преобразующий переменное напряжение в постоянное;
  - Ф фильтр для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения;
- Т трансформатор, служащий для получения необходимого напряжения на выходе выпрямителя, а также для гальванической развязки источника питания и сети;
- Ст стабилизатор постоянного напряжения, который позволяет обеспечить высокую стабильность питающего напряжения в нагрузке при применении напряжения сети или изменении параметров нагрузки.

K выходу выпрямителя могут подключаться различные электронные устройства, которые для удобства анализа заменяют эквивалентным нагрузочным резистором  $R_{\scriptscriptstyle H}$  .

В зависимости от условий работы и требований, предъявляемых к выпрямительным устройствам, отдельные узлы его могут отсутствовать. В частности, это относится к стабилизатору напряжения. Рассмотрим в первую очередь принцип действия выпрямительных схем, построенных на полупроводниковых диодах.

#### 1.1.1 Полупроводниковый диод и его параметры

Полупроводниковый диод представляет собой полупроводниковый кристалл с двумя областями проводимости и имеет два внешних вывода. Принцип работы диода основан на выпрямляющем свойстве *p-n*-перехода, т.е. способности пропускать электрический ток только в одном направлении [1,2].

Рассмотрим кратко процесс образования и свойства p-n-перехода используя структуру, приведенную на рис.1.2.а.

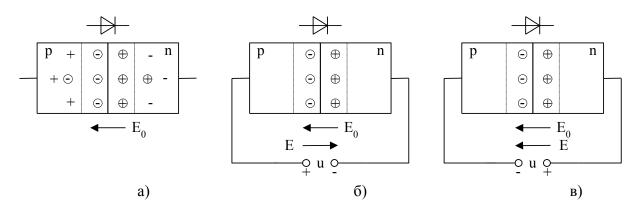


Рисунок 1.2 - Структура (a), прямое (б) и обратное (в) включение *p-n*-перехода

Слева находится слой *p*-типа с дырочной проводимостью и отрицательными ионами акцепторной примеси, справа — слой *n*-типа с электронной проводимостью и положительными ионами донорной примеси (ионы обведены кружками). При контакте вследствие разности концентраций дырки начинают диффундировать из *p*- в *n*-область, а электроны из *n*- в *p*-область. В области перехода электроны и дырки рекомбинируют, т.е. исчезают подвижные носители зарядов. Вследствие этого пограничный слой *p*-области обедняется дырками и там образуется отрицательный объемный заряд за счет ионов акцепторной примеси, а на границе *n*-области возникает по аналогичной причине положительный объемный заряд за счет ионов донорной примеси. Так как ионы закреплены в узлах кристаллической решетки и участия в проводимости не принимают, то вследствие ухода свободных носителей заряда из области перехода ее сопротивление возрастает. Между объемными зарядами на границе раздела возникает внутреннее

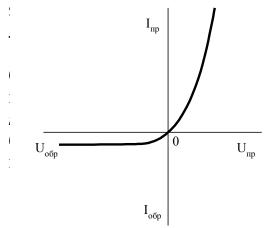


Рисунок 1.3 - Вольт-амперная характеристика диода

жить внешнее напряжение, его свойства приложенного напряжения. При прямой рикладывается к p-области, а «—» - к повленное приложенным напряжением U, треннему полю  $E_0$  (рис.1.2,б). При этом ировано и основные носители могут сво-

трепятствует переходу основных носите-

бодно проходить через p-n-переход, создавая диффузионный прямой ток  $I_{\rm np}$ . Если к p-n-переходу приложить напряжение обратной полярности, то внешнее поле E будет складываться с внутренним (рис.1.2,в). В результате область повышенного сопротивления расширяется. При этом через этот переход протекает незначительный обратный ток  $I_{\rm oбp}$ , обусловленный дрейфом неосновных носителей заряда. Поскольку концентрация неосновных носителей заряда на несколько порядков ниже, чем основных, то можно считать, что p-n-переход обладает вентильными свойствами, т.е. пропускает ток только в одном направлении.

На рис.1.2 показано условное обозначение полупроводникового диода. Внешний вывод, соединенный с p-областью, называется анодом, а с n-областью — катодом. На рис.1.3 приведена вольт-амперная характеристика диода при приложении прямого  $U_{\rm пр}$  и обратного  $U_{\rm обр}$  напряжения.

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

 $I_{\text{прср}}$  — максимальное среднее значение прямого тока, который может протекать через диод при допустимом его нагреве;

 $U_{\mathrm{прер}}$ -среднее значение прямого падения напряжения на диоде при токе  $I_{\mathrm{прер}}$ ;

 $U_{
m oбpmax}$ - максимально допустимое постоянное обратное напряжение диода;

 $I_{\text{обртах}}$ - максимально допустимый обратный ток диода.

Для упрощения анализа и расчета параметров выпрямителей используют понятие идеального диода, для которого сопротивление в проводящем состоянии равно нулю ( $U_{\rm np}$ =0), а в закрытом состоянии равно бесконечности ( $I_{\rm oбp}$ =0).

### 1.1.2 Однофазные выпрямители с активной нагрузкой

Для построения маломощных выпрямителей, питаемых от однофазной сети переменного тока, используют две схемы двухполупериодного выпрямления: схема с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатор (с нулевым выводом) и мостовая схема. Рассмотрим работу этих схем с активной нагрузкой  $R_{\scriptscriptstyle H}$ .

На рис.1.4. представлена схема выпрямителя с выводом средней точки трансформатора и временные диаграммы, поясняющие ее работу.

Диоды VD1 и VD2 пропускают ток в нагрузку поочередно. В течение положительного полупериода сетевого напряжения на вторичных обмотках трансформатора (полярность указана без скобок) открыт диод VD1 и ток  $i_{al}$  проходит через VD1, нагрузку и полуообмотку трансформатора с напряжением  $U_2'$ . В следующий полупериод сетевого напряжения (полярность указана в скобках) открывается диод VD2 и закрывается диод VD1. При этом ток нагрузки  $i_{i}$  протекает по контуру через диод VD2, нагрузку  $R_{i}$  и полуобмотку трансформатора с напряжением  $U_2''$ . Таким образом, ток

в цепи нагрузки течет в одном направлении в течение всего периода. Выпрямленное напряжение  $U_{\scriptscriptstyle H}$  представляет собой положительные полуволны напряжений  $U_2'$  и  $U_2''$ . При этом ток  $i_1$  первичной обмотки трансформатора будет синусоидален.

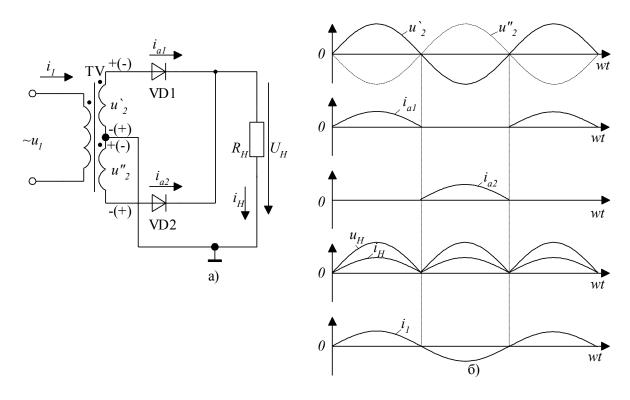


Рисунок 1.4 - Схема (a) и временные диаграммы токов и напряжений (б) выпрямителя с выводом средней точки трансформатора

Данная схема выпрямителя имеет только два диода, к которым однако, предъявляются повышенные требования. Так, к закрытому диоду через другой открытый диод прикладывается обратное напряжение равное сумме  $U_2' + U_2''$ , максимальное значение которого равно амплитуде обратного напряжения и в 2 раза превышает амплитуду выпрямленного напряжения.

Наиболее широкое применение находит однофазная мостовая схема выпрямителя (рис.1.5).

Диоды образуют мост, в одну диагональ которого включена вторичная обмотка трансформатора, а в другую — нагрузочный резистор  $R_{\rm H}$ . Каждая пара диодов работает поочередно. При положительной полуволне напряжения  $U_2$  (полярность указана без скобок) открыты диоды VD1 и VD4. При этом ток в нагрузке протекает по контуру через вторичную обмотку трансформатора, диод VD1, резистор нагрузки  $R_{\rm H}$  и диод VD4. В следующий полупериод (полярность  $U_2$  в скобках) ток проходит через диод VD2, нагрузку и диод VD3. Следовательно, в цепи нагрузки ток  $i_{\rm H}$  протекает в одном направлении в течение всего периода. Основные временные диаграммы в данной схеме такие же, как и в предыдущей. Различие заклю-

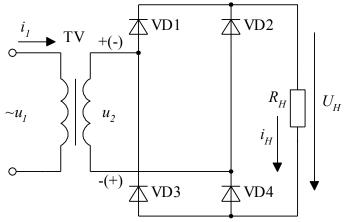


Рисунок 1.5 - Схема мостового выпрямителя

чается в том, что в ней к закрытому диоду прикладывается обратное напряжение, амплитуда которого равна амплитуде выпрямленного напряжения. Это является достоинством мостовой схемы. Сравнивая две схемы выпрямителя, можно сделать

следующие выводы [1,2]:

- при одинаковых значения тока  $I_{\rm H}$  и напряжения  $U_{\rm H}$  нагрузки типовая мощность, а следовательно, и габариты трансформатора для схемы с выводом средней точки больше, чем для мостовой схемы. Это обусловлено двумя вторичными обмотками, которые пропускают ток по полпериода каждая;
- обратное напряжение на диоде в мостовой схеме при одном и том же выпрямленном напряжении в два раза меньше, чем в схеме с выводом средней точки трансформатора;
  - мостовая схема требует в два раза больше диодов.

#### 1.1.3 Сглаживающие фильтры

Сглаживающие фильтры предназначены для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и тока и содержат реактивные элементы (L или C), способные накапливать энергию, а затем ее отдавать в нагрузку.

На рис.1.6 приведены простейшие сглаживающие фильтры, подключаемые между выпрямителем и нагрузкой.

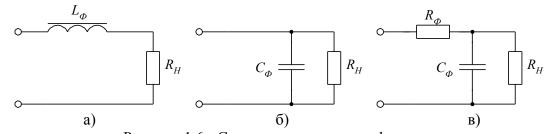


Рисунок 1.6 - Схемы сглаживающих фильтров

В индуктивном фильтре используется дроссель  $L_{\phi}$ , который включается последовательно с нагрузкой  $R_{\rm H}$  (рис.1.6,а). Сущность работы данного фильтра сводится к тому, что при увеличении напряжения вторичной обмотки трансформатора выпрямителя происходит накопление энергии в индуктивности  $L_{\phi}$ , а при его уменьшении за счет возникшей э.д.с. самоиндукции ток в нагрузке будет мало меняться. Индуктивность  $L_{\phi}$  выбирается из условия  $\omega_{(1)}L_{\phi}>> R_{\rm H}$ , где  $\omega_{(1)}$ - угловая частота первой гармоники пульсации. При выполнении указанного условия практически вся переменная

составляющая выпрямленного напряжения будет падать на дросселе, а постоянная составляющая полностью передаваться в нагрузку.

В емкостном фильтре (рис.1.6,б) необходимо выполнить условие  $1/\omega_{(1)}C_{\phi} << R_{\rm H}$ . В этом случае переменная составляющая напряжения будет замыкаться через конденсатор  $C_{\phi}$  а постоянная составляющая поступает в нагрузку.

Из приведенных неравенств следует, что индуктивный фильтр более эффективен при больших токах нагрузки (малых  $R_n$ ), а емкостной — при малых токах (больших  $R_n$ ).

В RC-фильтре (рис.1.6,в) конденсатор  $C_{\phi}$  шунтирует нагрузку по переменной составляющей напряжения, которая дополнительно ограничивается сопротивлением резистора  $R_{\phi}$ . В результате доля переменной составляющей в выпрямленном напряжении значительно уменьшается. Недостатком RC-фильтра является потеря мощности на резисторе  $R_{\phi}$ , что снижает к.п.д. фильтра. Поэтому RC-фильтры целесообразно использовать в выпрямителях при малых токах нагрузки.

Основным параметром, характеризующим эффективность действия сглаживающего фильтра, является коэффициент сглаживания, равный отношению коэффициентов пульсаций  $g_1$  и  $g_2$  на входе и выходе фильтра

$$S = \frac{q_1}{q_2} = \frac{U_{m1}/U_d}{U'_{m1}/U_H}, \tag{1.1}$$

где  $U_d$  - напряжение на входе фильтра;

 $U_{H}$  - напряжение на нагрузке;

 $U_{m1}$ ,  $U'_{m1}$  - амплитуды первой гармоники выпрямленного напряжения на входе и выходе фильтра.

### 1.1.4 Работа выпрямителя с емкостным фильтром

В маломощных выпрямителях часто используют простейший емкостной фильтр, который представляет собой конденсатор, подключаемый параллельно нагрузке. Такой фильтр для выпрямителя представляет емкостную нагрузку, которая заметно изменяет характер процессов в схеме. Рассмотрим работу однофазного двухполупериодного выпрямителя с выводом средней точки трансформатора при наличии емкостного фильтра. Схема данного выпрямителя и временные диаграммы приведены на рис.1.7.

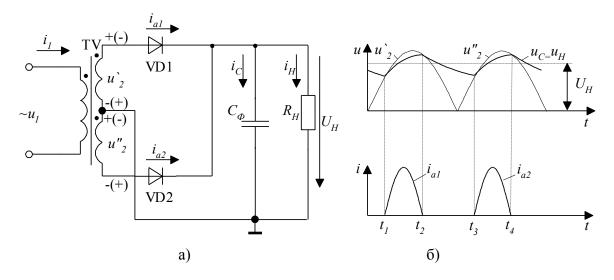


Рисунок 1.7 - Схема однофазного выпрямителя с выводом средней точки трансформатора (a) и временные диаграммы напряжений и токов выпрямителя (б)

Работа выпрямителя удобно рассмотреть с помощью временных диаграмм, изображенных на рис.1.7,б. В интервале времени  $t_1$ - $t_2$  конденсатор  $C_{\phi}$  через открытый диод VD1 заряжается, так как в это время  $U_2^{'}\rangle U_c$ . При этом ток диода VD1 равен  $i_{\rm al}=i_{\rm c}+i_{\rm h}$ . Во время прохождения этого тока имеет место падение напряжения на диоде и активном сопротивлении обмоток трансформатора, т.е.  $\Delta U=U_2^{'}-U_c$ .

С момента времени  $t_2$  напряжение  $U_2$  становится ниже напряжения на конденсаторе и  $U_c$  диод VD1 закрывается. В интервале  $t_2$ - $t_3$  конденсатор разряжается на резистор нагрузки с постоянной времени  $\tau = R_{\rm H}C_{\rm \phi}$ , поддерживая тем самым ток нагрузки. В момент  $t_3$  в следующем полупериоде создаются условия для включения диода VD2 ( $U_2 \ge U_c$ ) и конденсатор начинает заряжаться и т.д.

Напряжение на нагрузке определяется кривыми заряда и разряда конденсатора. Форма кривой тока нагрузки  $i_{\rm H}$  аналогична кривой напряжения  $U_{\rm H}$ . Форма кривой тока диодов отличается от формы кривой при работе на чисто активную нагрузку: время протекания тока уменьшается, а максимальное значение тока возрастает.

### 1.1.5 Внешние характеристики выпрямителей

Внешней (нагрузочной) характеристикой выпрямителя называется зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения тока нагрузки  $U_{\mu} = f(I_{\mu})$ .

На выходе выпрямителя без фильтра среднее значение напряжения на холостом ходу (  $I_{\rm H}=0$  ) равно

$$U_{H} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \sqrt{2} U_{2} \sin \omega t d\omega t = 0.9 U_{2}, \qquad (1.2)$$

где  $U_2$ - действующее значение напряжения на вторичных обмотках трансформатора.

При наличии тока нагрузки  $I_{\rm H}$  на внутренних сопротивлениях диодов  $r_{\rm g}$  и активном сопротивлении обмоток трансформатора  $r_{\rm Tp}$  возникают падения напряжения, которые приводят к уменьшению напряжения  $U_{\rm H}$ . При этом внешняя характеристика выпрямителя без фильтра определяется по формуле

$$U_{H} = U_{HO} - (r_{g} + r_{mp})I_{H}, \qquad (1.3)$$

где  $U_{HO}$ - напряжение на нагрузке при  $I_{\rm H}\!=\!0$ .

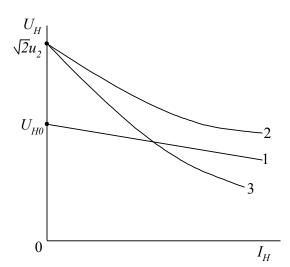


Рисунок 1.8 - Внешние характеристики выпрямителя

На рис.1.8 приведены внешние характеристики выпрямителя

$$U_{\scriptscriptstyle H}=f(I_{\scriptscriptstyle H}).$$

Кривая 1 изображает внешнюю характеристику без фильтра. По ее наклону можно определить внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r_{\scriptscriptstyle GH} = \Delta U_{\scriptscriptstyle H} / \Delta I_{\scriptscriptstyle H}$$
.

Кривая 2 соответствует выпрямителю с С-фильтром. При  $I_{\rm H}\!\!=\!\!0$  напряжение  $U_{{\scriptscriptstyle HO}}=\!\sqrt{2}U_{2}$ , так как в отсутствии тока  $I_{{\scriptscriptstyle H}}$  конденсатор  $C_{\phi}$  заряжается до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки.

С ростом тока  $I_{\rm H}$  кривая 2 спадает быстрее, чем кривая 1, что объясняется уменьшением постоянной времени  $\tau = R_{\rm H} C_{\rm ch}$ .

Внешняя характеристика RC-фильтра (кривая 3) имеет еще более крутой наклон, чем кривая 2. Это вызвано дополнительным падением напряжения на последовательно включенном резисторе  $R_{\phi}$  (рис.1.6,в).

### 1.2 Описание схемы эксперимента

В работе исследуется однофазная двухполупериодная схема выпрямителя с выводом средней точки трансформатора с фильтрами, приведенная на рис.1.9.

Такое же изображение схема выпрямителя имеет и на накладной панели стенда с указанием контрольных точек (гнезда X1-X5).

Ток нагрузки регулируется реостатом  $R_{\scriptscriptstyle H}$  с помощью ручки « $R_{\scriptscriptstyle H}$ ».

С помощью коммутации ключей S1 и S2 можно исследовать работу выпрямителя с активной нагрузкой, С-фильтром и RC-фильтром.

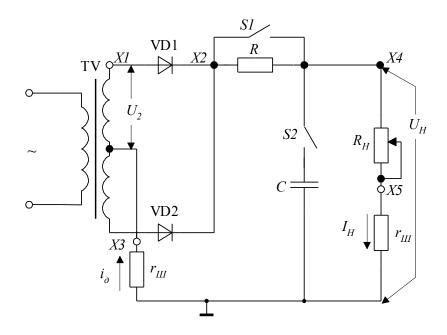


Рисунок 1.9. Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя с выводом средней точки трансформатора с фильтрами.

Шунты из резисторов  $r_{\rm m}$ =1 Ом позволяют проводить измерения токов в цепях выпрямителя. Так, при подключении осциллографа к гнезду X3 можно наблюдать на одной оси времени поочередное протекание токов диодов VD1 и VD2. При подключении цифрового вольтметра к гнезду X5 можно определить ток нагрузки по падению напряжения на шунте  $r_{\rm m}$ .

На гнезде X1 можно наблюдать переменное напряжение во вторичной обмотке трансформатора, на гнезде X2 - напряжение на выходе выпрямителя, на гнезде X4 – напряжение на нагрузке.

### 1.3 Порядок выполнения работы

Перед началом экспериментов подготовьте стенд к работе в соответствии с указаниями данной инструкции. Обратите внимание на использование коммутатора стенда при снятии нескольких осциллограмм одновременно.

### 1.3.1 Исследование внешних характеристик выпрямителя

Снятие внешних характеристик выпрямителя  $U_{\scriptscriptstyle H} = f(I_{\scriptscriptstyle H})$  производится с помощью цифрового вольтметра, который фиксирует напряжение  $U_{\scriptscriptstyle H}$  на гнезде X4 и ток  $I_{\scriptscriptstyle H}$  по падению напряжения на гнезде X5 (шунт  $r_{\scriptscriptstyle III}=1$  Ом).

1.3.1.1 Снять внешнюю характеристику выпрямителя при активной нагрузке (ключ S1 замкнут, ключ S2 разомкнут), Ток нагрузки устанавливать ручкой « $R_{\rm H}$ » равномерно в пределах от минимального до максимального значения. Данные измерений занести в табл. 1.1.

Таблица 1.1

$I_{\scriptscriptstyle H}$ , mA			
$U_{\scriptscriptstyle{\mathcal{H}}}$ , B			

- 1.3.1.2 Снять внешнюю характеристику выпрямителя с С-фильтром (ключи S1 и S2 замкнуты). Измерения произвести аналогично п.1.3.1.1.
- 1.3.1.3 Снять внешнюю характеристику выпрямителя с RC-фильтром (ключ S1 разомкнут, ключ S2 замкнут). Измерения произвести аналогично п.1.3.1.1.

# 1.3.2 Исследование влияния сглаживающих фильтров на форму токов и напряжений в выпрямителе

Задачей экспериментального исследования является получение качественной картины влияния фильтров на процессы в выпрямителе и эффективности сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения.

- 1.3.2.1 Подключить вход осциллографа к выходу выпрямителя (перемычка между гнездами Y1 и X4) и, изменяя ток нагрузки ручкой « $R_{\rm H}$ », наблюдать изменение формы выпрямленного напряжения для C-фильтра и RC-фильтра.
- 1.3.2.2 Установить максимальный ток нагрузки и, используя два канала осциллографа С1-93, снять осциллограммы в контрольных точках X1-X5 при активной нагрузке и при наличии фильтров. Соблюдая один масштаб времени, построить одну под другой осциллограммы напряжений и токов для выпрямителя без фильтра и с фильтрами. Во всех случаях исходной является осциллограмма входного напряжения на обмотке трансформатора (гнездо X1).

# 1.4 Обработка результатов эксперимента и оформление отчета

- 1.4.1 В соответствии с п.1.3.1 построить внешние характеристики выпрямителя  $U_{\scriptscriptstyle H} = f(I_{\scriptscriptstyle H})$  без фильтра и с фильтрами. Характеристики строятся на одном графике в одном масштабе.
- 1.4.2 Используя внешнюю характеристику выпрямителя при активной нагрузке, определить внутреннее сопротивление выпрямителя  $r_{\!\scriptscriptstyle \mathcal{B}H} = \Delta u_{\!\scriptscriptstyle H} / \Delta I_{\!\scriptscriptstyle H}$ .

- 1.4.3 На основании п.1.3.2 привести диаграммы напряжения  $U_{\scriptscriptstyle H}$  при С-фильтре для минимального и максимального тока нагрузки и пояснить причины изменения его формы.
- 1.4.4 На основании п.1.3.2.2 проанализировать по осциллограммам форму токов диодов выпрямителя без фильтра и с фильтрами.

Отчет о выполненной работе должен содержать: цель работы, принципиальную схему эксперимента, таблицы и графики, полученные в результате эксперимента, а также осциллограммы в соответствии с заданием по выполнению работы и их краткий анализ.

### Вопросы для самопроверки

- 1 Объясните принцип действия полупроводникового диода.
- 2 Перечислите основные параметры диода при его работе в схемах выпрямителей.
- 3 Опишите работу однофазного выпрямителя с выводом средней точки трансформатора на активную нагрузку.
  - 4 Опишите работу однофазного мостового выпрямителя.
- 5 Проведите сравнительную оценку двух схем выпрямления, описанных в п.1.1.2.
  - 6 Объясните работу выпрямителя при наличии емкостного фильтра.
- 7 Объясните принцип работы простейших сглаживающих фильтров и укажите основные их качественные показатели.
- 8 Объясните ход внешних характеристик выпрямителя при работе на активную нагрузку, а также при наличии С-фильтра и RC-фильтра.

### **ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2** УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

**Цель работы** — ознакомление с принципом работы и экспериментальное исследование характеристик однофазного управляемого выпрямителя на тиристорах при различных видах нагрузки.

#### 2.1 Основные положения

Для регулирования выпрямленного напряжения используют управляемые выпрямители, построенные на управляемых вентилях, называемых тиристорами. Такие устройства обычно предназначены для питания потребителей средней и большой мощности, в которых при больших токах нагрузки используют индуктивные фильтры. В данной работе рассматривается простейшая схема однофазного управляемого выпрямителя, которая позволяет выявить характерные черты данного класса устройств.

# 2.1.1 Работа управляемого выпрямителя при активной нагрузке

Перед рассмотрением работы управляемого выпрямителя кратко рассмотрим принцип работы и основные свойства тиристора.

*Тиристором* называют управляемый полупроводниковый прибор с p-n-p-n структурой, способный под действием сигнала управления переходить из закрытого состояния в открытое (проводящее). На рис. 2.1 приведено условное обозначение тиристора и схема его включения. Электроды прибора называются: A — анод; K —катод; Y — управляющий электрод. В цепь управляющего электрода включается источник управляющих импульсов  $u_v$ .

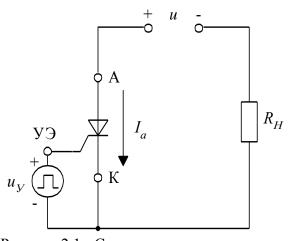


Рисунок 2.1 - Схема включения тиристора

При указанной полярности напряжения U и отсутствии управляющего импульса тиристор, в отличие от обычного диода, будет находиться в непроводящем состоянии ( $I_a$ =0). Если теперь на управляющий электрод подать отпирающий импульс  $U_y$ , тиристор включается и через нагрузку начинает протекать ток

$$I_a = \frac{U}{R_{\cdot \cdot}}.$$

Важнейшим свойством тиристора является то, что после его включения открытое состояние сохра-

няется вне зависимости от наличия сигнала на управляющем электроде. Выключить тиристор можно только в результате смены полярности прикладываемого к нему напряжения или спада тока до нуля. Управляющая цепь служит только для включения тиристора.

Основные статические параметры тиристора:

 $I_{np.max}$  — максимально допустимый прямой ток тиристора;

 $U_{np.cp}$  — среднее значение прямого напряжения на открытом тиристоре;  $U_{oбp.max}$  — максимально допустимое постоянное обратное напряжение ти-

ристора;

 $U_{np,3a\kappa,max}$  - максимально допустимое постоянное прямое напряжение закрытого тиристора.

Цепь управления тиристора характеризуется импульсным отпирающим током  $I_{y.om}$  и напряжением  $U_{y.om}$ , которые обеспечивают надежное включение тиристора.

На рис.2.2 приведена схема однофазного управляемого выпрямителя с выводом средней точки трансформатора и временные диаграммы токов и напряжений. При активной нагрузке ключ S замкнут. Рассмотрим работу схемы, полагая, трансформатор и вентили  $u\partial eanьнымu$ .

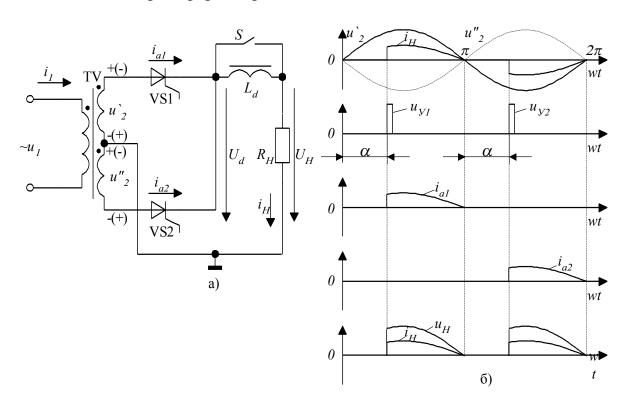


Рисунок 2.2 - Схема однофазного управляемого выпрямителя с выводом средней точки трансформатора (a) и временные диаграммы токов и напряжений (б)

В отличие от схемы выпрямителя на диодах, рассмотренной в лабораторной работе  $\mathbb{N}$ 1 (п.1.1.2), в данной схеме происходит задержка момента включения тиристоров. Так, при указанной на рис.2.2,а полярности

напряжения на обмотках трансформатора (без скобок) может пропускать ток тиристор VS1 при условии, что на его управляющий электрод поступит управляющий импульс  $u_{yI}$ . Управляющий импульс подается со сдвигом по фазе по отношению к *моменту естественного отпирания*, совпадающего с моментом появления положительного напряжения на аноде тиристора. Такой сдвиг фаз называют *углом управления*  $\alpha$ . Для однофазного выпрямителя момент естественного отпирания тиристора совпадает с моментом перехода напряжения сети через нуль.

На рис.2.2,б приведены временные диаграммы управляющих импульсов  $U_{yl}$  и  $U_{y2}$ , поступающих поочередно через каждые полпериода с углом управления  $\alpha$  на тиристоры VS1 и VS2. В интервале 0- $\alpha$  тиристор VS1 закрыт и напряжение на нагрузке  $U_{n}=0$ . В момент  $\omega t=\alpha$  тиристор включается и напряжение  $u_{n}$  скачком возрастает до значение  $U_{n}=U_{2}$ . При этом ток протекает через верхнюю полуобмотку трансформатора, тиристор VS1 и нагрузку  $R_{n}$ :  $i_{n}=i_{al}$ . При активной нагрузке ток повторяет форму напряжения (рис.2.2,6).

При  $\omega t = \pi$  ток нагрузки становится равным нулю и тиристор VS1 запирается. В следующем полупериоде в момент прихода управляющего импульса  $U_{y2}$  открывается тиристор VS2 и ток протекает через нижнюю полуобмотку трансформатора, тиристор VS2 и нагрузку  $R_{H}$ . В момент  $\omega t = 2\pi$  происходит запирание тиристора VS2 и т.д. В процессе работы схемы ток первичной обмотки трансформатора  $i_{I}$  на каждом полупериоде повторяет форму тока вторичной полуобмотки. В данной схеме, аналогичной схеме выпрямителя на диодах, к закрытому тиристору прикладывается обратное напряжение, равное сумме  $U_{2}$  '+ $U_{2}$  '', т.е. амплитуда обратного напряжения в 2 раза превышает амплитуду выпрямленного напряжения.

# 2.1.2 Работа управляемого выпрямителя с индуктивным фильтром

Включение индуктивности  $L_d$  последовательно с нагрузкой  $R_n$  (рис.2.2,а) приводит к изменению процессов в управляемом выпрямителе, который работает в данном случае, на активно-индуктивную нагрузку. При этом выходное напряжение выпрямителя до фильтра  $U_d$  по форме будет отличаться от напряжения на нагрузке  $U_n$ .

Различают два режима работы управляемого выпрямителя при работе на активно-индуктивную нагрузку. На рис.2.3,а приведены временные диаграммы напряжений и токов в *режиме прерывистого тока* нагрузки. Возникающая в индуктивности  $L_d$  э.д.с. самоиндукции препятствует как нарастанию так и спаду тока  $i_{H}$ . Управляющие импульсы  $U_{y1}$  и  $U_{y2}$  поступают поочередно через каждые полпериода с углом управления  $\alpha$  на тиристоры VS1 и VS2.

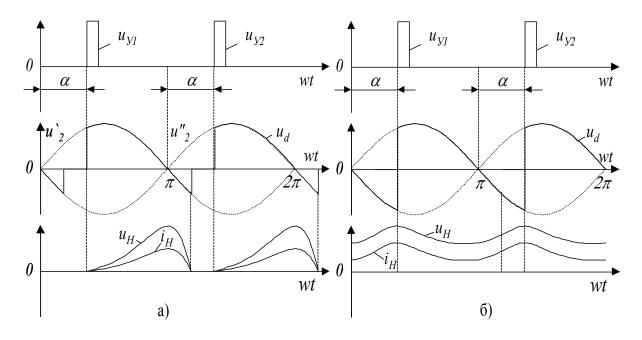


Рисунок 2.3 - Временные диаграммы напряжений и токов в управляемом выпрямителе при работе на активно-индуктивную нагрузку в режиме прерывистого тока (а) и в режиме непрерывного тока (б)

После включения тиристора VS1 в момент  $\omega t = \alpha$  энергия запасается в индуктивности  $L_d$ . В момент  $\omega t = \pi$  происходит смена знака напряжения  $u_2$ ', но индуктивность  $L_d$  стремится задержать спад тока  $i_n = i_{a1}$  и VS1 продолжает проводить ток. Это происходит до того момента, когда оставшаяся часть накопленной энергии в индуктивности будет израсходована в сопротивлении нагрузки. После этого момента ток  $i_n$  спадает к нулю и VS1 закрывается. В следующем полупериоде с приходом управляющего импульса  $u_{y2}$  открывается тиристор VS2 и процессы повторяются. Формы кривых тока  $i_n$  и напряжения  $u_n$  совпадают.

Появление отрицательных площадок в кривой выпрямленного напряжения  $u_d$  на входе фильтра соответствует возврату в сеть энергии, запасенной в индуктивности. При увеличении индуктивности или уменьшении  $R_{\scriptscriptstyle H}$  диапазон прерывистых токов нагрузки будет уменьшаться и смещаться в сторону больших углов управления.

Режим непрерывного тока наступает при условии  $\omega_{(1)}L_d>>R_H$ , что характерно для мощных выпрямителей. При этом ток нагрузки непрерывен и хорошо сглажен. На рис.2.3,б приведены временные диаграммы для непрерывного режима работы выпрямителя. Ток нагрузки становится непрерывным, так как энергия, запасенная в индуктивности  $L_d$  в проводящую часть периода одного тиристора, будет достаточной для поддержания тока в непроводящую часть периода до момента включения другого тиристора. При  $L_d \rightarrow \infty$  режим прерывистого тока в работе управляемого выпрямителя отсутствует, а ток нагрузки можно считать идеально сглаженным.

### 2.1.3 Регулировочные и внешние характеристики управляемого выпрямителя

Рассмотрим две основные характеристики управляемых выпрямителей, которые имеют свои особенности в зависимости от вида нагрузки. Приведенные ниже зависимости относятся к однофазному управляемому выпрямителю с выводом средней точки трансформатора, но они также могут быть использованы и для мостовой схемы выпрямителя.

Первой основной характеристикой управляемого выпрямителя является зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от угла управления  $\alpha$   $U_{\rm H} = f(\alpha)$ . Такая зависимость называется регулировочной характеристикой. Принимаем допущение, что трансформатор, тиристоры и дроссель не имеют потерь. Тогда, используя временные диаграммы рис.2.2,б, регулировочную характеристику выпрямителя при активной нагрузке можно определить по формуле

$$U_{H} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_{2} \sin \omega t d\omega t = U_{H0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \qquad (2.1)$$

где  $U_2 = U_2' = U_2'' -$  действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора;

$$U_{_{H0}}=rac{2\sqrt{2}}{\pi}U_{_{2}}=0,9U_{_{2}}$$
 - величина  $U_{^{_{H}}}$  при  $lpha=0.$ 

Используя временные диаграммы рис.2.3,б, определяем регулировочную характеристику при активно-индуктивной нагрузке в режиме непрерывного тока ,когда  $\omega_{(I)}L_d>>R_H$ . При отсутствии потерь в индуктивности  $L_d$  среднее значение выпрямленного напряжения до фильтра  $U_d$  и после фильтра  $U_d$  будут равны, т.е.

$$U_d = U_H = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+d} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = U_{H0} \cos \alpha.$$
 (2.2)

На рис.2.4,а приведены регулировочные характеристики однофазного управляемого выпрямителя при различных видах нагрузки. Кривая 1 построена в соответствии с (2.1) для выпрямителя с активной (R) нагрузкой и имеет диапазоны изменения угла управления  $\alpha$  от  $\theta$  до  $\pi$ . Кривая 2 построена в соответствии с (2.2) для выпрямителя с активно-индуктивной нагрузкой. В данном случае выпрямитель работает в режиме непрерывного тока во всем диапазоне регулирования  $\alpha$  от  $\theta$  до  $\pi/2$ .

Кривая 3 соответствует случаю работы выпрямителя с активноиндуктивной (RL) нагрузкой, когда при угле управления  $\alpha > \alpha_{\kappa p}$  энергия, запасенная в индуктивности, оказывается недостаточной для поддержания непрерывного тока нагрузки и выпрямитель переходит в режим прерывистого тока.

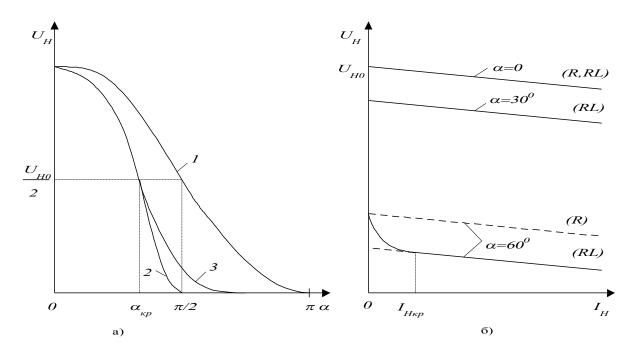


Рисунок 2.4 - Регулировочные характеристики (а) и внешние характеристики (б) однофазного управляемого выпрямителя

Из рассмотрения кривых регулировочных характеристик на рис.2.4,а видно, что при одинаковом значении угла управления  $\alpha$  среднее значение выпрямленного напряжения  $U_{H}$  при активно-индуктивной нагрузке будет всегда меньше, чем при активной нагрузке (кривая 1). Это объясняется тем, что при активно-индуктивной нагрузке в кривой выпрямленного напряжения  $U_{d}$  (см.рис.2.3) имеются отрицательные площадки, так как за счет возникшей в дросселе  $L_{d}$  э.д.с. самоиндукции тиристор продолжает пропускать ток и в отрицательную часть периода напряжения трансформатора. Это и приводит к уменьшению среднего значения выпрямленного напряжения  $U_{H}$ .

В соотношениях (2.1) и (2.2) среднее значение выпрямленного напряжения  $U_{H}$  было приведено без учета потерь в элементах выпрямителя. Реальные трансформатор, вентили и дроссель имеют определенные значения активного сопротивления, на которых происходит падение напряжения от среднего значения тока нагрузки  $I_{H}$ . Это приводит к снижению напряжения  $U_{H}$  при увеличении тока нагрузки.

Зависимости  $U_{H}=f(I_{H})$  при различных значениях угла управления  $\alpha$  называются внешними характеристиками управляемого выпрямителя, которые приведены на рис.2.4,б. Наклон характеристик практически линеен и определяется потерями в выпрямителе. При  $\alpha$ =0 внешняя характеристика такая же, как и для неуправляемого выпрямителя при активной (R) и активно-индуктивной (R) нагрузке. При увеличении угла управления  $\alpha$  наклон характеристик не изменяется, однако характеристики с активной нагрузкой будут выше соответствующих характеристик с активно-

индуктивной нагрузкой. Это можно объяснить из рассмотрения регулировочных характеристик на рис.2.4,а.

На практике внешние характеристики с активно-индуктивной нагрузкой при малых токах  $I_{H}$  становятся нелинейными. На рис.2.4,6 такой случай приведен при  $\alpha=60$ °, когда при  $I_{H} < I_{HKP}$  напряжение  $U_{H}$  начинает увеличиваться. Это объясняется переходом работы выпрямителя из непрерывного режима в режим прерывистого тока. Для сравнения (при  $\alpha=60$ °) пунктиром приведена аналогичная характеристика при активной нагрузке.

#### 2.1.4 Система управления выпрямителем на тиристорах

При всем многообразии систем управления основная их задача состоит в формировании управляющих импульсов, которые задаются сигналом управления и передаются в определенные моменты времени на управляющие электроды тиристоров. Наибольшее распространение получили системы управления *вертикального типа*, обладающие высоким быстродействием.

На рис.2.5 приведены обобщенная структурная схема системы импульсно-фазового управления (СИФУ) вертикального типа и временные диаграммы для случая управления однофазным управляемым выпрямителем с выводом средней точки трансформатора.

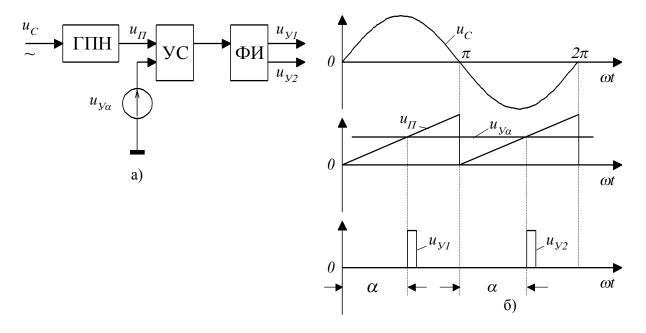


Рисунок 2.5 - Структурная схема системы импульсно-фазового управления (a) и временные диаграммы однофазного управляемого выпрямителя (б)

Рассмотрим принцип формирования управляющих импульсов в СИФУ при вертикальном способе управления, используя временные диаграммы рис.2.5,б. В состав СИФУ входят генератор пилообразного (опорного) напряжения ГПН, устройство сравнения УС и формирователь им-

пульсов ФИ (рис.2.5,а). Работа ГПН синхронизирована с напряжением питающей сети таким образом, что в моменты перехода напряжения  $u_c$  через ноль ГПН формирует периодические линейно-нарастающие импульсы напряжения  $u_n$ . На входы УС поступают напряжение  $u_n$  и напряжение управления  $u_{y\alpha}$ . В моменты их равенства на выходе УС появляются сдвинутые по фазе относительно момента естественного отпирания на угол  $\alpha$  импульсы управления  $u_{y1}$  в интервале  $(0-\pi)$  и  $u_{y2}$  в интервале  $(\pi-2\pi)$ . Формирователь импульсов ФИ усиливает импульсы  $u_{y1}$  и  $u_{y2}$ , формирует их по форме, а затем распределяет для подачи на соответствующие тиристоры VS1 и VS2.

### 2.2 Описание схемы эксперимента

В работе исследуется однофазный двухполупериодный управляемый выпрямитель с выводом средней точки трансформатора, схема которого приведена на рис.2.6.

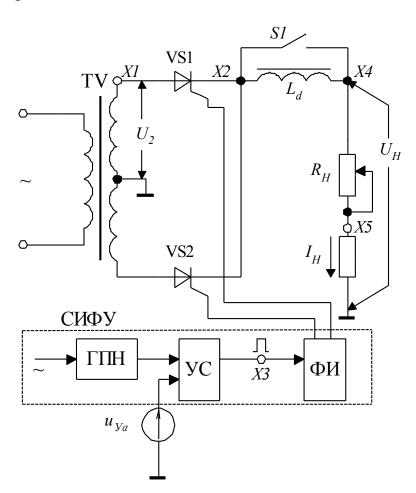


Рисунок 2.6 - Схема однофазного двухполупериодного управляемого выпрямителя с выводом средней точки трансформатора

Такое же изображение схема выпрямителя имеет и на накладной панели стенда с указанием контрольных точке (гнезда X1-X5).

Ток нагрузки регулируется потенциометром  $R_{\rm H}$ . С помощью коммутации ключа S1 можно исследовать работу управляемого выпрямителя с активной и активно-индуктивной нагрузками. Шунт  $r_{\rm ul}=1$   $O_{\rm M}$  позволяет проводить наблюдение тока нагрузки по осциллографу, а также измерение тока нагрузки с помощью цифрового вольтметра (гнездо X5).

На гнезде X2 измеряется выпрямленное напряжение  $u_d$  на входе индуктивного фильтра, на гнезде X4 измеряется напряжение на нагрузке  $u_h$ . На гнезде X1 можно наблюдать переменное напряжение на вторичной обмотке трансформатора, на гнезде X3 — импульсы управления системы импульсно-фазового управления (СИФУ).

### 2.3 Порядок выполнения работы

Перед началом экспериментов подготовьте стенд к работе в соответствии с указаниями данной инструкции. Обратите внимание на использование коммутатора стенда при снятии нескольких осциллограмм одновременно.

### 2.3.1 Исследование регулировочных характеристик управляемого выпрямителя

Снятие регулировочных характеристик  $U_H = f(\alpha)$  производится с помощью цифрового вольтметра, который фиксирует среднее выпрямленное напряжение  $U_H$  на гнезде X2. Угол управления  $\alpha$  задается нажатием кнопок переключения «к $\Gamma$ ц ( $\alpha$ )».

2.3.1.1 Снять регулировочную характеристику управляемого выпрямителя при активной нагрузке. Нажать кнопку S1. Установить максимальный ток нагрузки, повернув ручку « $R_H$ » в крайнее правое положение. Используя переключатель «кГц ( $\alpha$ )», произвести измерения напряжения  $U_H$  от максимального до минимального значения. Данные измерений занести в табл.2.1.

Таблица 2.1

а,эл.град					
$U_{\scriptscriptstyle H}$ , $B$					

2.3.1.2 Снять регулировочную характеристику управляемого выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке. Отжать кнопку S1. Измерения произвести аналогично п.2.3.1.1.

# 2.3.2 Исследование внешних характеристик управляемого выпрямителя

Задачей экспериментальных исследований является снятие внешних характеристик управляемого выпрямителя  $U_H = f(\alpha)$ . при заданных углах управления  $\alpha$ .: Ток нагрузки  $I_H$  изменяется с помощью ручки « $R_H$ » и определяется путем измерения падения напряжения на шунте  $r_{uu} = 1$   $O_M$  (гнездо X5). Выпрямленное напряжение  $U_H$  измеряется на гнезде X2.

2.3.2.1 Снять внешние характеристики управляемого выпрямителя при активной нагрузке. Нажать кнопку S1. Измерять ток нагрузки от минимального до максимального значения ручкой « $R_{\rm H}$ ». Измерения выполнить при углах управления  $0^{\circ}$ ,  $30^{\circ}$  и  $60^{\circ}$ . Данные измерений заносятся в таблицы по приведенному образцу:

Таблица 2.2

$I_{H}$ , $mA$				
$U_{\scriptscriptstyle H}$ , $B$				

2.3.2.2 Снять внешнюю характеристику управляемого выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке (кнопка S1 отжата) Измерения производить аналогично п.2.3.2.1.

# 2.3.3 Исследование влияния видов нагрузки на форму токов и напряжений в управляемом выпрямителе

Исследования проводятся при максимальном токе нагрузки. При снятии осциллограмм используются два канала осциллографа С1-93.

- 2.3.3.1 Снять осциллограммы при активной нагрузке в контрольных точках X1, X2 и X5 при углах управления  $\alpha$ =30° и 90°. Соблюдая один масштаб времени, построить одну под другой осциллограммы напряжений  $u_2$ ,  $u_{\scriptscriptstyle H}$  и тока  $i_{\scriptscriptstyle H}$ .
- 2.3.3.2 Снять осциллограммы при активно-индуктивной нагрузке при углах управления  $\alpha$ =30° для режима непрерывного тока и  $\alpha$ =75° для режима прерывистого тока. Измерения проводить в соответствии с п.2.3.3.1.

Установить, например,  $\alpha$ =45° и, изменяя ток нагрузки, наблюдать возникновение режима прерывистых токов.

2.3.3.3 Исследовать совместную работу СИФУ и тиристоров выпрямителя. Для этого снять при произвольном значении угла управления  $\alpha$  одновременно осциллограммы управляющих импульсов и выпрямленного напряжения (гнезда X3 и X2).

## 2.4 Обработка результатов эксперимента и оформление отчета

- 2.4.1 В соответствии с п.2.3.1 построить на одном графике регулировочные характеристики  $U_{H}=f(\alpha)$  для активной и активно-индуктивной нагрузки управляемого выпрямителя. Используя экспериментальное значение напряжения  $U_{H0}$  при  $\alpha$ =0, построить на этом же графике регулировочную характеристику для режима непрерывного тока в соответствии с формулой (2.2) раздела 2.3.1. Проанализировать приведенные характеристики.
- $2.4.2~\mathrm{B}$  соответствии с п. $2.3.2~\mathrm{noctpout}$ ь на одном графике внешние характеристики управляемого выпрямителя  $U_{\scriptscriptstyle H} = f(\alpha)$  для активной и активно-индуктивной нагрузки при различных углах управления.

Определить по характеристике с активно-индуктивной нагрузкой при  $\alpha$ = $60^{\circ}$  величину тока  $I_{нкр}$ , при котором выпрямитель переходит из прерывистого режима работы в непрерывный.

2.4.3 Сравнить снятые в соответствии с п.2.3.3 осциллограммы напряжений и токов в управляемом выпрямителе с временными диаграммами, приведенными на рис.2.2,а и рис.2.3. Проанализировать влияние индуктивного фильтра на форму напряжений и токов в выпрямителе.

Отчет о выполненной работы должен содержать: цель работы, принципиальную схему эксперимента, таблицы и графики, полученные в результате экспериментов, а также осциллограммы в соответствии с заданием по выполнению работы и их краткий анализ.

### Вопросы для самопроверки

- 1 Объясните принцип работы тиристора и условия его выключения в схемах выпрямителей. Перечислите основные статические параметры тиристоров.
- 2 Опишите работу однофазного управляемого выпрямителя на активную нагрузку. Какой максимальный диапазон имеет угол управления при активной нагрузке?
- 3 Объясните, почему регулировочные характеристики выпрямителя отличаются друг от друга при различных видах нагрузки.
- 4 Опишите работу однофазного управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку.
- 5 Почему выпрямленное напряжение при  $\alpha$ =*const* для активной нагрузки будет выше, чем для активно-индуктивной?
  - 6 Чем определяется наклон внешних характеристик выпрямителя?
  - 7 Опишите общую структуру системы управления вертикального типа.
- 8 Приведите временные диаграммы управляющих импульсов и выпрямленного напряжения для  $\alpha$ =90 ° при активной нагрузке.

# **ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3**ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

**Цель работы** — исследование рабочего участка вольт-амперной характеристики полупроводникового стабилитрона, изучение основных характеристик параметрического и компенсационного стабилизаторов напряжения и определение их качественных показателей.

#### 3.1 Основные положения

Электронные устройства, как правило, питаются от сети переменного тока через выпрямители. При этом постоянное напряжение на нагрузке может изменяться в достаточно широких пределах за счет колебаний напряжения питающей сети, изменении тока нагрузки, температуры и т.д.

Нестабильность напряжения представляет собой отношение изменения напряжения к его номинальному значению и измеряется в процентах. Так, нестабильность промышленной сети переменного тока может меняться от +5% до -15%. В ряде случаев электронная аппаратура может нормально функционировать при нестабильности питающего напряжения 0,1% и меньше. В этих случаях между выпрямителем с фильтром и нагрузкой ставится устройство, которое автоматически поддерживает постоянное выходное напряжение. Такое устройство называется стабилизатором напряжения. Существуют два основных типа стабилизаторов : параметрические и компенсационные.

### 3.1.1 Основные параметры стабилизаторов

Основными параметрами стабилизаторов напряжения являются:

коэффициент стабилизации, равный отношению относительного изменения напряжения на входе стабилизатора к относительному изменению напряжения на его выходе при  $R_{H}$ =const:

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{ex} / U_{ex}}{\Delta U_{\mu} / U_{\mu}}, \tag{3.1}$$

где  $\Delta U_{ex}$  и  $\Delta U_{H}$  – приращения входного и выходного напряжений;

 $U_{\rm ex}$  и  $U_{\rm H}$  – номинальные значения входного и выходного напряжений стабилизатора;

входное (внутреннее) сопротивление стабилизатора — это отношение выходного напряжения  $\Delta U_{\scriptscriptstyle H}$  к приращению тока нагрузки  $\Delta I_{\scriptscriptstyle H}$  при  $U_{\it ex}=const$ :

$$R_{\text{\tiny GbIX}} = \frac{\Delta U_{_{H}}}{\Delta I_{_{H}}}; \tag{3.2}$$

коэффициент полезного действия, равный отношению мощности, выделенной в нагрузке  $P_{H}$ , к входной мощности  $P_{ex}$ :

$$\eta = \frac{P_{\scriptscriptstyle H}}{P_{\scriptscriptstyle \rm gx}} = \frac{U_{\scriptscriptstyle H}I_{\scriptscriptstyle H}}{U_{\scriptscriptstyle \rm gx}I_{\scriptscriptstyle \rm gx}}.$$
 (3.3)

### 3.1.2 Параметрический стабилизатор

Принцип действия параметрического стабилизатора основан на использовании элемента с нелинейной вольт-амперной характеристикой, которой обладает полупроводниковый стабилитрон. Вольт-амперная характеристика стабилитрона приведена на рис.3.1,а. *Стабилитрон* - это кремниевый диод, рабочим участком которого является область электрического пробоя при приложении обратного напряжения (участок AB). При изменении тока от  $I_{cm.min}$  до  $I_{cm.max}$  напряжение на стабилитроне изменяется очень незначительно.

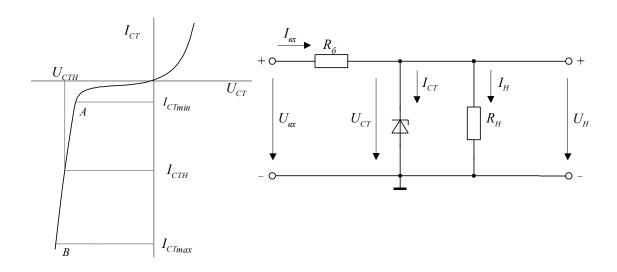


Рисунок 3.1 — Вольт-амперная характеристика стабилитрона (a) и схема параметрического стабилизатора (б)

Основные параметры стабилитрона:

 $I_{cm.ном.}$ ,  $U_{cm.ном.}$  — номинальные значения тока и напряжения стабилизации;

 $I_{cm.min}$  и  $I_{cm.max}$  — минимальное и максимальное значение тока стабилитрона на рабочем участке;

 $r_{g} = \Delta U_{cm} \, / \, \Delta I_{cm} \, - \,$ дифференциальное сопротивление, определяющее наклон рабочего участка характеристики стабилитрона.

Схема параметрического стабилизатора приведена на рис.3.1.6. Нагрузка  $R_{H}$  включается параллельно стабилитрону VD. Балластный рези-

стор  $R_{\delta}$  ограничивает ток стабилитрона так, чтобы он не выходил за пределы рабочего участка при изменениях тока нагрузки. Работа параметрического стабилизатора заключается в следующем. Так как напряжение на нагрузке равно напряжению на стабилитроне  $U_{H} = U_{cm}$ , то изменения входного напряжения  $U_{ex}$  или тока нагрузки  $I_{H}$  будут приводить к изменению тока стабилитрона  $I_{cm}$ . Это видно из соотношения токов и напряжений для данной схемы

$$U_{\rm ex} = I_{\rm ex} R_{\rm o} + U_{\rm u}, \tag{3.4}$$

где  $I_{ex}=I_{cm}+I_{H}$  — суммарный входной ток, протекающий через резистор  $R_{\delta}$ .

Рассмотрим два случая работы стабилизатора : в первом случае при увеличении, например, входного напряжения  $U_{ex}$  и  $R_{H}$ =const будет увеличиваться падение напряжения на резисторе  $R_{o}$  за счет увеличения тока  $I_{ex}$ , протекающего через него. Так как напряжение на нагрузке практически не изменяется, ток нагрузки  $I_{H}$  будет постоянным. Таким образом, все приращения тока  $I_{ex}$  пройдет через стабилитрон и его ток  $I_{cm}$  увеличится. Во втором случае, если при  $U_{ex}$ =const увеличить ток нагрузки  $I_{H}$ , то ток стабилитрона  $I_{cm}$  при этом уменьшается на такое же значение, а напряжение на нагрузке остается также практически постоянным.

Коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора определяется из выражения [1]

$$K_{cm} = \frac{R_6 U_{_H}}{r_{_g} U_{_{6x}}}. (3.5)$$

Выходное сопротивление стабилизатора равно  $R_{e \omega x} \approx r_g$ 

Параметрические стабилизаторы отличаются простотой, однако имеют  $K_{cm}$  не более 20-40 и выходное сопротивление единицы Ом.

### 3.1.3 Компенсационный стабилизатор

Высокую степень стабилизации выходного напряжения можно получить при использовании компенсационных стабилизаторов, представляющих собой систему автоматического регулирования, в которой сигнал с выхода стабилизатора по цепи обратной связи передается на его вход.

На рис.3.2 приведена структурная схема компенсационного стабилизатора последовательного типа, в которой регулирующий элемент РЭ включен последовательно с нагрузкой Н. Выходное напряжение стабилизатора  $U_{\scriptscriptstyle H}$  сравнивается с опорным напряжением  $U_{\scriptscriptstyle On}$  и разностный сигнал рассогласования  $\Delta U = U_{\scriptscriptstyle H} - U_{\scriptscriptstyle On}$  поступает на вход усилителя У, где он усиливается и воздействует на регулирующий элемент.

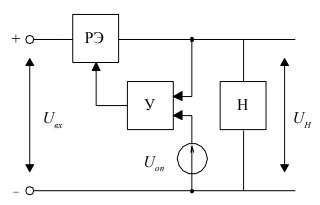


Рисунок 3.2 - Структурная схема компенсационного стабилизатора

Принцип стабилизации выходного напряжения заключается в изменении внутреннего сопротивления РЭ под воздействием сигнала рассогласования  $\Delta U$  таким образом, чтобы выходное напряжение вернулось к исходному значению. Так, при  $\Delta U > 0$  внутреннее сопротивление РЭ возрастает, что приводит к увеличению на нем падения напряжения. Поскольку РЭ и

нагрузка включены последовательно, это приводит к уменьшению выходного напряжения, которое будет приближаться к значению  $U_{on}$ . При  $\Delta U < 0$  внутреннее сопротивление РЭ и падение напряжения на нем уменьшаются, что приведет к возрастанию выходного напряжения.

Принципиальная схема транзисторного компенсационного стабилизатора приведена на рис.3.3. В данной схеме регулирующий элемент собран на составных транзисторах (VT2, VT3), что позволяет существенно увеличить коэффициент усиления по току данной структуры и тем самым согласовать вход мощного транзистора VT3 с выходов маломощного усилительного транзистора VT4. Резистор R3 задает необходимую рабочую точку транзисторов VT2 и VT3 в режиме малых токов нагрузки и при повышенных температурах. Резистор R4 задает ток стабилитрона VT2, который является источником опорного напряжения  $U_{on}$ . Резисторы R5, R6 образуют делитель напряжения, с которого сигнал  $U_{r6}$ , пропорциональный выходному напряжению  $U_n$ , подается на схему сравнения. Переход базаэмиттер транзистора VT4 является схемой сравнения, а сам транзистор VT4 –усилителем сигнала рассогласования.

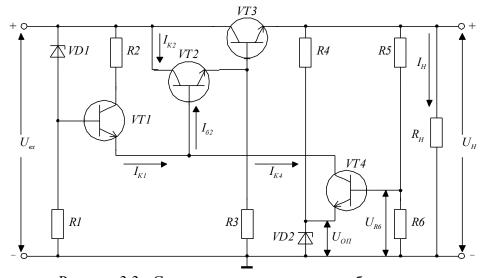


Рисунок 3.3 - Схема компенсационного стабилизатора

Напряжение питания усилителя постоянного тока на транзисторе VT4 оказывает существенное влияние на стабильность выходного напряжения. При питании усилителя непосредственно от входного напряжения стабилизатора изменения этого напряжения приводят к значительным изменениям коллекторного тока транзистора VT4, что, в свою очередь, приводит к уменьшению коэффициента стабилизации. Для устранения этого недостатка в данной схеме питание транзистора VT4 осуществляется от стабилизатора тока, собранного на транзисторе VT1. Стабилитрон VD1 фиксирует потенциал базы VT1. В результате ток эмиттера, а следовательно, и ток коллектора VT1, равный  $I_{\mathfrak{I}} \approx I_{k1} = I_{\mathfrak{I}} + I_{k4}$ , практически не зависит от изменения входного напряжения.

При увеличении, например, входного напряжения  $U_{ex}$  в первый момент напряжение на выходе стабилизатора также увеличится. При этом увеличится напряжение  $U_{R6}$  на нижнем плече делителя R5, R6. Потенциал базы транзистора VT4 становится более положительным. Потенциал эмиттера транзистора VT4 остается практически постоянным, так как определяется напряжением стабилитрона VD2. Таким образом, напряжение базаэмиттер транзистора VT4 возрастает  $U_{694} = U_{R6} - U_{on}$  будет увеличиваться. В результате ток коллектора  $I_{k4}$  транзистора VT4 возрастает. При постоянном токе коллектора  $I_{k2}$  это приведет к уменьшению тока базы  $I_{62}$ транзистора VT2. Составной транзистор VT2, VT3 подзапирается и падение напряжения на нем возрастает, снижая тем самым почти до прежней величины выходное напряжение стабилизатора. Подобно рассмотренному случаю осуществляется компенсация изменения напряжения на выходе стабилизатора при уменьшении входного напряжения, а также при изменении тока нагрузки. Коэффициент стабилизации такой схемы может достигать значений до 150-300, а внутреннее сопротивление составляет десятые доли Ома.

### 3.2 Описание схем эксперимента

В работе исследуются два типа стабилизаторов напряжения, схемы которых приведены на рис.3.4. Такое же изображение имеют схемы на накладной панели стенда с указанием контрольных точек (гнезда X1-X7).

При экспериментальном исследовании приведенных схем стабилизаторов необходимо снять характеристики, позволяющие определить их качественные показатели. К таким характеристикам относятся:

зависимость выходного напряжения стабилизатора от изменения входного напряжения  $U_{_{\it H}} = f(U_{_{\it BX}})$  при  $I_{_{\it H}} = const.$ 

внешняя характеристика стабилизатора  $U_{H} = f(I_{H})$  при  $U_{ex} = const.$ 

В параметрическом стабилизаторе токи  $I_{n}$  и  $I_{cm}$  измеряются по падению напряжения на резисторах шунтов  $r_{uu}=1$  Ом, которые фиксируются на

гнездах X3 и X4 (рис.3.4,а). Аналогично ток нагрузки компенсационного стабилизатора фиксируется на гнезде X6 (рис.3.4,б).

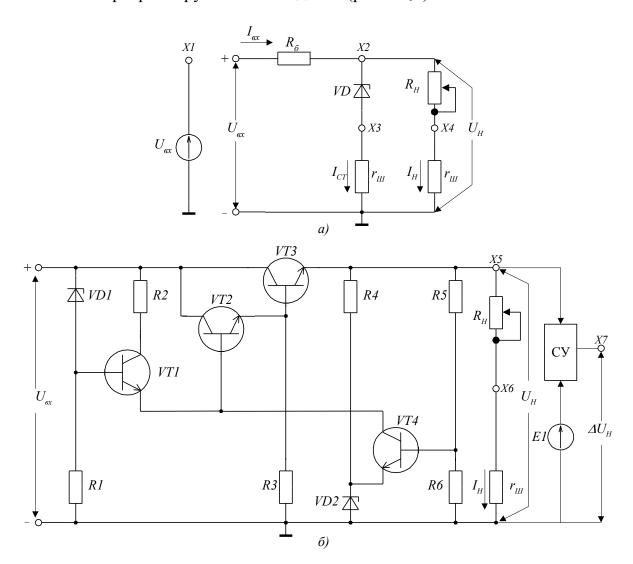


Рисунок 3.4 - Схемы параметрического (a) и компенсационного (б) стабилизаторов напряжения

Входное напряжение  $U_{\rm ex}$  задается от регулируемого стабилизированного источника напряжения. Это упрощает эксперименты, так как не требуется дополнительное измерение входного напряжения при снятии характеристик. Ток нагрузки устанавливается ручкой « $R_{\rm h}$ », а входное напряжение задается ручкой « $U_{\rm bx}$ » и измеряется на гнезде X1.

В компенсационном стабилизаторе приращения напряжения на нагрузке  $\Delta U_{\scriptscriptstyle H}$  при изменении входного напряжения или тока нагрузки составляют единицы милливольт, что трудно измерить непосредственно цифровым вольтметром на уровне выходного напряжения стабилизатора в несколько единиц вольт. Для повышения точности измерения  $\Delta U_{\scriptscriptstyle H}$  используется компенсационный метод, который заключается в следующем. На сравнивающее устройство СУ с коэффициентом передачи равным единице пода-

ются напряжение  $U_H$  и компенсирующее напряжение  $E_I$  (рис.3.4,б). Вращая ручку «Е1», добиваются снижения напряжения на выходе СУ до нескольких десятков милливольт (гнездо X7). На этом уровне можно достаточно точно приводить измерения приращений напряжений на нагрузке  $\Delta U_H$ .

# 3.3 Порядок выполнения работы

Предварительным заданием является изучение схем исследуемых стабилизаторов.

Перед началом экспериментов подготовьте стенд в соответствии с п.3.1 к работе в соответствии с указаниями данной инструкции.

### 3.3.1 Исследование параметрического стабилизатора

3.3.1.1 Снять внешнюю характеристику  $U_{_H} = f(I_{_H})$  при номинальном входном напряжении  $U_{_{\it EX}} = 14$  В. Ток нагрузки изменяется от минимального до максимального значения ручкой « $R_{_{\it H}}$ ». Токи стабилитрона  $I_{cm}$  и нагрузки  $I_{_{\it H}}$  определяются путем измерения падения напряжения на шунтах  $r_{ul} = 1$  Ом (гнезда X3 и X4). Данные измерений занести в табл.3.1.

Таблица 3.1

$I_{\scriptscriptstyle H}$ , mA			
$I_{cm}$ ,mA			
$U_{\scriptscriptstyle H}$ , B			

3.3.1.2 Снять зависимость  $U_{_H} = f(U_{_{\mathit{BX}}})$  при токе нагрузки  $I_{_{\mathit{H}}} = 8$  mA, изменяя входное напряжение в пределах от 12 В до 16 В ручкой « $U_{_{\mathit{BX}}}$ ». Данные измерений занести в табл.3.2.

Таблица 3.2

$U_{ex}$ , B	12	13	14	15	16
$U_{\scriptscriptstyle H}$ , B					

### 3.3.2 Исследование компенсационного стабилизатора

3.3.2.1 Снять внешнюю характеристику  $U_{H} = f(I_{H})$  при номинальном входном напряжении  $U_{ex}$ = 14 В. Ток нагрузки изменяется от минимального до максимального значения ручкой « $R_{H}$ » и определяется по падению напряжения на шунте  $r_{u}$ = 1 Ом (гнездо X6).

При измерении выходного напряжения на нагрузке основное значение имеют приращения этого напряжения  $\Delta U_{\scriptscriptstyle H}$ , которые являются очень малыми величинами и измеряются компенсационным методом в соответствии с п.3.2. Измерения проводятся в следующем порядке. Установить и измерить минимальный ток нагрузки. Вращая ручку «E1», добиваются на

выходе СУ (гнездо X7) напряжения не более +(40-50) мВ и запоминают его. Увеличивая ток нагрузки с интервалом 10 мА, определяют приращения  $\Delta U_{H}$ , как разность между запомненным и новым значениями напряжений на выходе СУ. Напряжение на нагрузке равно  $U_{H}=U_{HO}-\Delta U_{H}$ , где  $U_{HO}$ -выходное напряжение, измеренное при минимальном токе нагрузки.

Данные измерений занести в табл.3.3.

Таблица 3.3

$I_{H}$ , mA				
$\Delta U$ , mB				
$U_{\scriptscriptstyle H}$ , B				

3.3.2.2 Снять зависимость  $U_{_H} = f(U_{_{\theta x}})$  при токе нагрузке  $I_{_H} = 50$  мА, изменяя входное напряжение от 12 В до 16 В ручкой « $U_{_{\rm BX}}$ ». Измерения приращений напряжения на нагрузке определяют аналогично п.3.3.2.1. Для этого при  $U_{_{\theta x}} = 12$  В устанавливают на выходе СУ напряжение не более  $+(40 \div 50)$  mВ и от этого уровня определяют  $\Delta U_{_H}$ . Напряжение на нагрузке при увеличении  $U_{_{\theta x}}$  равно  $U_{_{H}} = U_{_{Ho}}^{'} + \Delta U_{_{H}}$ , где  $U_{_{Ho}}^{'}$  - выходное напряжение, измеренное при  $U_{_{\theta x}} = 12$  В. Данные измерений занести в табл.3.4.

Таблица 3.4

$U_{ex}$ , B	12	13	14	15	16
$\Delta U$ , mB					
$U_{\scriptscriptstyle H},\mathrm{B}$					

## 3.4 Обработка результатов эксперимента и оформление отчета

3.4.1 Для параметрического стабилизатора в соответствии с табл.3.1 построить внешнюю характеристику  $U_{_H} = f(I_{_H})$  и обратную ветвь рабочего участка вольт-амперной характеристики стабилитрона  $U_{cm} = f(I_{cm})$ , учитывая равенство напряжений на стабилитроне и нагрузке  $U_{cm} = U_{_H}$ .

По наклонам внешней характеристики и характеристики стабилитрона определить выходное сопротивление стабилизатора  $R_{\text{вых}}$  и динамическое сопротивление стабилитрона  $r_g$ . Проанализировать их величины с использованием п.3.1.2.

- 3.4.2 Построить зависимость  $U_H = f(U_{ex})$  в соответствии с табл.3.2. По построенному графику рассчитать коэффициент стабилизации  $K_{cm}$  по формуле (3.1) при номинальном входном напряжении  $U_{ex} = 14$  В.
- 3.4.3 Определить расчетное значение коэффициента стабилизации по формуле (3.5) при  $R_6$ =390 Ом и динамическом сопротивлении стабилитро-

на  $r_g$ , полученном в п.3.4.1. Номинальное входное напряжение  $U_{ex}$ =14 В. Сравнить результаты расчета с п.3.4.2.

- 3.4.4 Построить в соответствии с табл.3.3 внешнюю характеристику компенсационного стабилизатора в укрупненном масштабе, используя только зависимость приращений выходного напряжения от тока нагрузки  $\Delta U_{\scriptscriptstyle H} = f(I_{\scriptscriptstyle H})$ . Определить по наклону данной характеристики выходное сопротивление стабилизатора.
- 3.4.5 Построить в соответствии с табл.3.4 зависимость  $U_{\scriptscriptstyle H} = f(U_{\scriptscriptstyle 6x})$  при  $I_{\scriptscriptstyle H}\!\!=\!\!const.$  Построение выполнить аналогично п.3.4.4. для приращений выходного напряжения  $\Delta U_{\scriptscriptstyle H}$ . По графику определить коэффициент стабилизации при номинальном входном напряжении  $U_{\scriptscriptstyle 6x}\!\!=\!\!14~{\rm B}.$

Отчет о выполненной работе должен содержать: цель работы, принципиальные схемы эксперимента, формулы, таблицы и графики, полученные в результате эксперимента. Отчет должен включать краткий анализ и выводы по результатам эксперимента и расчета.

## Вопросы для самопроверки

- 1 Перечислите основные параметры стабилизаторов и характеристики, используемые для их измерений.
- 2 Перечислите основные параметры полупроводникового стабилитрона. Какой параметр определяет его качественные показатели в схеме параметрического стабилизатора?
- 3 Объясните принцип работы параметрического стабилизатора напряжения.
- 4 Поясните, как можно экспериментально определить коэффициент стабилизации и выходное сопротивление стабилизатора.
- 5 Объясните работу компенсационного стабилизатора, например, при уменьшении входного напряжения.
- 6 Для чего в компенсационном стабилизаторе регулирующий элемент выполнен на составных транзисторах?
- 7 С какой целью в компенсационном стабилизаторе используется источник тока для питания усилителя сигнала рассогласования?
- 8 Опишите работу компенсационного стабилизатора при  $U_{ex}$ =const и изменении тока нагрузки.
- 9 Поясните, как влияет соотношение делителя из резисторов R5 и R6 на значение выходного напряжения компенсационного стабилизатора (рис.3.3).
- 10 Приведите сравнительный анализ качественных показателей параметрических и компенсационных стабилизаторов на основе проведенных экспериментов.

## **ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4**УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

**Цель работы** — изучение принципа работы простейшей схемы дифференциального усилителя и экспериментальное определение его параметров; ознакомление с работой операционного усилителя (ОУ) и экспериментальное определение его некоторых параметров.

#### 4.1 Основные положения

Усилители постоянного тока (УПТ) предназначены для усиления медленно меняющихся во времени сигналов, нижняя частота которых приближается к нулю. Верхний частотный диапазон УПТ определяется частотными свойствами используемых в усилителе транзисторов.

Необходимость усиления постоянных по уровню и медленно меняющихся сигналов не позволяет применять между каскадами усиления разделительные конденсаторы, которые не пропускают постоянного тока. Эта особенность приводит к необходимости осуществления непосредственной связи источника сигнала с входом усилителя, а также между отдельными усилительными каскадами.

## 4.1.1 Дрейф нуля УПТ

При непосредственной связи между каскадами усиления существенными становятся нестабильность напряжения питания, изменение параметров элементов схем во времени и под влиянием температуры. Эти причины вызывают в усилителе изменение потенциалов напряжений на транзисторах, которые усиливаются последующими каскадами и воспринимаются как полезный сигнал на выходе. Самопроизвольное изменение выходного напряжения УПТ при отсутствии входного сигнала называются дрейфом нуля усилителя.

Величина дрейфа нуля УПТ определяется как максимальное изменение выходного напряжения  $U_{\rm вых\ \partial p}$  при закороченном входе усилителя. Для качественной оценки различных схем пользуются понятием приведенного ко входу усилителя дрейфа нуля. Такой дрейф называют напряжением смещения  $U_{\rm cm}$  и вычисляют по формуле

$$U_{\scriptscriptstyle CM} = \frac{U_{\scriptscriptstyle GMX\partial p}}{K_{\scriptscriptstyle U}},$$

где  $K_u$  – коэффициент усиления по напряжению УПТ.

Построение УПТ путем последовательного соединения элементарных каскадов усиления на транзисторах с общим эмиттером не решают проблемы дрейфа нуля, т.к. изменения статических токов и напряжений

покоя, например, первого каскада под влиянием изменений напряжения питания или температуры усиливаются последующими каскадами. Этот сигнал помехи нельзя отличить от полезного сигнала.

## 4.1.2 Дифференциальный усилитель

Радикальным средством уменьшения дрейфа нуля является применение *дифференциального усилителя*, который относится к балансным схемам УПТ и построен на принципе четырехплечного место (рис.4.1).

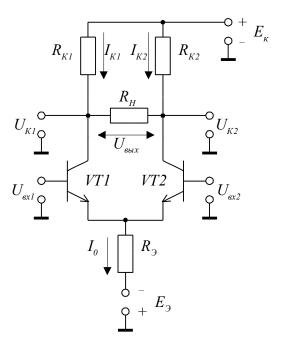


Рисунок 4.1 - Схема дифференциального усилителя

Двумя плечами моста являются резисторы  $R_{kl}$  и  $R_{k2}$ , а другими плечами – транзисторы VT1 и VT2. Эмиттеры транзисторов соединены через резистор  $R_{\rm 9}$  с источником  $E_{\rm 9}$ . Таким образом, в одну диагональ моста включено напряжение  $E_{\kappa}+E_{2}$ , а с другой диагонали между коллекторами транзисторов на сопротивлении нагрузки  $R_{\scriptscriptstyle H}$  снивыходное напряжение мается  $U_{\text{вых}} = U_{k1} - U_{k2}$ . Высокие показатели каскада могут быть получены только при высокой симметрии плеч моста. Данная структура положена в основу создания микросхем операцион-

ных усилителей. Современная интегральная технология позволяет достаточно точно изготовить резисторы и транзисторы с идентичными параметрами, что повышает симметрию каскада.

В схеме дифференциального каскада имеются два входа, на которых подаются напряжения  $U_{ex1}$  и  $U_{ex2}$ , и два выхода, с которых снимаются напряжения  $U_{k1}$  и  $U_{k2}$  относительно общей точки источников питания. Основным параметров каскада является дифференциальный коэффициент усиления, который определяется как отношение выходного сигнала к дифференциальному входному сигналу (разность сигналов  $U_{ex1}$  и  $U_{ex2}$ ):

$$K_{g} = \frac{U_{\text{Bblx}}}{U_{\text{ex}}} = \frac{U_{k1} - U_{k2}}{U_{\text{ex}1} - U_{\text{ex}2}}.$$
 (4.1)

Значение коэффициента усиления дифференциального усилителя аналогично обычному однокаскадному усилителю с общим эмиттером [2,3]:

$$K_g = \beta \frac{R_k}{r_{exo}}, \tag{4.2}$$

где  $R_k = R_{k1} = R_{k2}$ ,  $\beta$  - коэффициент передачи тока базы транзистора;

 $r_{\rm exp}$  — входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

Источник  $E_{\mathfrak{g}}$  задает транзисторам режим по постоянному току при отсутствии входных сигналов. Через резистор  $R_{\mathfrak{g}}$  протекает ток  $I_0 = E_{\mathfrak{g}}/R_{\mathfrak{g}}$ , который при условии пренебрежения базовыми токами равен сумме коллекторных токов  $I_0 = I_{k1} + I_{k2}$ . При отсутствии входных сигналов токи  $I_{k1} = I_{k2} = I_0/2$ , потенциалы напряжений коллекторов транзисторов VT1 и VT2 одинаковы и равны  $U_{k1} = U_{k2} = E - I_0 R_k/2$ . При этом выходное напряжение  $U_{\mathfrak{g}_{klx}} = U_{k1} - U_{k2} = 0$ .

Стабилизацию режима покоя дифференциального каскада можно объяснить следующим образом. Малый дрейф нуля данной схемы объясняется тем, что, например, при изменении питающих напряжений или изменении температуры потенциалы коллекторов обоих транзисторов получают равные приращения  $\Delta U_{k1} = \Delta U_{k2}$ , т.е.  $U_{\partial p 6 b l x} = \Delta U_{k1} - \Delta U_{k2} = 0$ . В реальной схеме из-за некоторой асимметрии, связанной с разбросом параметров элементов, появляется дрейф, который, однако, будет незначительным, так как определяется не самими приращениями потенциалов, а их разностью.

Следует четко понимать, почему эмиттерный резистор  $R_9$  увеличивает стабильность схемы. Так как через резистор  $R_9$  протекает сумма токов  $I_0$ , то, например, при увеличении температуры или питающего напряжения этот ток повышается на  $\Delta I_0$  и приводит к появлению отрицательного приращения потенциала эмиттеров на величину  $\Delta U_9 = R_9 \Delta I_0$ . В результате коллекторные и эмиттерные токи уменьшаются, а общий ток  $I_0$  стремится к первоначальному значению. Таким образом обеспечивается стабильность режима покоя за счет наличия *отрицательной обратной связи по постоянному току*. Стабилизирующее действие резистора  $R_9$  тем больше, чем больше его сопротивление. Для увеличения этого сопротивления повышают напряжение источника  $E_9$  и выбирают обычно  $E_9$ = $E_\kappa$ . В интегральных микросхемах вместо резистора  $R_9$  используют источник тока на транзисторах [1,2].

Различают два вида входных сигналов: дифференциальный и синфазный. Дифференциальный сигнал равен разности сигналов на двух входах, подаваемых на базы транзисторов  $U_{\rm exg}=U_{\rm ex1}-U_{\rm ex2}$  (рис.4.1). Такой сигнал может подаваться между базами (симметричный вход), либо на одну из баз транзисторов относительно общей точки источников питания

(несимметричный вход). На рис.4.2,а приведена наиболее применяемая на практике схема несимметричного включения дифференциального сигнала, когда источник сигнала и один из входов транзисторов заземлен. В данном случае  $U_{6x\partial}=U_{6xl}$  и  $U_{6x2}=0$ . При этом во входном контуре, образованном из встречно включенных переходов база-эмиттер транзисторов VT1 и VT2 протекает ток  $i_{6x}$ , который при указанной полярности увеличивает ток коллектора транзистора VT1 на  $\Delta I_k$  и уменьшает на такую же величину ток коллектора VT2. При полной симметрии схемы это вызывает одинаковые и противоположные по знаку изменения потенциалов коллекторов  $-\Delta U_{kl}$  и  $+\Delta U_{k2}$ , т.е. появляется дифференциальный выходной сигнал

$$U_{\text{BHX}} = \Delta U_{k1} - \Delta U_{k2} = -2\Delta U_{k1} = -2R_k \Delta I_k$$
.

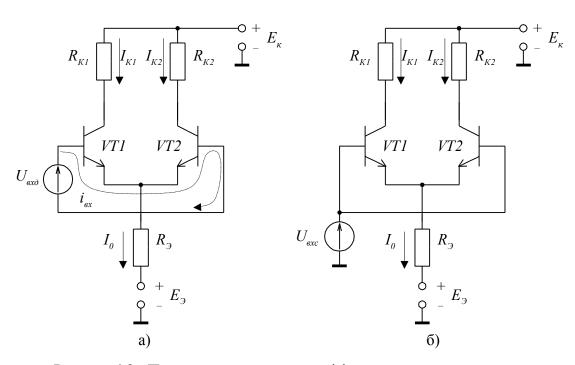


Рисунок 4.2 - Подключение к входам дифференциального усилителя источника сигналов: а- схема включения дифференциального сигнала  $U_{\it exo}$ ; б- схема включения синфазного сигнала  $U_{\it exc}$ 

Изменения входного сигнала приводят к противоположным по знаку приращениям коллекторных токов транзисторов, т.е. суммарный ток  $I_0$ , протекающий через резистор  $R_9$ , остается постоянным. Постоянство этого тока, а следовательно, постоянство потенциала эмиттера транзисторов при воздействии входного сигнала означает, что в данной схеме *отсумствует отрицательная обратная связь по входному сигналу*, т.е. величина  $R_9$  не влияет на коэффициент усиления дифференциального сигнала.

Разброс параметров транзисторов приводит к появлению разбаланса каскада, который в основном определяется входными цепями. Так, при  $U_{exg}$ =0 во входном контуре имеется напряжение смещения

 $U_{cM} = U_{691} - U_{692}$  и разность входных токов  $i_{ex} = i_{ex1} - i_{ex2}$  обычно включенных переходов база-эмиттер транзисторов.

Синфазный сигнал  $U_{exc}$  подается на базы транзисторов одновременно (рис.4.2,б). Это приводит к одинаковым изменениям токов и напряжений в транзисторах, т.е. эффект усиления отсутствует. В реальной схеме из-за ее некоторой асимметрии и конечного значения резистора  $R_{\circ}$  происходит неполное подавление синфазного сигнала. Наличие такого сигнала на выходе усилителя характеризуется коэффициентом усиления синфазного сигнала

$$K_c = \frac{U_{gbix}}{U_{exc}}$$
.

На практике синфазный сигнал часто является помехой, например, при воздействии на входные цепи усилителя наводок промышленной частоты. Такие наводки эффективно подавляются дифференциальным усилителем.

## 4.1.3 Структура операционного усилителя и его параметры

Операционный усилитель (ОУ) — это усилитель постоянного тока, изготавливаемый в виде интегральной микросхемы и имеющий коэффициент усиления  $10^4$ - $10^6$ . Благодаря высокому коэффициенту усиления и другим качественным показателям современные интегральные ОУ являются универсальным базовым элементом в аналоговой схемотехнике и применяются для выполнения почти всех математических операций над электрическими сигналами (сложение, вычитание, интегрирование и др.). Кроме этого, они широко используются при построении электронной аппаратуры самого различного назначения.

Несмотря на большое разнообразие схем интегральных ОУ, структуры их обычно состоят из трех последовательно включенных каскадов. Первый каскад выполняется по схеме дифференциального усилителя с симметричным входом и выходом. В качестве второго каскада также используется дифференциальный усилитель обычно с несимметричным выходом. За счет непосредственной связи между каскадами уровень выходного напряжения на втором каскаде повышается. Это требует применения специальной схемы сдвига потенциалов, которая снижает напряжение до уровня, чтобы при  $U_{ex}$ =0 . Схема сдвига входит в третий каскад, на выходе которого включен эмиттерный повторитель, что обеспечивает малое выходное сопротивление ОУ. Интегральные ОУ могут насчитывать десятки транзисторов. С описанием схем ОУ общего применения можно познакомиться по учебной литературе [1,2,5].

Условное обозначение ОУ приведено на рис.4.3,а. ОУ имеет два входа и один выход. Вход, напряжение на котором сдвинуто по фазе на

 $180^{\circ}$  относительно выходного напряжения, называется *инвертирующим* и обозначается на схеме кружком, а вход, напряжение на котором совпадает по фазе с выходным напряжением — *неинвертирующим*. ОУ питается от двух разнополярных источников +E и -E.

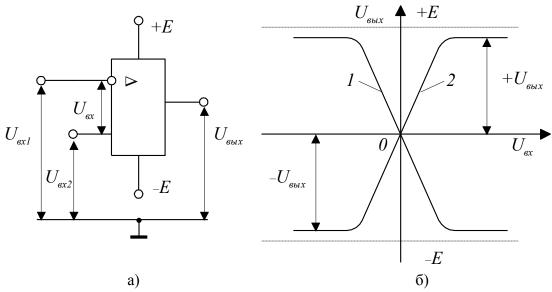


Рисунок 4.3 - Условное обозначение ОУ (a) и передаточные характеристики ОУ (б) для инвертирующего (кривая 1) и неинвертирующего (кривая 2) включений

Входные сигналы  $U_{6x1}$  и  $U_{6x2}$  подаются, а выходной сигнал  $U_{6blx}$  снимается относительно общей заземленной шины. При нулевых входных напряжениях выходной сигнал равен нулю. Это свойство позволяет источники входного сигнала и нагрузку подключать непосредственно к выводам ОУ, т.к. это не приводит к изменению статических режимов его каскадов.

Напряжение  $U_{ex}$  является дифференциальным сигналом и может подаваться относительно общей шины при заземлении одного из входов. При этом передаточная характеристика ОУ  $U_{eblx} = f(U_{ex})$  располагается симметрично относительно нуля (рис.4.3,б). Так, при заземленном неинвертирующем входе имеем передаточную характеристику 1, а в случае заземления инвертирующего входа — характеристику 2.

Так как в схеме рис.4.3,а нет внешних обратных связей, то наклон передаточных характеристик определяет коэффициент усиления ОУ  $K_u = \Delta U_{\rm вых}/\Delta U_{\rm ex}$ . Максимальные значения выходного сигнала ограничено уровнями  $U_{\rm выx}^+$  и  $U_{\rm выx}^-$ , которые определяют режим насыщения выходного каскада транзисторов ОУ. Вблизи этого режима возрастают нелинейные искажения усиливаемого сигнала.

Балансировка OУ. Как и в простейшем дифференциальном усилителе, в реальном OУ существует разбаланс. На рис.4.4,а приведена эквивалентная схема включения источника  $U_{\delta}$  балансировки напряжения смещения в цепь неинвертирующего входа. На рис.4.4,б представлена переда-

точная характеристика (кривая 1) реального ОУ, сбалансированного подачей внешнего напряжения  $U_{\delta}$ .

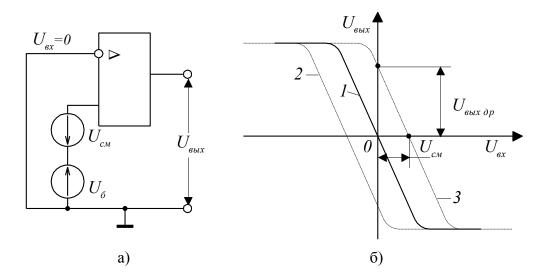


Рисунок 4.4 - Балансировка ОУ: включение источника балансировки  $U_{\delta}$  (a); передаточные характеристики (б) сбалансированного ОУ (кривая 1) и несбалансированного ОУ (кривые 2 и 3)

Кривые 2 и 3 этого рисунка соответствуют некоторому собственному смещению нулевого уровня. При этом, когда оба входа ОУ заземлены, на выходе имеется некоторое напряжение дрейфа  $U_{\rm выхдр}$ , которое пересчитывается через коэффициент усиления ОУ во входное напряжение смещения  $\pm U_{\rm cm}$ . Таким образом, принцип балансировки ОУ основан на компенсации внутреннего входного напряжения смещения  $U_{\rm cm}$  с помощью встречнов-ключенного внешнего источника.

Приведем основные параметры ОУ, которые характеризуют его качество:

коэффициент усиления К- отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению дифференциального входного напряжения;

напряжение смешения  $U_{c_{M}}$  - напряжение, которое надо приложить между входами ОУ для получения выходного напряжения равного нулю;

cpeдний входной ток  $i_{ex}$  — среднее арифметическое значение входных токов, измеренных при таком входном напряжении, при котором выходное напряжение ОУ равно нулю;

 $pазность входных токов <math>\Delta i_{ex}$  - абсолютное значение разности токов двух входов, измеренных тогда, когда напряжение на выходе равно нулю;

*входное сопротивление*  $R_{\rm ex}$ - сопротивление одного из входов ОУ, в то время как другой вход заземлен. Это сопротивление также называют входным сопротивлением для дифференциального сигнала;

 $\kappa o$  эффициент ослабления синфазного сигнала  $L_{c\phi}$  - отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала K к коэффициенту усиления синфазного сигнала  $K_{c\phi}$  и обычно выражается в децибелах:

$$L_{c\phi} = 10\lg \frac{K}{K_{c\phi}};$$

*выходное сопротивление*  $R_{\text{вых}}$  - отношение приращения выходного напряжения ОУ к вызвавшему его приращению выходного тока.

Динамические свойства ОУ определяются обычно двумя параметрами. Частота единичного усиления  $f_I$  на которой коэффициент усиления ОУ равен единице и максимальная скорость нарастания выходного напряжения при подаче на его вход импульса прямоугольной формы.

## 4.2 Описание схем эксперимента

В работе исследуются две схемы усилителей постоянного тока. На рис.4.5 приведена схема дифференциального усилителя, который питается от двух источников напряжения  $+E_{\kappa}$  и  $-E_{9}$ . Выходное напряжение каскада определяется между коллекторами транзисторов VT1 и VT2 в зависимости от подачи на их базы дифференциального или синфазного входных сигналов.

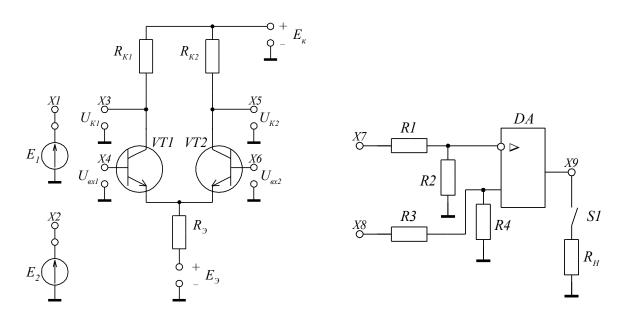


Рисунок 4.5 - Схема дифференциального усилителя

Рисунок 4.6 - Схема исследования операционного усилителя

На рис.4.6 приведена схема исследования операционного усилителя (ОУ). Для снятия передаточной характеристики ОУ производится предварительная балансировка с помощью подачи компенсирующего напряжения на делитель R3, R4 (гнездо X8) с ослабление сигнала 1:200. Входной сиг-

нал подается на делитель R1, R2 (гнездо X7) с ослаблением сигнала 1:2000. Ключ S1 подключает нагрузку  $R_H$  к выходу ОУ (гнездо X9).

Приведенные схемы имеют такое же изображение на накладной панели стенда с указанием номеров контрольных точек (соответственно рис.1 и рис.2).

Входные сигналы для обеих схем задаются от источников  $E_1$  (гнездо X1) и  $E_2$  (гнездо X2), величины которые устанавливаются с помощью ручек «E1» и «E2». Гнезда X3, X4, X5, X6 и X9 предназначены для измерений напряжений в контрольных точках схем.

## 4.3 Порядок выполнения работы

Перед началом экспериментов подготовьте стенд к работе в соответствии с указаниями данной инструкции.

## 4.3.1 Исследование дифференциального усилителя

4.3.1.1 Снять передаточную характеристику дифференциального усилителя  $U_{\rm вых}=f\left(U_{\rm ex1}\right)$  при  $U_{\rm ex2}$ =0. Для этого с помощью перемычек подключить источники сигналов  $E_1$  (X1) и  $E_2$  (X2) к входам дифференциального усилителя (X4 и X5). Установить  $E_2$ = $U_{\rm ex2}$ =0 . Изменять  $E_1$ = $U_{\rm ex1}$  от – 0,6B до +0,6B и фиксировать потенциалы коллекторов  $U_{k1}$  и  $U_{k2}$  (гнезда X3 и X5). Выходное напряжение определяется из соотношения  $U_{\rm eblx}=U_{k1}-U_{k2}$  с учетом знака разности. Данные измерений занести в табл.4.1.

Таблица 4.1

4.3.1.2 Исследовать ослабление дифференциальным усилителем синфазного сигнала, равного  $U_{\it cunф}=U_{\it ex1}=U_{\it ex2}$  .

Для этого установить с помощью ручек «E1» и «E2» сигналы одного знака, измерить потенциалы коллекторов  $U_{k1}$  и  $U_{k2}$  и определит  $U_{\textit{вых}}$  для двух случаев:

$$U_{cun\phi l}$$
=0,1 B;  $U_{cun\phi 2}$ =0,4 B.

## 4.3.2 Исследование операционного усилителя

- 4.3.2.1 Произвести балансировку ОУ путем компенсации на входе напряжения смещения  $U_{c_M}$ . Для этого подключить источник  $E_2$  на вход усилителя R3, R4 (гнездо X8) с ослаблением сигнала 1:200. Вращая ручку « $E_2$ », добиться значения выходного напряжения ОУ не более  $\pm (0,1-0,4)$ В и зафиксировать значение сигнала  $E_2$  на входе.
- 4.3.2.2 Снять передаточную характеристику ОУ  $U_{\rm вых}=f(U_{\rm ext})$ . Для этого произвести повторную балансировку ОУ в соответствии с п.4.3.2.1. Затем подключить источник сигналов  $E_{\rm I}$  на вход делителя R1, R2 (гнездо X7) с ослаблением 1:2000. Снять характеристику от максимального отрицательного напряжения  $-E_{\rm I}$ , до максимального положительного  $+E_{\rm I}$ . Входное напряжение ОУ равно  $U_{\rm ext}=E_{\rm I}/2000$ . Данные измерений занести в табл.4.2.

Таблица 4.2

$E_{I}$ ,B					
$U_{e\omega x}$ , В					
$U_{ex}$ , B					

4.3.2.3 Определить выходное сопротивление ОУ. Для этого повторить балансировку ОУ при  $E_I$ =0. Затем установить на выходе усилителя напряжение +(4÷5) В и зафиксировать его значение  $U_{6bixI}$ . Нажать кнопку S1 и при подключенной нагрузке  $R_H$  зафиксировать значение  $U_{6bixI}$ .

## 4.4 Обработка результатов эксперимента и оформление отчета

- 4.4.1 По данным п.4.3.1.1 построить передаточную характеристику дифференциального усилителя. Определить из передаточной характеристики коэффициент усиления  $K_u = \Delta U_{\scriptscriptstyle 6blx}/\Delta U_{\scriptscriptstyle 6x1}$  на линейном участке, а также максимальные значения выходного напряжения  $U_{\scriptscriptstyle 6blx}^+$  и  $U_{\scriptscriptstyle 6blx}^-$ , соответствующие участкам насыщения.
- 4.4.2 Используя п.4.3.1.2, определить коэффициент усиления синфазного сигнала  $K_c = \Delta U_{\rm выx}/\Delta U_{\rm синф}$ . Сравнить с коэффициентом усиления дифференциального сигнала  $K_g$ , который численно равен значению  $K_u$ , определенному в п.4.4.1.
- 4.4.3 Используя данные п.4.3.2.1, определить напряжение смещения ОУ  $U_{\scriptscriptstyle {\it CM}}=E_2^{'}/200$  .

- 4.4.3 Построить передаточную характеристику ОУ по данным п.4.3.2.2 и определить коэффициент усиления  $K_{\scriptscriptstyle O\!Y} = \Delta U_{\scriptscriptstyle 6blX} \, / \, \Delta U_{\scriptscriptstyle 6x}$  , а также максимальные значения выходного напряжения  $U_{\scriptscriptstyle 6blX}^+$  и  $U_{\scriptscriptstyle 6blX}^-$  .
- 4.4.4 По данным п.4.3.1.3 определить выходное сопротивление ОУ по формуле

$$R_{\scriptscriptstyle Gbix} = R_{\scriptscriptstyle H} \left( \frac{U_{\scriptscriptstyle Gbix1}}{U_{\scriptscriptstyle Gbix2}} - 1 \right),$$

где  $R_H = 3$  кОм.

Отчет о выполненной работе должен содержать: цель работы, принципиальные схемы эксперимента, формулы, таблицы и графики, полученные в результате эксперимента и расчета. Отчет должен включать краткий анализ и выводы по результатам эксперимента и расчета.

## Вопросы для самопроверки

- 1 Что такое дрейф нуля и причины его появления в УПТ?
- 2 Что такое дрейф нуля, приведенный ко входу УПТ?
- 3 Каковы особенности схемы дифференциального каскада?
- 4 Опишите стабилизацию режима покоя дифференциального каскада при изменении питающего напряжения или температуры.
- 5 Почему резистор  $R_{\text{3}}$  увеличивает стабильность схемы и не влияет на коэффициент усиления дифференциального каскада?
  - 6 Опишите способы подачи входного сигнала в УПТ.
- 7 Объясните, почему дифференциальный усилитель не усиливает синфазный сигнал.
  - 8 Опишите общую структуру операционного усилителя (ОУ).
  - 9 Объясните вид кривой передаточной характеристики ОУ.
  - 10 Перечислите основные параметры ОУ
  - 11 Как осуществляется в работе балансировка ОУ?

# **ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 5**УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

**Цель работы** - исследование одиночных усилительных каскадов RC-типа на биполярном и полевом транзисторах; исследование характеристик и определение параметров изучаемых усилителей.

#### 5.1 Основные положения

Усилители низкой частоты (УНЧ) предназначены для усиления непрерывных периодических сигналов, частотный спектр которых лежит в пределах от десятков герц до десятков килогерц. Для усиления малых уровней сигналов применяют многокаскадные усилители с емкостными связями между каскадами.

## 5.1.1 Основные параметры и характеристики усилителей

Основными параметрами, определяющими количественные показатели усилителей, являются следующие:

коэффициент усиления - это отношение выходного параметра ко входному:  $K_y = U_{\rm выx}/U_{\rm ex}$  - коэффициент усиления по напряжению;  $K_I = I_{\rm выx}/I_{\rm ex}$  - коэффициент усиления по току;  $K_P = P_{\rm выx}/P_{\rm ex}$  - коэффициент усиления по мощности. Для многокаскадного усилителя общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления составляющих его каскадов;

*входное сопротивление* — это сопротивление между входными зажимами усилителя для переменного тока  $R_{\rm ex} = \Delta U_{\rm ex} \, / \, \Delta I_{\rm ex}$ ;

выходное сопротивление — это сопротивление между выходными зажимами усилителя для переменного тока  $R_{\rm sbix} = \Delta U_{\rm sbix} / \Delta I_{\rm sbix}$ ;

коэффициент полезного действия — это отношение мощности  $P_{\text{вых}}$ , поступающей в нагрузку, к мощности  $P_0$ , потребленной от источника питания:  $\eta = P_{\text{вых}} / P_0$ .

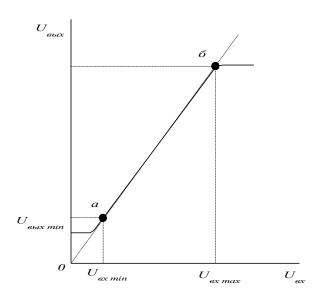
Основные характеристики усилителя, определяющие его качественные показатели, связаны с нелинейными и линейными (частотными) искажениями усиливаемого сигнала

*Нелинейные искажения* состоят в том, что форма сигнала на выходе усилителя искажается из-за нелинейности характеристик транзисторов. Такие искажения зависят от амплитуды входного сигнала и не связаны с его частотой.

Амплитудная характеристика - это зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного сигнала  $U_{\rm \tiny GLIX} = f(U_{\rm ex})$  (рис.5.1). Участок «аб» является линейным и с высокой точностью воспроизводит уси-

ливаемый сигнал на выходе. Наклон этого участка определяет коэффициент усиления усилителя.

При больших входных сигналах  $U_{\rm ex} > U_{\rm ex\,max}$  выходное напряжение усилителя перестает возрастать. Это связано с тем, что в режиме больших входных сигналов рабочая точка транзистора заходит в режимы насыщения и отсечки, где проявляются нелинейные свойства транзистора. Уровень самого слабого сигнала  $U_{\rm ex\,min}$  ограничивается уровнем помех. Величина  $D = U_{\rm ex\,max} / U_{\rm ex\,min}$  характеризует динамический диапазон усилителя.



 $K_{u}$   $K_{un}$   $K_{u0}$   $K_{us}$   $K_{us}$ 

Рисунок 5.1 - Амплитудная характеристика усилителя

Рисунок 5.2 - Амплитудночастотная характеристика усилителя

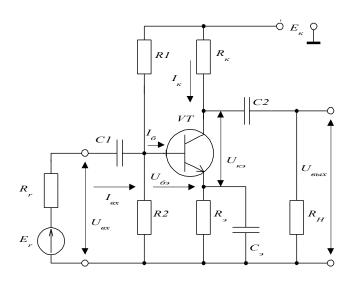
Амплитудно-частотная характеристика (AЧX) — это зависимость коэффициента усиления усилителя от частоты входного сигнала  $K_u = \varphi(f)$  (рис.5.2). Вследствие наличия в схеме усилителя реактивных элементов, а также из-за частотных свойств транзистора коэффициент усиления усилителя имеет различные значения на разных частотах. Это явление называют частотными искажениями, которые оценивают по АЧХ усилителя, разбивая ее на области нижних, средних и высоких частот. Степень искажений на отдельных участках определяется коэффициентом частотных искажений M, равным отношению коэффициента усиления на средней частоте  $K_{uo}$  к коэффициенту усиления на заданной частоте  $K_u$ :

$$M=\frac{K_{uo}}{K_{u}}.$$

Частоты, на которых коэффициент искажений M достигает предельно допустимого значения, называются верхней  $f_{\mathfrak{g}}$  и нижней  $f_{\mathfrak{g}}$  граничными частотами. Разность  $\Delta f = f_{\mathfrak{g}} - f_{\mathfrak{g}}$  называется полосой пропускания усилителя.

#### 5.1.2 Усилительный каскад на биполярном транзисторе

Типичная схема усилительного каскада с общим эмиттером (ОЭ) со стабилизацией режима работы приведена на рис.5.3. Данная схема относится к классу каскадов предварительного усиления в многокаскадных усилителях.



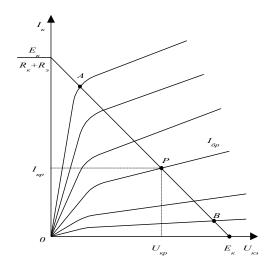


Рисунок 5.3 - Схема усилительного каскада с общим эмиттером

Рисунок 5.4 - Выходные характеристики транзистора и линия нагрузки

Усилительный каскад содержит в качестве активного элемента транзистор n-p-n-типа. Делитель из резисторов R1, R2 обеспечивает режим работы базовой цепи по постоянному току. Резистор  $R_k$  является коллекторной нагрузкой транзистора. С помощью этого резистора задается режим работы коллекторной цепи транзистора по постоянному току. Резистор  $R_{\circ}$  обеспечивает отрицательную обратную связь по постоянному току. Конденсатор  $C_{\circ}$  шунтирует резистор  $R_{\circ}$  и исключает отрицательную обратную связь по переменному току. Входное напряжение  $U_{ex}$ , определяемое источником сигнала  $E_{\varepsilon}$  с внутренним сопротивлением  $R_{\varepsilon}$ , подается на вход усилителя через разделительный конденсатор С1. Этот конденсатор не пропускает постоянный составляющий входного сигнала, которая может вызвать нарушение режима работы усилителя. Разделительный конденсатор С2 служит для пропускания в нагрузку  $R_{\varepsilon}$  только переменной составляющей усиленного сигнала. Чаще всего нагрузкой является входное сопротивление последующего каскада усиления.

Pежим покоя каскада c OЭ. При отсутствии переменного входного сигнала в цепи коллектора протекает постоянный ток  $I_k$ , значение которого зависит от напряжения источника питания  $E_k$ , сопротивлений резисторов  $R_k$  и  $R_9$  и постоянного тока базы  $I_6$ . Баланс напряжений в этой цепи определяет режим покоя каскада:

$$U_{k3} + I_k R_k + I_2 R_2 \approx U_{k3} + I_k (R_k + R_2) = E_k.$$
 (5.1)

Соотношение (5.1) представляет собой уравнений прямой линии, которая строится на семействе выходных характеристик транзистора  $I_k = f(U_{HO})$  по двум точкам с коэффициентами  $I_k$ =0,  $U_{KO}$ = $E_K$  и  $U_{KO}$ =0,

$$I_{k} = \frac{E_{k}}{R_{k} + R_{9}}$$
 (рис.5.4). Такая линия называется динамической характери-

стикой или линией нагрузки по постоянному току. Для заданного тока базы  $I_{\delta}$  значения  $I_{k}$  и  $U_{\kappa 3}$  определяются точкой на пересечении соответствующей коллекторной характеристики с линией нагрузки.

При работе усилителя в классе A выбирается рабочая точка P, которая должна находиться примерно посредине отрезка AB линии нагрузки. Этой точке соответствует ток базы  $I_{\delta p}$ , который задается делителем R1, R2 и определяет ток коллектора  $I_{\kappa p}$  и напряжение  $U_{\kappa p}$  в режиме покоя.

Термостабилизация режима работы каскада с OЭ. Характеристики и параметры транзисторов влияют на параметры усилителя в целом. Одной из важных причин является изменение режима покоя каскада под влиянием изменения температуры окружающей среды. Так, например, при повышении температуры увеличивается обратный ток коллекторного перехода  $I_{ko}$  и коэффициент передачи тока базы  $\beta$ . Это приводит к увеличению тока коллектора и точка покоя P перемещается вверх по линии нагрузки. В результате появляются искажения выходного напряжения уже при меньших значениях входного сигнала, чем при исходном положении точки покоя.

Обеспечить независимость параметров усилителя от температуры, т.е. обеспечить термостабилизацию его режима, можно при помощи отрицательной обратной связи (по напряжению или по току). В схеме рис.5.3 используется термостабилизирующая цепочка  $R_3$   $C_3$ , обеспечивающая отрицательную обратную связь по току коллектора. Для этой схемы напряжение смещения на базе определяется соотношением:

$$U_{69} = U_{R2} - U_{R9}, (5.2)$$

где  $U_{R2}$ - напряжение на резисторе R2;

 $U_{R}=I_kR_{\mathfrak{I}}$ - напряжение на резисторе  $R_{\mathfrak{I}}(I_{\mathfrak{I}}\approx I_k)$ .

Принцип стабилизации режима каскада заключается в следующем. При повышении температуры увеличивается ток коллектора  $I_k$ , что приводит к увеличению напряжения  $U_{R_9}$ . Из (5.2) следует, что напряжение  $U_{\delta_9}$ , а следовательно, и ток базы  $I_{\delta}$  уменьшается. Это приводит к уменьшению тока коллектора  $I_k$  практически к первоначальному значению.

Для устранения отрицательной обратной связи по переменному току от входного сигнала резистор  $R_9$  шунтирует конденсатором  $C_9$ , сопротивление которого должно быть меньше  $R_9$ . При отсутствии конденсатора  $C_9$  на резисторе  $R_9$  возникает переменная составляющая напряжения  $U_{R_9}$ , ко-

торая направлена встречно с входным напряжением  $U_{\rm ex}$ , т.е. напряжение на входе транзисторе снижается  $U_{\rm fg} = U_{\rm ex} - U_{\rm Rg}$ . Коэффициент усиления каскада при этом будет уменьшаться.

Работа каскада с ОЭ при наличии входного сигнала. При поступлении входного синусоидального сигнала  $U_{\rm ex}$  ток базы будет изменяться и рабочая точка P будет перемещаться по линии нагрузки, изменяя токи и напряжения в каскаде. Если на вход усилителя поступает положительная полуволна входного напряжения, то эмиттерный переход будет дополнительно отпираться, и ток базы будет увеличиваться. При этом увеличивается и ток коллектора, что приводит к увеличению падения напряжения на резисторе  $R_k$  и уменьшению напряжения  $U_{\kappa_3}$ . При отрицательной полуволне  $U_{\rm ex}$  транзистор, наоборот, будет призапираться, а напряжение  $U_{\kappa_3}$  увеличиваться. Таким образом, напряжение на выходе с каскада с ОЭ находится в противофазе с входным сигналом.

Эквивалентная схема и параметры каскада с OЭ. В режиме усиления малых сигналов транзистор работает на линейных участках характеристик. В этом случае расчет основных динамических параметров производится по эквивалентной схеме усилительного каскада по переменному току для области средних частот. При этом емкости переходов транзистора не учитываются, а емкости конденсаторов C1, C2 и  $C_9$  выбраны так, что их сопротивление в области средних частот мало и им можно пренебречь.

Используя Т-образную схему замещения транзистора с ОЭ, получают эквивалентную схему замещения усилительного каскада (рис.5.5).

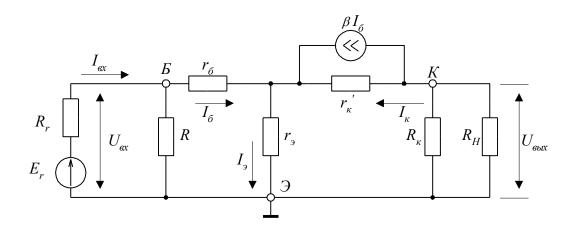


Рисунок 5.5 - Схема замещения усилительного каскада с ОЭ

Эквивалентная схема транзистора представлена физическими параметрами:  $r_{\it 6}$ - объемное сопротивление базы (сотни Ом),  $r_{\it 3}$ - дифференциальное сопротивление прямосмещенного эмиттерного перехода (десятки Ом),  $r_{\it k}'$ - дифференциальное сопротивление обратно смещенного коллекторного перехода (сотни кОм),  $\beta I_{\it 6}$ - генератор тока, отражающий зависимость тока коллектора от тока базы.

По переменному току сопротивление источника питания равно нулю  $(E_{\kappa}$  – источник напряжения). Поэтому резисторы R1 и  $R_{k}$  соединена с общей шиной. Таким образом, в базовой цепи транзистора включены параллельно соединенные резисторы R1 и R2, представленные резистором R=R1  $\parallel$ R2, а в коллекторной цепи включены резисторы  $R_{k}$  и  $R_{h}$ .

На основании эквивалентной схемы определяются основные параметры каскада по переменному току [2,3]:

Входное сопротивление каскада

$$R_{ex} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} = \frac{Rr_{ex}}{R + r_{ex}},$$
(5.3)

где  $r_{ex} = r_0 + (1+\beta)r_3$ - входное сопротивление транзистора.

Выходное сопротивление каскада

$$R_{\text{\tiny RMY}} \approx R_k$$
 (5.4)

Коэффициент усиления каскада по напряжению с учетом внутреннего сопротивления  $R_{\epsilon}$  источника сигнала  $E_{\epsilon}$ :

$$K_{u} = \frac{U_{\text{\tiny GblX}}}{E_{\Gamma}} \approx \beta \frac{R_{kH}}{R_{\Gamma} + R_{KH}}, \tag{5.5}$$

где  $R_{\kappa H} = R_k \| R_H$ .

Коэффициент усиления каскада по току

$$K_I = \frac{I_{_{\scriptscriptstyle H}}}{I_{_{\scriptscriptstyle ex}}} \approx \beta \frac{R_{_{\scriptscriptstyle KH}}}{R_{_{\scriptscriptstyle H}}}. \tag{5.6}$$

Из анализа приведенных соотношений можно сделать некоторые выводы. Так, входное сопротивление каскада  $R_{\rm sx}$  определяется в основном входным сопротивлением транзистора (сотни Ом), т.к. делитель R более высокоомный. Коэффициент усиления по напряжению тем больше, чем выше сопротивление выходной цепи каскада по сравнению с сопротивлением входной цепи.

Анализ АЧХ усилительного каскада с OЭ. Эквивалентная схема каскада для области средних частот позволила определить основные параметры по переменному току без учета емкостей конденсаторов схемы и емкостей переходов транзистора. Сопротивление конденсаторов  $X_c = 1/\omega C$  принималось равным нулю.

В области низких частот по мере снижения частоты сигнала сопротивление конденсаторов С1, С2 и  $C_9$  возрастает. Вследствие увеличения падения напряжения на конденсаторе С1 уменьшается напряжение сигнала, поступающее на вход каскада. Аналогично, падение напряжения на конденсаторе С2 уменьшает выходной сигнал на нагрузке  $R_{\rm H}$ . В результате

это приводит к снижению коэффициента усиления в области низких частот (рис.5.2).

Аналогичное действие оказывает также конденсатор  $C_9$ , влияние которого проявляется в том, что с уменьшением частоты снижается коэффициент усиления каскада вследствие уменьшения шунтирующего действия  $C_9$  на резистор  $R_9$ . Это связано с появлением переменной составляющей сигнала на  $R_9$ , т.е. с появлением в каскаде отрицательной обратной связи по переменному току входного сигнала.

В области высоких частот коэффициент усиления также снижается, что обусловлено тремя факторами. Основной причиной снижения коэффициентов усиления является зависимость коэффициента передачи по току  $\beta$  транзистора от частоты, который уменьшается с повышением частоты. Второй причиной является влияние шунтирующего действия емкости коллекторного перехода  $C'_{\kappa}$ , в результате чего уменьшается ток в цепи нагрузки. Третьей причиной является наличие емкости в цепи нагрузки.

## 5.1.3 Усилительный каскад на полевом транзисторе

Принцип построения усилительных каскадов на полевых транзисторах тот же, что и каскадов на биполярных транзисторах. Особенность заключается в том, что полевой транзистор управляется по входной цепи напряжением, а не током. По этой причине задание режима покоя в каскадах на полевых транзисторах осуществляется подачей во входную цепь каскада постоянного напряжения соответствующей величины и полярности.

Наибольшее применение на практике нашла схема включения полевого транзистора с общим истоком (ОИ), аналогичная схеме на биполярном транзисторе с ОЭ.

На рис. 5.6 показана схема усилительного каскада на полевом транзисторе с затвором в виде p-n-перехода с каналом n-типа. Режим покоя каскада обеспечивается постоянным током стока  $I_{cp}$  и соответствующим ему постоянным напряжением на сток  $U_{cp}$ , которые устанавливаются при начальном смещении на затворе  $U_{3p}$  отрицательной полярности.

В цепь истока включен резистор  $R_u$ , через который протекает ток  $I_{cp}$ , создающий необходимое падение напряжения, являющееся смещением между затвором и истоком:

Резистор  $R_3$  предназначен для обеспечения связи затвора транзистора с нижним выводом резистора  $R_u$ , т.е. для подачи отрицательного напряжения  $u_{3p}$  с резистора  $R_u$  между затвором и истоком транзистора.

Резистор  $R_u$ , кроме функции автоматического смещения на затвор, создает в каскаде отрицательную обратную связь по постоянному току стока, служащую для стабилизации режима покоя при изменении температуры и разбросе параметров транзисторов. Конденсатор  $C_u$  предназначен

для исключения отрицательной обратной связи по переменному току. Разделительные конденсаторы C1 и C2 выполняют такую же функцию, как и в каскаде с ОЭ.

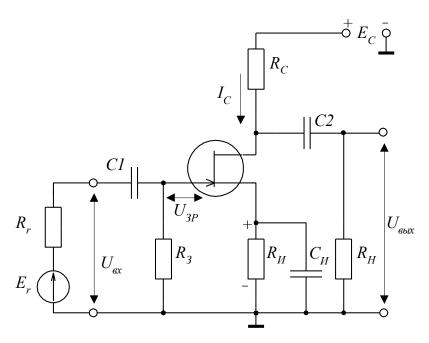


Рисунок 5.6 - Схема усилительного каскада на полевом транзисторе

Основные параметры каскада на полевом транзисторе можно определить по эквивалентной схеме замещения [1,2].

Входное сопротивление каскада определяется резистором  $R_3$ , т.к. входная цепь транзистора практически не потребляет тока

$$R_{ex} = R_{3}$$
.

Значение  $R_3$  принимают равным 0.5-1 МОм. Выходное сопротивление каскада

$$R_{\scriptscriptstyle Gblx} \approx R_{\scriptscriptstyle C}$$
 .

Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_u = SR_c$$
,

где S- статическая крутизна характеристики полевого транзистора.

Принцип работы и анализ АЧХ усилительного каскада на полевом транзисторе аналогичен каскаду с ОЭ, рассмотренным выше.

## 5.2 Описание схем эксперимента

В работе исследуются две схемы одиночных каскадов усилителей низкой частоты на транзисторах. На рис.5.7 приведена схема усилительного каскада на биполярном транзисторе с термостабилизацией. Входной

сигнал подается от источника  $E_{\Gamma}$  с внутренним сопротивлением  $R_{cl}$ . При замыкании ключа S1 в схеме отсутствует отрицательная обратная связь. Ключ S2 позволяет снимать характеристики каскада при отсутствии либо наличии нагрузки  $R_{h}$ .

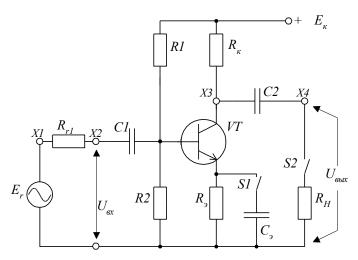


Рисунок 5.7 - Схема усилительного каскада на биполярном транзисторе

На рис. 5.8 приведена схема усилительного каскада на полевом транзисторе с затвором в виде p-n-перехода с каналом n-типа.

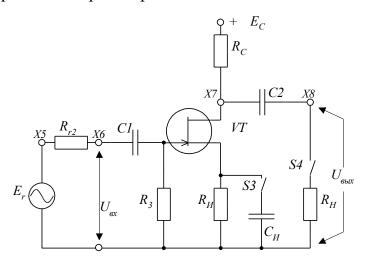


Рисунок 5.8 - Схема усилительного каскада на полевом транзисторе

Входной сигнал подается от источника  $E_{c}$  с внутренним сопротивлением  $R_{c2}$ . При замыкании ключа S3 в схеме отсутствует отрицательная обратная связь. Ключ S4 по аналогии с предыдущей схемой служит для включения или отключения нагрузки  $R_{h}$ .

Частота синусоидального по форме входного сигнала устанавливается переключателем «к $\Gamma$ ц( $\alpha$ )» и регулируется по амплитуде ручкой « $E_r$ ».

Приведенные схемы имеют такое же изображение на накладной панели стенда с указанием номеров контрольных точек (соответственно

рис.1 и рис.2). Гнезда X1 – X8 предназначены для измерений сигналов и осциллографирования в контрольных точках схем.

Данные схемы рис.5.7:  $R_{cl}$ = 1кОм, Rl=30 кОм, R2=3 кОм,  $R_k$ =1,5кОм,  $R_H$ =3 кОм, Cl=6,8 мкФ, C2=3,3 мкФ,  $C_9$ =15 мкФ.

Данные схемы рис.5.8:  $R_{c2}$ =10 кОм,  $R_{3}$ =470 кОм,  $R_{c}$ =3 кОм,  $R_{u}$ =300Ом,  $R_{u}$ =6,2 кОм, CI=0,1 мкФ, C2=3,3 мкФ,  $C_{u}$ =15 мкФ.

## 5.3 Порядок выполнения работы

Перед началом экспериментов подготовьте стенд к работе в соответствии с указаниями данной инструкции. Обратите внимание на возможность использования коммутатора стенда для снятия нескольких осциллограмм одновременно.

## **5.3.1 Исследование усилительного каскада на биполярном** транзисторе

5.3.1.1 Снять амплитудные характеристики  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$  при отсутствии обратной связи для двух случаев:

нагрузка  $R_{H}$  отключена (кнопка S2 отжата);

нагрузка  $R_{H}$  подключена (кнопка S2 нажата).

Для снятия характеристик следует нажать кнопку S1, установить частоту 1 кГц переключателем «кГц( $\alpha$ )». Входное напряжение  $u_{ex}$  устанавливать с помощью ручки « $E_r$ ». Значение напряжений  $U_{ex}$  и  $U_{ebix}$  снимать с контрольных точек X2 и X4 при помощи цифрового вольтметра. Данные измерений занести в табл. 5.1.

Таблица 5.1

	$U_{ex}$ , B			
$U_{e\omega x}$ , B	$R_{\scriptscriptstyle H} = \infty$			
	$R_{\rm H}=3~{\rm KOM}$			

- 5.3.1.2 Подключить к контрольным точкам X2 и X4 гнезда "Y1(I)" и "Y3(II)" осциллографа. Кнопки S1 и S2 нажаты. Изменяя ручкой " $E_{\rm r}$ " входное напряжение от минимального до максимального значения, наблюдать появление искажений сигнала на выходе усилителя. Снять осциллограммы для неискаженного выходного сигнала и сигнала с искажениями. Убедиться, что усилительный каскад с ОЭ инвертирует фазу входного сигнала.
- 5.3.1.3 Определить входное сопротивление каскада путем измерения падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала  $R_{\it el}$ . Кнопки S1 и S2 нажаты. Установить при частоте 1к $\Gamma$ ц напряжение на выходе  $U_{\it ebix}$ =2 В. Затем зафиксировать значения напряжений  $E_{\it el}$  и  $U_{\it ex}$  в контрольных токах X1 и X2.

5.3.1.4 Снять амплитудно-частотные характеристики (AЧX)  $U_{\text{\tiny GBLX}} = \varphi(f)$  при включенной нагрузке для двух случаев:

при отсутствии обратной связи (кнопка S1 нажата);

при наличии обратной связи (кнопка S1 отжата).

Характеристики снимать при  $U_{ex}$ =0,1B, которое следует поддерживать постоянным с помощью ручки " $E_r$ " при изменении частоты от 0,08 до 20 кГц переключателем "кГц( $\alpha$ )". Данные измерений занести в табл. 5.2.

Таблица 5.2

	$f$ , к $\Gamma$ ц				
$U_{e\omega x}$ ,B	$C_9 = 15 \text{MK}\Phi$				
	$C_9=0$				

## **5.3.2 Исследование усилительного каскада на полевом** транзисторе

5.3.2.1 Снять амплитудные характеристики при отсутствии обратной связи для двух случаев:

нагрузка  $R_{H}$  отключена (кнопка S4 отжата);

нагрузка подключена (кнопка S4 нажата).

Для снятия характеристик следует нажать кнопку S3 и при частоте 1 кГц измерить напряжение  $U_{ex}$  и  $U_{ebix}$  в контрольных точках X6 и X8. Данные измерений занести в таблицу, аналогично п.5.3.1.1.

- 5.3.2.2 Подключить к контрольным точкам входы "Y1(I)" и "Y3(II)" осциллографа и произвести измерения в соответствии с п.5.3.1.2.
- 5.3.2.3 Определить входное сопротивление каскада в соответствии с п.5.3.1.3.
- 5.3.2.4 Снять амплитудно-частотные характеристики при включенной нагрузке для двух случаев:

при отсутствии обратной связи (кнопка S3 нажата);

при наличии обратной связи (кнопка S3 отжата).

Порядок снятия характеристик производится в соответствии с  $\pi.5.3.1.4.$ 

## 5.4 Обработка результатов эксперимента и оформление отчета

- 5.4.1 По данным п.5.3.1.1 построить амплитудные характеристики  $U_{\rm \tiny 6blx}=f(U_{\rm \tiny 6kl})$ . Для линейных участков амплитудных характеристик определить коэффициенты усиления  $K_{\rm \tiny u}=\Delta U_{\rm \tiny 6blx}/\Delta U_{\rm \tiny 6kl}$ .
- 5.4.2 По данным п.5.3.1.3 определить входное сопротивление каскада по формуле

$$R_{ex} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} = R_{\Gamma 1} \left( \frac{U_{ex}}{E_{\Gamma} - U_{ex}} \right),$$

где  $R_{zl}=1$  кОм.

5.4.3~ По данным п.5.3.1.4~ построить АЧХ в полулогарифмическом масштабе, откладывая на оси частот не f, а lg~f. По частотным характеристикам определить:

коэффициент усиления на средних частотах  $K_0$ ;

коэффициенты частотных искажений для  $f_{\scriptscriptstyle H}$ =150 Гц и  $f_{\scriptscriptstyle G}$ =20 кГц по формулам  $M_{\scriptscriptstyle H}$ = $K_{\scriptscriptstyle O}/K_{\scriptscriptstyle H}$ ,  $M_{\scriptscriptstyle G}$ =  $K_{\scriptscriptstyle O}/K_{\scriptscriptstyle G}$ , где  $K_{\scriptscriptstyle H}$  и  $K_{\scriptscriptstyle G}$  - коэффициенты усиления на частотах  $f_{\scriptscriptstyle H}$  и  $f_{\scriptscriptstyle G}$ .

- 5.4.4 По данным п.5.3.2.1 построить амплитудные характеристики  $U_{\rm \scriptscriptstyle Gblx}=f(U_{\rm \scriptscriptstyle GX})$ . Для линейных участков характеристик определить коэффициенты усиления  $K_{\scriptscriptstyle \it u}=\Delta U_{\rm \scriptscriptstyle Gblx}/\Delta U_{\rm \scriptscriptstyle GX}$ .
- 5.4.5 По данным п.5.3.2.3 определить входное сопротивление каскада по формуле п.5.4.2, где  $R_{e2}$ = 10 кОм.
- 5.4.6 По данным 5.3.2.4 построить AЧX и определить параметры в соответствии с п.5.4.3.

Отчет о выполненной работе должен содержать: цель работы, принципиальную схему эксперимента, таблицы, графики, осциллограммы и результаты расчетов.

## Вопросы для самопроверки

- 1 Перечислите основные параметры усилителей.
- 2 Объясните причины нелинейных искажений.
- 3 Объясните причины возникновения частотных искажений в области низших и высших частот и какими коэффициентами они определяются.
- 4 Опишите работу усилительного каскада с ОЭ на биполярном транзисторе.
- 5 Объясните, как выбирается режим покоя каскада с ОЭ, используя линию нагрузки.
  - 6 Объясните принцип термостабилизации в каскаде с ОЭ.
- 7 Объясните, почему в каскаде с ОЭ выходной сигнал находится в противофазе с входным сигналом.
  - 8 Объясните назначение  $C_9$  в каскаде с ОЭ.
  - 9 Опишите эквивалентную схему каскада с ОЭ.
- 10 Объясните, какие элементы каскада с ОЭ влияют на частотные искажения в области низших и высших частот.
  - 11 Объясните работу усилительного каскада на полевом транзисторе.
- 12 В чем принципиальная особенность каскада на полевом транзисторе от каскада с ОЭ.
- 13 Объясните влияние сопротивления нагрузки на параметры усилителей.

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 6 АНАЛОГОВЫЕ СХЕМЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

**Цель работы** — изучение некоторых схем включения операционного усилителя для обработки аналоговых сигналов; определение характеристик и параметров инвертирующего и неинвертирующего усилителей, сумматора и простейших активных фильтров.

#### 6.1 Основные положения

Аналоговые схемы на операционных усилителях (ОУ) называют *линейными*, что обусловлено использованием при их работе линейного участка передаточной характеристики ОУ. С учетом этого условия, а также благодаря высоким качественным показателям ОУ на его основе создаются высокоточные устройства обработки и преобразования аналоговых сигналов (сумматоры, интеграторы, дифференциаторы, логарифматоры, умножители сигналов и т.д.). В данной работе для исследований выбраны простейшие схемы включения ОУ с использованием отрицательной обратной связи.

## 6.1.1 Инвертирующий усилитель

Схема инвертирующего усилителя приведена на рис.6.1. С выхода ОУ через резистор R2 подается сигнал параллельной отрицательной обратной связи по напряжению на инвертирующий вход. На этот же вход подается через резистор R1 входной сигнал  $U_{ex}$ . Неинвертирующий вход за-

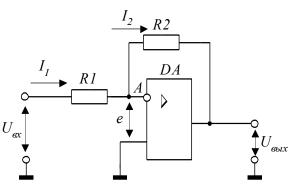


Рисунок 6.1. Схема инвертирующего усилителя

При анализе схем на ОУ обычно считают его идеальным, который имеет коэффициент усиления  $K_{oy} \rightarrow \infty$  и входное сопротивление  $R_{ex.oy} \rightarrow \infty$ . Это означает, что входы ОУ не потребляют тока. Кроме того, потенциал суммирующей точки A на входе ОУ,

равный  $e = -U_{_{6blx}} / K_{_{OV}}$ , при  $K_{oy} \rightarrow \infty$  будет стремиться к нулю  $(e \rightarrow 0)$ .

С учетом приведенных допущений можно записать выражения для токов усилителя

$$I_1 = \frac{U_{ex}}{R_1}, I_2 = -\frac{U_{ebbx}}{R_2},$$
 (6.1)

землен.

где знак «—» для тока  $I_2$  связан с инвертированием входного сигнала.

Так как входы ОУ не потребляют тока, то имеем равенство токов  $I_1 = I_2$  и с учетом (6.1) получаем выражение для коэффициента усиления инвертирующего усилителя

$$K_u = \frac{U_{gax}}{U_{gx}} = -\frac{R_2}{R_1}.$$
 (6.2)

Знак «—» указывает, что полярности входного и выходного напряжений противоположны.

Так как входным током схемы  $I_{ex}$  является ток  $I_1$ , то при условии e=0 входным сопротивлением усилителя является величина резистора R1:

$$R_{\rm ex} = \frac{U_{\rm ex}}{I_{\rm 1}} = R_{\rm 1}. \tag{6.3}$$

Таким образом, за счет введения глубокой отрицательной обратной связи повышена стабильность коэффициента усиления, который определяется только отношением сопротивлений резисторов  $R_2/R_1$ . При этом также расширяется линейная область передаточной характеристики за счет снижения искажений в области больших сигналов, а также уменьшается выходное сопротивление усилителя [2,3].

## 6.1.2 Неинвертирующий усилитель

Схема неинвертирующего усилителя приведена на рис.6.2. Входной

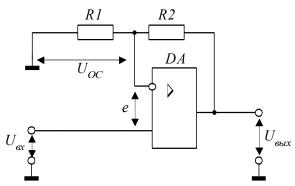


Рисунок 6.2. Схема неинвертирующего усилителя

сигнал  $U_{ex}$  подается на неинвертирующий вход ОУ. С выхода ОУ напряжение обратной связи  $U_{oc}$  через делитель из резисторов R1, R2 подается на инвертирующий вход. В данном случае на входах ОУ действует входное напряжение  $U_{ex}$  и напряжение  $U_{oc}$ , что соответствует последовательной отрицательной обратной связи по напряжению.

Выражение коэффициента

усиления данной схемы можно получить, используя допущения об идеальности ОУ. При этом сигнал на входах ОУ равен  $e=U_{ex}-U_{oc}=0$ , откуда получаем равенство

$$U_{ex} = U_{oc} = U_{gaix} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$
 (6.4)

Из (6.4) получаем коэффициент усиления неинвертирующего усилителя по напряжению

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{ex}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$
 (6.5)

Преимущества данного усилителя аналогичны схеме инвертирующего усилителя. Дополнительным преимуществом является очень высокое значение входного сопротивления, которое больше собственного значения  $R_{sxOV}$  за счет наличия обратной связи [2].

## 6.1.3 Инвертирующий сумматор и интегратор

Современными областями применения ОУ являются решающая аналоговая схемотехника, связанная с измерениями, обработкой и преобразованием сигналов информации. В таких структурах часто используются различные пассивные элементы, включаемые в цепь отрицательной обратной связи ОУ. Рассмотрим два примера на сумматоре и интеграторе.

На рис.6.3,а приведена схема инвертирующего сумматора на три входных сигнала. Схема собрана на базе инвертирующего усилителя и анализируется с учетом допущения использования идеального ОУ, т.е. входные токи ОУ равны нулю, а потенциал суммирующей точки A на входе ОУ равен e=0.

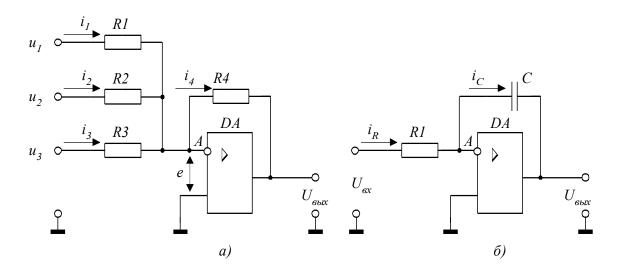


Рисунок. 6.3 - Инвертирующий сумматор на ОУ (a) и инвертирующий интегратор на ОУ (б)

На основании этого можно записать равенство для токов в схеме сумматора:

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_4. (6.6)$$

Используя соотношения (6.1) для инвертирующего усилителя в п.6.1.1, определяем токи в сумматоре:

$$i_1 = \frac{U_1}{R_1}, i_2 = \frac{U_2}{R_2}, i_3 = \frac{U_3}{R_3}, i_4 = -\frac{U_{\text{вых}}}{R_4}.$$
(6.7)

На основании (6.6) и (6.7) получаем значение выходного напряжения сумматора

$$U_{\text{\tiny GbIX}} = -R_4 \left( \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right). \tag{6.8}$$

Из (6.8) видно, что усиления по каждому входу можно независимо устанавливать, меняя сопротивление соответствующего входного резистора. При  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$  выходное напряжение будет равно сумме входных напряжений с обратным знаком

$$U_{\text{GDLX}} = -(U_1 + U_2 + U_3). \tag{6.9}$$

На примере сумматора можно проследить не только его возможности суммирования нескольких входных напряжений, подаваемых относительно общей заземленности точки, но также и их масштабирование. Это является большим преимуществом, так как решает проблему связи отдельных устройств между собой.

Частным примером можно назвать *масштабный усилитель*, выполненный на рассмотренных выше инвертирующем и неинвертирующем включении ОУ. Назначение такого усилителя состоит в изменении масштаба (уровня) выходного напряжения посредством умножения входного сигнала на некоторый коэффициент. Так, для инвертирующего усилителя из (6.2) следует, что уровень выходного напряжения

$$U_{\text{\tiny GbLX}} = -\frac{R_2}{R_1} U_{\text{\tiny GX}},$$

т.е. определяется весовым коэффициентом соотношения  $R_2/R_1$ .

На рис.6.3,б приведен инвертирующий интегратор, который получают заменой резистора в обратной связи инвертирующего (масштабного) усилителя конденсатором С. С учетом принятых выше допущений имеем  $i_R = i_C = U_{ex}/R$ . Напряжение на выходе интегратора при этом имеет вид

$$U_{_{6bix}} = -\frac{1}{C} \int_{c}^{t} i_{c} dt = -\frac{1}{RC} \int_{c}^{t} U_{_{6x}} dt . \tag{6.10}$$

Для ознакомления с другими типовыми включениями ОУ в аналоговые схемы используйте литературу [1,5,6].

## 6.1.4 Активные фильтры на ОУ

Активными фильтрами принято называть схемы, состоящие из резисторов, конденсаторов и операционных усилителей в качестве активных элементов. За счет высокого входного сопротивления ОУ (единицы МГОм), его коэффициента усиления  $(10^4-10^6)$  и малого выходного сопротивления (десятки Ом) удалось резко повысить качественные показатели активных фильтров при совместном применении с пассивными RC-цепями.

Различают фильтры нижних частот, верхних частот и полосовые фильтры. Основные параметры фильтров можно определить по амплитудно-частотным характеристикам (AЧX). Основными параметрами фильтров нижних и верхних частот являются коэффициент передачи в полосе пропускания  $K_0$ , частота среза  $f_c$ , соответствующая уровню  $0,707K_0$ , а также наклон АЧX в полосе ограничения и неравномерность в полосе пропускания. Для полосовых фильтров параметрами являются коэффициент передачи  $K_0$  на частоте резонанса  $f_0$  и добротность  $Q = f_0 / \Delta f$ , где  $\Delta f$  - полоса пропускания на уровне  $0,707K_0$  (рис.6.5,6).

В активных фильтрах частотно-зависимые RC-цепи могут включаться раздельно на входе ОУ, в цепь обратной связи, либо совместно. На рис.6.4 приведены простейшие схемы активных фильтров нижних и высоких частот и их амплитудно-частотные характеристики (АЧХ).

Приведенные схемы являются фильтрами *первого порядка* и имеют наклон AЧX в полосе ограничения 20 дБ/дек.

При объединении фильтров нижних и высоких частот (рис.6.4,а,в) можно получить полосовой фильтр, приведенный на рис.6.5,а.

Приведем расчетные соотношения для рассмотренных активных фильтров [5]. Частота среза для фильтра нижних частот

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_2},\tag{6.11}$$

для фильтра высоких частот

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1},\tag{6.12}$$

Резонансная частота полосового фильтра

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \ . \tag{6.13}$$

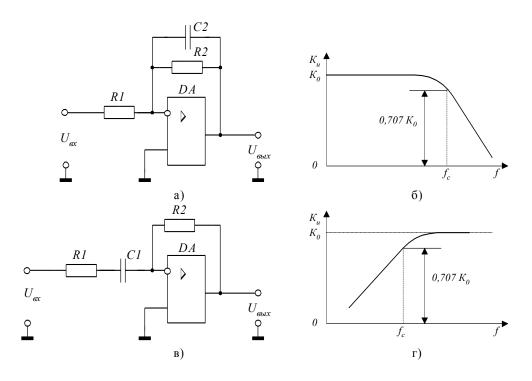


Рисунок 6.4 - Фильтр нижних частот (а) и его АЧХ (б); фильтр высоких частот (в) и его АЧХ (г)

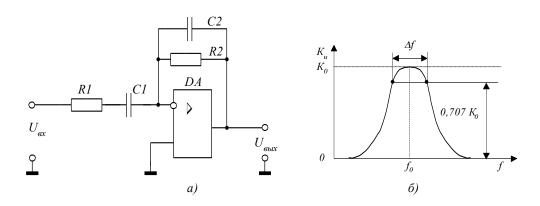


Рисунок 6.5. Активный полосовой фильтр (а) и его АЧХ (б)

Коэффициенты передачи в полосе пропускания для фильтров нижних и верхних частот

$$K_0 = \frac{R_2}{R_1},\tag{6.14}$$

для полосового фильтра

$$K_0 = 0.5 \frac{R_2}{R_1}, \tag{6.15}$$

#### 6.2 Описание схем эксперимента

В работе исследуются несколько аналоговых схем на операционных усилителях (ОУ). На рис.6.6,а приведена схема неинвертирующего усилителя с делителем R1, R2 в цепи отрицательной обратной связи. На рис.6.6,6 приведена схема инвертирующего сумматора на два входа. При замыкании ключа S1 происходит изменение коэффициента усиления сумматора. Данная схема предназначена также для исследования инвертирующего усилителя с использованием только одного входа сумматора.

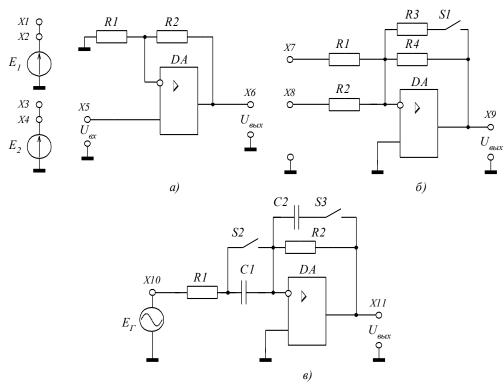


Рисунок 6.6 - Схемы неинвертирующего усилителя (а):  $R_1$ =10 кОм,  $R_2$ =20 кОм; инвертирующего сумматора (б):  $R_1$ = $R_2$ =10 кОм,  $R_3$ = $R_4$ =50 кОм; активного фильтра (в):  $R_1$ = $R_2$ =6,8 кОм,  $C_1$ = $C_2$ =0,022 мкФ

Входные сигналы для обеих схем задаются от источников  $E_1$  и  $E_2$ , которые устанавливаются с помощью ручек « $E_1$ » и « $E_2$ ».

На рис.6.6,в приведена схема активного фильтра на ОУ, на которой с помощью коммутации ключей S2 и S3 можно реализовать три вида фильтров. Так, при разомкнутых ключах имеем фильтр верхних частот, при замыкании ключа S3 получаем полосовой фильтр, а при замыкании ключей S2 и S3 - фильтр нижних частот. Частота входного сигнала задается переключателем «к $\Gamma$ ц( $\alpha$ )» и изменяется по амплитуде ручкой «E<sub>г</sub>».

Приведенные схемы имеют такое же изображение на накладной панели стенда с указанием номеров контрольных точек (соответственно рис.1, рис.2 и рис.3).

## 6.3 Порядок выполнения работы

Перед началом экспериментов подготовьте стенд к работе в соответствии с указаниями данной инструкции.

## 6.3.1 Исследование неинвертирующего усилителя

Снять передаточную характеристику усилителя  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ . Соединить перемычкой гнезда X2 и X5 и изменить входное напряжение ручкой « $E_1$ » от максимального отрицательного до максимального положительного значения. Фиксировать входное и выходное напряжения на гнездах X1 и X6 с помощью цифрового вольтметра. Данные измерений занести в табл.6.1.

Таблица 6.1

$U_{ex}$ , B			
$U_{e\omega x}$ , B			

## 6.3.2 Исследование инвертирующего усилителя

6.3.2.1 Снять передаточную характеристику  $U_{\rm вых} = f(U_{\rm ex})$ . Соединить перемычкой гнезда X2 и X7 и изменять входное напряжение ручкой « $E_1$ » от максимального отрицательного до максимального положительного значения. Фиксировать входное и выходное напряжения на гнездах X1 и X9. Данные измерений занести в табл.6.2.

Таблица 6.2

$U_{ex}$ , B			
$U_{e\omega x}$ , B			

Нажать кнопку S1 и повторить измерения.

## 6.3.3 Исследование инвертирующего сумматора (рис.6.6,б)

Исследовать суммирование напряжений  $U_1$  и  $U_2$ , которые подаются через резисторы R1 и R2 на инвертирующий вход ОУ. Соединить перемычками гнезда X2 и X7, X4 и X8, подключив источники  $E_1$  и  $E_2$  к входам сумматора. Измерить выходное напряжение сумматора  $U_{\rm вых}$  (X9) для трех вариантов входных сигналов:

$$U_1 = +1B$$
,  $U_2 = +0.5B$ ;  $U_1 = +1B$ ,  $U_2 = -2B$ ;

$$U_1 = +2B$$
,  $U_2 = -3B$ .

## 6.3.4 Исследование активных фильтров на ОУ

6.3.4.1. Снять амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) фильтра нижних частот первого порядка. Кнопки S2 и S3 нажаты. Характеристика снимается путем измерения напряжения  $U_{\rm Gblx}$  (Х11) при  $E_{\rm c}$ =3 В (Х10), которое поддерживается постоянным с помощью ручки « $E_{\rm r}$ » при изменении частоты от 0,08 до 20 кГц переключателем «кГц( $\alpha$ )». Данные измерений занести в табл.6.3.

Таблица 6.3

$f$ , к $\Gamma$ ц	0,08					20
$U_{eыx}$ ,В						

- 6.3.4.2 Снять АЧХ фильтра верхних частот первого порядка. Кнопки S1 и S2 отжаты. Порядок снятия характеристики производится в соответствии с п.6.3.4.1.
- 6.3.4.3 Снять АЧХ для полосового фильтра. Кнопка S2 отжата, кнопка S3 нажата. Порядок снятия характеристики производится в соответствии с п.6.3.4.1.

## 6.4 Обработка результатов эксперимента и оформление отчета

- 6.4.1 По данным построить передаточную характеристику неинвертирующего усилителя. Для линейного участка передаточной характеристики определить коэффициент усиления  $K_u$  и сравнить с расчетным значением, используя формулу (6.5) раздела 6.1 ( $R_1$ =10 кОм,  $R_2$ = 20 кОм)
- 6.4.2 По данным п.6.3.2 построить на одном графике передаточные характеристики инвертирующего усилителя. Для линейных участков передаточных характеристик определить коэффициенты усиления и сравнить с расчетным значением, используя формулу (6.2) раздела 6.1 ( $R_I$ =10 кОм,  $R_3$ = $R_4$ = 50 кОм).
- 6.4.3 По данным п.6.4.3 построить АЧХ фильтра нижних частот и полосового фильтра. Характеристики строить в полулогарифмическом масштабе, откладывая на оси частот не f, a  $\lg f$ .

Определить экспериментально и расчетным путем коэффициенты передачи  $K_0$  в полосе пропускания и частоты среза  $f_c$  фильтров нижних и верхних частот, а также резонансную частоту полосового фильтра  $f_0$ .

Для расчетных значений использовать формулу раздела 6.1.4  $(R_1 = R_2 = 6.8 \text{ кОм}, C_1 = C_2 = 0.022 \text{ мк}\Phi).$ 

Отчет о выполненной работе должен содержать: цель работы, принципиальную схему эксперимента, таблицы, графики и результаты расчетов с их кратким анализом.

## Вопросы для самопроверки

- 1 Что понимают под идеальным ОУ?
- 2 Приведите и опишите схему инвертирующего усилителя.
- 3 Приведите и опишите схему неинвертирующего усилителя.
- 4 Дайте сравнение инвертирующего и неинвертирующего усилителей по входному сопротивлению и коэффициенту усиления.
- 5 Как нужно изменить сопротивления резисторов сумматора, чтобы: увеличить в 4 раза коэффициенты передачи одновременно по двум входам;

уменьшить в 2 раза коэффициент передачи только по одному входу.

- 6 Приведите схему и по ней объясните вид АЧХ фильтра нижних частот первого порядка.
- 7 Приведите схему и по ней объясните вид АЧХ фильтра верхних частот первого порядка.
  - 8 Приведите схему и по ней объясните вид АЧХ полосового фильтра.
  - 9 Дайте определение частоте среза и полосе пропускания.
- 10 От каких элементов зависит коэффициент пропускания фильтров нижних и верхних частот.
  - 11 Дайте определение добротности полосового фильтра.

# **ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 7**ИМПУЛЬСНЫЕ СХЕМЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

**Цель работы** - изучение принципа работы компаратора и триггера Шмитта на операционном усилителе; исследование и определение параметров схем мультивибратора, одновибратора и генератора треугольных импульсов на основе операционного усилителя.

#### 7.1 Основные положения

Операционные усилители (ОУ) широко используются во многих устройствах импульсной и цифровой техники. Их применение обусловлено возможностью получения более высоких качественных параметров устройств по сравнению со схемами на транзисторах. В данной работе рассматриваются простейшие типовые включения операционного усилителя в импульсных схемах.

## 7.1.1 Компаратор и триггер Шмитта на ОУ

Компаратором называется устройство, предназначенное для сравнения мгновенных значений двух аналоговых сигналов напряжений. Компаратор изменяет полярность выходного напряжения, когда уровни непрерывно изменяющихся входных сигналов становятся равными. Использование ОУ в качестве компараторов обусловлено их большим коэффициентом усиления. Так, при  $K_{OV}=10^4$  уже при разности сравниваемых напряжений  $\pm 1$  мВ на выходе ОУ будет выходное напряжение  $\pm 10$  В, т.е. переключение компаратора из одного насыщенного состояния в другое определяется коэффициентом усиления ОУ.

На рис.7.1 изображена схема простейшего компаратора на ОУ для сравнения напряжений одного знака и его передаточная характеристика. При  $E_1 < E_2$  напряжение на выходе ОУ положительно  $U_{\rm sbix}$ , при  $E_1 > E_2$  — отрицательно  $U_{\rm sbix}$ .

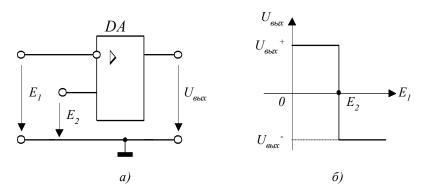


Рисунок 7.1 - Схема компаратора для сравнения напряжения одного знака (a) и его передаточная характеристика (б)

Переключение компаратора из одного уровня в другой после сравнения сигналов происходит не мгновенно, а с некоторым запаздыванием, определяемым временем нарастания выходного сигнала и зависит от частотных характеристик ОУ. Компараторы выпускаются в виде специальных микросхем, которые отличаются от обычных ОУ работой в нелинейном режиме с меньшими фронтами переключения и повышенной точностью сравнения входных сигналов.

Наряду с простейшей схемой компаратора находит широкое применение схема компаратора с цепью положительной обратной связи. *Триггером Шмитта* на ОУ называется схема компаратора с положительной обратной связью и имеющая *гистерезисную* передаточную характеристику, в которой уровни переключения не совпадают с условием обычного компаратора ( $E_1$ = $E_2$ ). Наличие положительной обратной связи позволяет сократить время переключения компаратора, а также расширяет его функциональные возможности. На рис.7.2 приведена схема и передаточная характеристика *инвертирующего* триггера Шмитта.

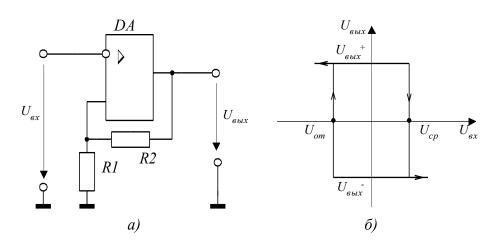


Рисунок 7.2 - Схема (a) и передаточная характеристика (б) инвертирующего триггера Шмитта

Входной сигнал подается на инвертирующий вход ОУ, а цепь положительной обратной связи подается с делителя R1 и R2 на неинвертирующий вход ОУ. На рис.7.2,б построена передаточная характеристика, которая объясняет работу данного устройства при реакции на входной сигнал  $U_{ex}$ . Если к инвертирующему входу ОУ приложено достаточно большое отрицательное напряжение  $U_{ex}$ , то выходное напряжение триггера Шмитта равно  $U_{ebix}$ . При этом напряжение на неинвертирующем входе ОУ равно напряжению срабатывания

$$U_{cp} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ebix}^+. \tag{7.1}$$

При повышении входного напряжения  $U_{\it ex}$  величина выходного напряжения вначале не меняется. Однако, в момент, когда  $U_{\it ex} = U_{\it cp}$  выходное напряжение за счет действия положительной обратной связи изменяется скачком до  $U_{\it ebix}^-$ , а напряжение на неинвертирующем входе до напряжения отпускания

$$U_{om} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ebix}^{-}. \tag{7.2}$$

При дальнейшем увеличении  $U_{ex}$  выходное напряжение не изменяется. Если теперь уменьшить  $U_{ex}$ , то выходное напряжение изменится скачком при  $U_{ex}=U_{om}$  до значения  $U_{ebix}^+$ . Гистерезис передаточной характеристики определяется соотношением сопротивлений резисторов R1 и R2.

На рис.7.3 приведена схема и передаточная характеристика *неинвер- тирующего* триггера Шмитта на ОУ. В отличие от схемы инвертирующего триггера Шмитта в данной схеме входной сигнал подается на неинвертирующий вход ОУ через резистор R1, а положительная обратная связь осуществляется через резистор R2.

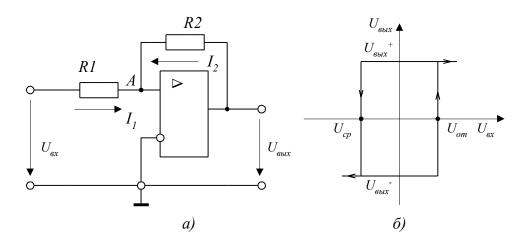


Рисунок 7.3 - Схема (a) и передаточная характеристика (б) неинвертирующего триггера Шмитта

Работу данного триггера можно пояснить с помощью передаточной характеристики (рис.7.3,6). При приложении ко входу этой схемы большого положительного напряжения  $U_{ex}$  выходное напряжение триггера равно  $U_{eblx}^+$ . На неинвертирующем входе ОУ в точке А осуществляется сравнение двух токов — входного тока  $I_1$  и тока цепи обратной связи  $I_2$  (рис.7.3,а). В момент равенства  $I_1 = I_2$  вступает в действие положительная обратная связь, и триггер переходит в противоположное устойчивое состояние с выходным напряжением  $U_{eblx}^-$ . Такой момент наступает при отрицательном значении напряжения срабатывания на входе ОУ. Его величину можно

определить, приравняв потенциал точки A нулю для случая идеального ОУ. Тогда получаем  $I=U_{\rm ex}$  /  $R_1$ ,  $I_2=-U_{\rm sbix}^+$  /  $R_2^-$  и выражение для напряжения срабатывания триггера

$$U_{cp} = -\frac{R_1}{R_2} U_{\text{вых}}^+ \,. \tag{7.3}$$

Аналогично можно показать, что при смене полярности входного сигнала напряжение отпускания триггера будет равно

$$U_{om} = \frac{R_1}{R_2} U_{ebix}^-. (7.4)$$

Схемы триггера Шмитта на ОУ широко используются для формирования прямоугольных импульсов из периодических синусоидальных сигналов, а также являются основой различных импульсных генераторов. Ниже рассматриваются три типовые схемы включения ОУ для формирования импульсных сигналов.

## 7.1.2 Мультивибратор на ОУ

Мультивибратором называется генератор прямоугольных импульсов, принцип работы которого основан на периодическом заряде и разряде конденсатора. Такой процесс называют релаксационным. Схемы мультивибраторов разнообразны и по элементной базе и по способам построения.

На рис.7.4,а приведена типовая схема мультивибратора на ОУ, выполненного на основе инвертирующего триггера Шмитта.

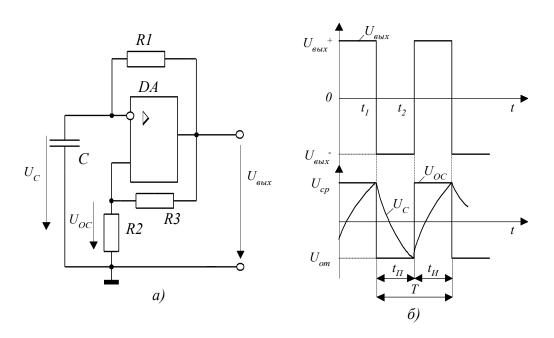


Рисунок 7.4 - Схема (а) и временные диаграммы (б) мультивибратора на ОУ

Схема мультивибратора имеет положительную обратную связь по неинвертирующему входу через делитель R2 и R3 и отрицательную обратную связь по инвертирующему входу через цепочку R1C.

Автоколебательный режим работы мультивибратора создается благодаря наличию времязадающей цепи R1C, которая определяет существования в схеме двух временно устойчивых состояний Рассмотрим работу мультивибратора по временным диаграммам рис. 7.4, б. Пусть напряжение на выходе ОУ равно  $U_{_{6bx}}^{^{+}}$ . При этом на неинвертирующем входе ОУ устанавливается напряжение обратной связи  $U_{oc}$ , равное напряжению срабатывания триггера Шмитта  $U_{cp} = \gamma U_{sыx}^+$ , где  $\gamma = R_2 / R_2 + R_3$ . Наличие на выходе ОУ положительного напряжения  $U_{\it flux}^+$  обуславливает процесс заряда конденсатора С через резистор R1 соответствующей полярности. В момент, когда экспоненциально изменяющееся напряжение на инвертирующем входе ОУ достигает напряжения  $\gamma U_{gax}^+$  на неинвертирующем входе, т.е. порога срабатывания триггера, схема переключается и ее выходное напряжение скачком принимает отрицательное значение  $U_{\scriptscriptstyle \it RMX}^-$ . С момента  $t_1$  начинается перезаряд конденсатора и потенциал на инвертирующем входе ОУ начинает изменяться в противоположную сторону, пока не достигает другого порогового значения  $U_{om} = \gamma U_{sux}^-$ . Схема переключается в первоначальное состояние и т.д.

Данная схема генерирует двухполярные прямоугольные импульсы, у которых длительность импульса  $t_u$  и длительность паузы  $t_n$  равны, т.е. скважность импульса равна двум. Это можно объяснить из временных диаграмм при условии, что  $\left|U_{\mathit{вых}}^+\right| = \left|U_{\mathit{выx}}^-\right|$ . Период следования импульсов определяется из соотношения [1]

$$T = 2R_1 C \ln \left( 1 + \frac{2R_2}{R_3} \right). \tag{7.5}$$

# 7.1.3 Одновибратор на ОУ

Одновибратор предназначен для формирования прямоугольного импульса требуемой длительности при подаче на его вход короткого запускающего импульса. Схема одновибратора построена на основе рассмотренной схемы мультивибратора, в которой имеется два временно устойчивых состояния. Однако, в отличие от мультивибратора, одно состояние является устойчивым, а другое состояние – временно устойчивым. Одновибратор называют часто ждущим мультивибратором. Устойчивое состояние схемы характеризует исходный режим работы одновибратора.

Неустойчивое состояние наступает с приходом входного запускающего импульса.

На рис.7.5 приведена простейшая схема одновибратора на одном ОУ и временные диаграммы его работы.

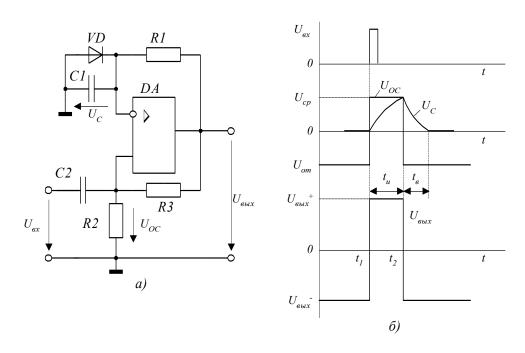


Рисунок 7.5 - Схема (а) и временные диаграммы (б) одновибратора на ОУ

В схеме одновибратора для создания ждущего режима работы параллельно конденсатору С1 включен диод VD (рис.7.5,а).

В исходном состоянии напряжение на выходе одновибратора равно  $U_{\rm sbix}^-$ , что определяет напряжение на неинвертирующем входе ОУ, равным  $U_{\rm oc}=U_{\rm OT}=\gamma U_{\rm sbix}^-$ , где  $\gamma=R_2/R_2+R_3$ . Напряжение на инвертирующем входе равно падению напряжения на открытом диоде, т.е. близко к нулю (рис.7.5,б).

В момент времени  $t_I$  на вход одновибратора поступает короткий положительный импульс с амплитудой  $U_{\it ex} > \gamma U_{\it gbix}^-$ . При этом условии триггер Шмитта скачком переходит в противоположное состояние  $U_{\it ep}^+$ , а на неинвертирующем входе устанавливается напряжение  $U_{\it cp} = \gamma U_{\it gbix}^+$ . Положительное выходное напряжение ОУ запирает диод и конденсатор С1 начинает заряжаться через резистор R1. В момент  $t_2$ , когда  $U_{\it c} = \gamma U_{\it gbix}^+$ , происходит обратное переключение триггера Шмитта. С этого момента начинается этап восстановления одновибратора в исходное состояние, в течение которого конденсатор С1 разряжается через резистор R1. В момент, когда напряжение на конденсаторе  $U_{\it c}$  становится примерно равным

нулю, открывается диод VD и дальнейшего изменения  $U_c$  не происходит. Длительность импульса одновибратора [1]

$$t_u = R_1 C_1 \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right). {(7.6)}$$

Время восстановления одновибратора

$$t_{e} = R_{1}C_{1} \ln \frac{2R_{2} + R_{3}}{R_{2} + R_{3}}.$$
 (7.7)

Через время  $t_{6}$  одновибратор готов к приему следующего импульса.

## 7.1.4 Генератор треугольных импульсов на ОУ

На рис.7.6,а приведена схема генератора импульсов на двух операционных усилителях. Схема состоит из интегратора DA1 и неинвертирующего триггера Шмитта DA2. На выходе DA1 формируется треугольное напряжение  $U_1$ , а на выходе DA2 - прямоугольные двухполярные импульсы  $U_2$  (рис.7.6,6).

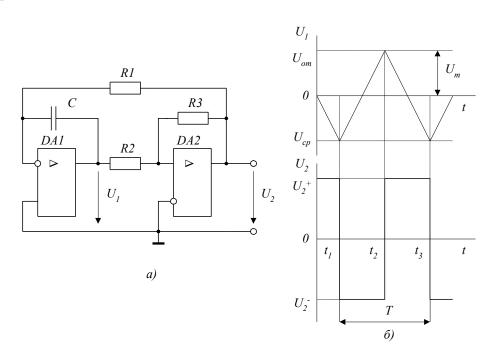


Рисунок 7.6 - Схема (a) и временные диаграммы (б) генератора треугольных импульсов на ОУ

Выходной сигнал триггера Шмитта, который принимает одно из двух возможных состояний с уровнем выходного напряжения  $U_2^+$  или  $U_2^-$ , передается на вход интегратора через резистор R1. Так как уровни напряжений триггера Шмитта постоянны, то на выходе интегратора будет линейно изменяться в соответствующем направлении напряжение, которое в

свою очередь поступает на вход триггера и вызывает его переключение. В соответствии с п.7.1.1 пороги срабатывания  $U_{cp}$  и отпускания  $U_{om}$  триггера определяются соотношением резисторов R2 и R3 в данной схеме.

Работу генератора можно пояснить с помощью временных диаграмм рис.7.6,б. Пусть на выходе триггера Шмитта установилось положительное напряжение  $U_2^+$ . Этот сигнал поступает на интегратор и приводит к снижению его напряжения  $U_1$  в отрицательную область с постоянной времени  $R_1C$ . В момент  $t_1$  напряжение на выходе интегратора сравнивается с

напряжением срабатывания триггера  $U_1 = U_{cp} = \frac{R_2}{R_3} U_2^-$  и триггер перехо-

дит в противоположное состояние с выходным напряжением  $U_2^-$ . В интервале

 $t_1-t_2$  напряжение на выходе интегратора линейно нарастает в противопо-

ложную сторону, пока не достигнет порога отпускания 
$$U_1 = U_{OT} = \frac{R_2}{R_3} U_2^-$$
.

Далее процессы периодически повторяются. За счет действия положительной обратной связи в триггере Шмитта переключение его имеет лавинообразный характер, что определяет хорошую форму прямоугольных импульсов.

Период выходных импульсов генератора определяется из соотношения [7]

$$T = \frac{4R_1 R_2 C}{R_3},\tag{7.8}$$

а амплитуда треугольных импульсов равна порогам переключения триггера Шмитта

$$U_{m} = \frac{R_{2}}{R_{3}}U_{2}^{+} = \frac{R_{2}}{R_{3}}U_{2}^{-}.$$
 (7.9)

При допущении  $\left|U_{2}^{-}\right|=\left|U_{2}^{+}\right|$  генератор формирует симметричные импульсы со скважиной равной двум.

## 7.2 Описание схем эксперимента

В работе исследуются некоторые импульсные схемы на операционных усилителях (ОУ), общим для которых является применение компаратора.

На рис.7.7,а приведена схема компаратора на ОУ. Входные сигналы  $E_1$  и  $E_2$  подаются на входы ОУ через резисторы R1 и R2. При замыкании ключа S1 обычный компаратор преобразуется в триггер Шмитта.

На рис.7.7,6 приведена схема мультивибратора на ОУ, в которой частоту генерируемых импульсов можно изменять путем увеличения емкости времязадающего конденсатора (ключ S2 замкнут). При замыкании ключа S3 мультивибратор преобразуется в одновибратор. Входные импульсы подаются на одновибратор от источника  $E_{\epsilon}$ .

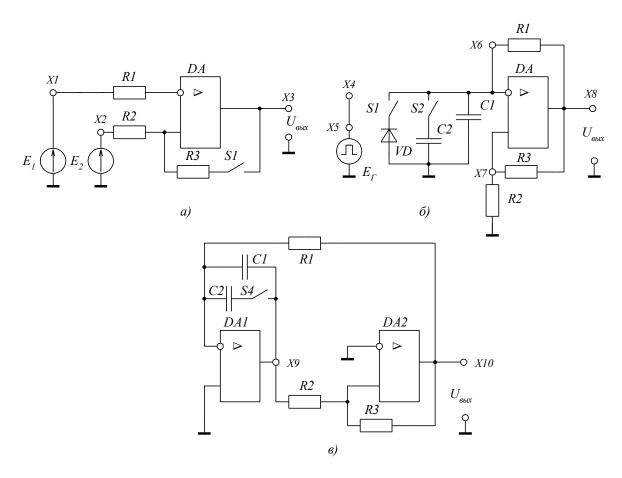


Рисунок 7.7 - Схема компаратора (а):  $R_1 = R_2 = 20$  кОм,  $R_3 = 62$  кОм; мультивибратора (б):  $R_1 = 10$  кОм,  $R_2 = 1$  кОм,  $R_3 = 3$  кОм,  $C_1 = C_2 = 0.047$  мкФ; и генератора треугольного напряжения (в)  $R_1 = R_3 = 16$  кОм,  $R_2 = 10$  кОм,  $C_1 = C_2 = 0.022$  мкФ на ОУ

На рис.7.7,в приведена схема генератора треугольных импульсов, в которой ключ S4 служит для изменения емкости конденсатора интегратора.

Приведенные схемы имеют такое же изображение на накладной панели стенда с указанием номеров контрольных точек.

# 7.3 Порядок выполнения работы

Перед началом экспериментов подготовьте стенд к работе в соответствии с указаниями данной инструкции. Обратите внимание на использование коммутатора стенда при снятии нескольких осциллограмм одновременно.

#### 7.3.1 Исследование компаратора и тригтера Шмитта на ОУ

7.3.1.1 Снять передаточную характеристику компаратора  $U_{\text{вых}} = f(E_1)$  при фиксированном значении напряжения  $E_2$  на втором входе (кнопка S1 отжата). Регулировка входных сигналов осуществляется ручками « $E_1$ » и « $E_2$ ». Измерения входных и выходных напряжений производится с соответствующих гнезд X1, X2 и X3.

Снятие характеристики произвести при трех значениях напряжения  $E_2$ : 0B, +1 B, -2 B. Медленно изменяя ручкой « $E_1$ » напряжение в обе стороны от фиксированного значения  $E_2$ , наблюдать ступенчатое изменение выходного напряжения компаратора со сменой полярности. Для наглядности выходное напряжение компаратора можно наблюдать по осциллографу. Данные измерений оформить в виде таблиц.

7.3.1.2 Определить порог срабатывания  $U_p$  и порог отпускания  $U_{om}$  триггера Шмитта при фиксированных значениях опорного напряжения  $E_2$ . Нажать кнопку S1.

Установить напряжение  $E_2$ =0. Ручку « $E_1$ » установить в крайнее левое положение и зафиксировать максимальное значение  $U_{выx}$ = $U^+$ . Медленно увеличивая напряжение  $E_1$  в сторону положительных значений, зафиксировать момент переключения триггера в противоположное состояние с отрицательным напряжением  $U_{выx}$ = $U^-$ . Зафиксировать с учетом знака напряжение  $E_1$ , соответствующее порогу срабатывания  $U_{cp}$ , а также значение  $U^-$ . Затем, медленно уменьшая напряжение  $E_1$ , зафиксировать момент переключения триггера в противоположное состояние с напряжением  $U_{выx}$ = $U^+$ . Измерить напряжение  $E_1$ , соответствующее порогу отпускания  $U_{om}$ .

Установить опорное напряжение  $E_2$ =+2В и повторить измерения данного пункта, имея в виду, что напряжения  $U^+$  и  $U^-$  не изменяются и их повторно измерять не следует.

## 7.3.2 Исследование мультивибратора на ОУ

- 7.3.2.1 Снять осциллограммы в контрольных точках схемы мультивибратора. Соединить перемычками гнезда «Y1(I)» и X8, «Y2» и X6, «Y3(II)» и X7. Осциллографирование трех временных диаграмм произвести с использованием коммутатора стенда.
- 7.3.2.2 Измерить с помощью осциллографа период колебаний  $T_1$  мультивибратора. Затем нажать кнопку S2 и зафиксировать новое значение периода колебаний  $T_2$ .

## 7.3.3 Исследование одновибратора на ОУ

7.3.3.1 Нажать кнопку S3 и перевести мультивибратор в ждущий режим. Зафиксировать значение  $U_{\rm sbix}$  с учетом знака, соответствующее исходному состоянию одновибратора.

Подать на вход схемы запускающие импульсы от источника  $E_{\epsilon}$ , соединив перемычкой гнезда X5 и X7. Снять осциллограммы в контрольных точках X4, X6 и X8 аналогично п.7.3.2.1. Обратить внимание, что в точке X4(X7) форма узких входных импульсов искажена ступеньками, которые обусловлены влиянием скачкообразного падения напряжения на резисторе R2, возникающем при срабатывании одновибратора.

7.3.3.2 Измерить с помощью осциллографа длительность положительных импульсов  $t_{u1}$  одновибратора. Нажать кнопку S2 и зафиксировать длительность импульсов  $t_{u2}$ .

#### 7.3.4 Исследование генератора треугольного напряжения

- 7.3.4.1 Снять осциллограммы в контрольных точках X9 и X10, используя коммутатор стенда.
- 7.3.4.2 Измерить с помощью осциллографа период колебаний  $T_1$  генератора. Затем нажать кнопку S4 и зафиксировать период колебаний  $T_2$ .

# 7.4 Обработка результатов эксперимента и оформление отчета

- 7.4.1 По данным п.7.3.1.1 построить передаточные характеристики компаратора и дать их сравнительную характеристику.
- 7.4.2 По данным п.7.3.1.2 построить передаточные характеристики триггера Шмитта при  $E_2$ =0 и  $E_2$ =+2В. Определить расчетные значения порога срабатывания и порога отпускания из соотношений

$$U_{cp} = E_2 + \gamma (U^+ - E_2),$$
  
 $U_{OT} = E_2 + \gamma (U^- - E_2),$   
 $\gamma = R_2 / (R_2 + R_3),$   
 $R_2 = 2\kappa O_M, R_3 = 62\kappa O_M.$ 

где

- 7.4.3 Определить расчетные значения периода колебаний мультивибратора по формуле (7.5) раздела 7.1 и сравнить с экспериментальными значениями  $T_1$  и  $T_2$  п.7.3.2.2 ( $R_1$ =10кОм,  $R_2$ =1кОм,  $R_3$ =3кОм,  $C_1$ = $C_2$ =0,047мкФ).
- 7.4.4 Определить расчетные значения длительности импульсов одновибратора по формуле (7.6) раздела 7.1 и сравнить с экспериментальными значениями  $t_{u1}$  и  $t_{u2}$  п.7.3.3.2.
- 7.4.5 Определить расчетные значения периода колебаний генератора треугольного напряжения по формуле (7.8) раздела 7.1 и сравнить с экспериментальными значениями  $T_1$  и  $T_2$  п.7.3.4.2 ( $R_1$ =16кОм,  $R_2$ =10кОм,  $R_3$ =16кОм,  $C_1$ = $C_2$ =0,022мкФ).

Отчет о выполненной работе должен содержать: цель работы, принципиальные схемы эксперимента, таблицы, графики осциллограммы и результаты расчетов.

#### Вопросы для самопроверки

- 1 Объясните вид передаточной характеристики компаратора. Постройте данную характеристику при  $E_2$ =+5B.
- 2 Опишите схему триггера Шмитта и объясните вид его передаточной характеристики.
- 3 Как можно увеличить порог срабатывания и отпускания триггера Шмитта?
- 4 Поясните, чем отличается неинвертирующий триггер Шмитта от инвертирующего.
  - 5 Объясните принцип работы мультивибратора на ОУ.
- 6 Поясните с помощью временных диаграмм, как изменится частота мультивибратора при увеличении резистора R2.
  - 7 Объясните принцип работы одновибратора на ОУ.
- 8 Поясните, как можно уменьшить длительность импульса одновибратора, используя только резисторы R2 и R3.
  - 9 Объясните принцип работы генератора треугольного напряжения.
- 10 Поясните, с помощью каких элементов можно увеличить амплитуду треугольных импульсов генератора.

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 8 ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

**Цель работы** - ознакомление с принципом работы мультивибратора на биполярных транзисторах и определение его параметров; изучение принципа работы мультивибратора, одновибратора и генератора прямо-угольных импульсов на основе логических интегральных микросхем.

#### 8.1 Основные положения

Импульсные устройства широко используются в системах управления и автоматики для формирования импульсных сигналов с заданными параметрами (амплитуда, длительность импульсов, частота и т.д.). Такие устройства могут строиться на биполярных или полевых транзисторах и используются в специальной аппаратуре, где предъявляются повышенные требования к значениям напряжений и токов формируемых импульсов. Схемы генераторов на логических микросхемах широко используются в различного рода цифровой аппаратуре в силу их удобства сопряжения с другими интегральными элементами. В данной работе рассматриваются четыре простейшие схемы импульсных устройств.

## 8.1.1 Мультивибратор на биполярных транзисторах

Мультивибратор предназначен для генерирования прямоугольных импульсов.

На рис.8.1,а приведен симметричный мультивибратор на биполярных транзисторах, в котором все элементы в обоих плечах схемы попарно равны, т.е.  $C_1 = C_2$ ,  $R_{k1} = R_{k2}$ ,  $R_1 = R_2$ . Схема мультивибратора состоит из двух усилительных каскадов, охваченных перекрестной положительной обратной связью через конденсаторы C1 и C2.

При подключении источника питания  $E_{\kappa}$  оба транзистора начинают открываться. Однако, за счет разброса параметров транзисторов и при наличии положительной обратной связи такое состояние является неустойчивым и мультивибратор переходит в одно из временно устойчивых состояний, когда один транзистор закрывается, а другой переходит в режим насыщения.

Принцип работы мультивибратора основан на поочередной заряде и разряде конденсаторов с одновременной сменой состояний транзисторов. Рассмотрим работу мультивибратора по временным диаграммам (рис.8.1,б).

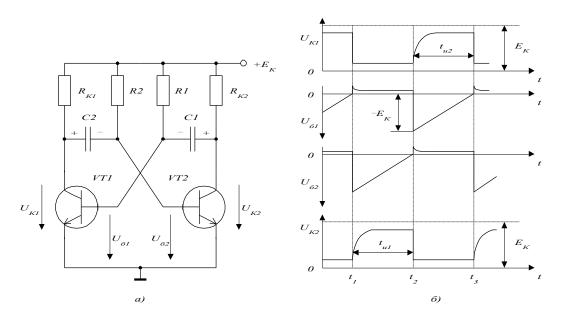


Рисунок 8.1 - Схема (a) и временные диаграммы (б) мультивибратора на биполярных транзисторах

Предположим, что в данный момент времени транзистор VT1 закрылся, а транзистор VT2 открылся и находится в насыщении. При этом конденсатор C2 начинает быстро заряжаться от источника  $E_{\kappa}$  через резистор  $R_{kl}$  и переход база-эмиттер насыщенного транзистора VT2. Одновременно с этим конденсатор C1, подключенный к коллектору VT2, начинает разряжаться через источник  $E_{\kappa}$ , резистор R1 и открытый транзистор. В первый момент напряжение на базе VT1 равно  $U_{0,l} = U_{0,l} = -E_{\kappa}$  за счет подключения C1 через открытый VT2 параллельно переходу база-эмиттер транзистора VT1. По мере разряда конденсатора C1 отрицательное напряжение на базе VT1, удерживающее его в закрытом состоянии, уменьшается. В момент времени  $t_1$   $U_{61}=U_{c1}=0$ , что вызывает отпирание транзистора VT1 и быстрое уменьшение напряжения на его коллекторе. Этот отрицательный перепад напряжения через конденсатор С2 передается на базу транзистора VT2 и частично закрывает его, отчего происходит уменьшение коллекторного тока и возрастание напряжения  $U_{k2}$ . Возникший положительный перепад напряжения передается через конденсатор С1 на базу транзистора VT1 и еще больше открывает его и т.д. Процесс переключения протекает лавинообразно, в результате чего транзистор VT1 открывается и переходит в насыщение, а транзистор VT2 закрывается. Такой процесс называется опрокидыванием (регенерацией) мультивибратора.

В интервале  $t_1$ - $t_2$  теперь уже конденсатор C1 оказался подключенным к закрытому транзистору VT2 и начинает заряжаться от источника  $E_{\kappa}$  через резистор  $R_{kl}$  и переход база-эмиттер насыщенного транзистора VT1, а конденсатор C2 разряжается через источник  $E_{\kappa}$ , резистор R2 и открытый транзистор VT1, поддерживая транзистор VT2 в закрытом состоянии. В

момент  $t_2$   $U_{62}=U_{c2}=0$  и транзистор VT2 открывается, а VT1 начнет закрываться, а далее весь цикл работы повторяется.

Таким образом, переходя из одного временно устойчивого состояния равновесия в другое, мультивибратор формирует импульсы почти прямоугольной формы. Следует обратить внимание на то, что положительная обратная связь вступает только во время регенерации, т.е. при переключении транзисторов, которые оказываются в этот момент в активном режиме.

Период генерируемых колебаний определяется цепями разряда конденсаторов C1 и C2 [1,2]

$$T = t_{u1} + t_{u2} = 1,4RC, (8.1)$$

где  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ .

Длительность переднего фронта импульсов зависит от времени заряда конденсатора

$$t_{d} \approx 3R_k C, \tag{8.2}$$

где  $R_{k1}=R_{k2}=R_k$ .

#### 8.1.2 Мультивибратор на логических элементах И-НЕ

На рис.8.2,а приведена схема симметричного мультивибратора на двух элементах типа 2И-НЕ. Входы элементов закорочены, т.к. они используются в виде инверторов. По аналогии с мультивибратором на транзисторах здесь также используется перекрестная положительная обратная связь между входами и выходами элементов. Резисторы R1, R2 и конденсаторы C1, C2 являются времязадающими элементами мультивибратора. Диоды VD1 и VD2 служат для улучшения формы импульсов.

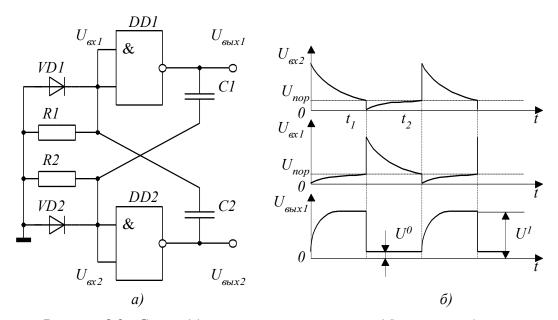


Рисунок 8.2 - Схема (a) и временные диаграммы (б) мультивибратора на элементах И-НЕ

При запирании логического элемента DD1 конденсатор C2 заряжается через его выходное сопротивление и резистор R2. При этом напряжение на его обкладках увеличивается, а напряжение  $U_{6x2}$ , действующее на резисторе R2 за счет зарядного тока этого конденсатора, уменьшается (рис.8.2,б). Элемент DD2 находится в открытом состоянии, пока  $U_{6x2} > U_{nop}$ , где  $U_{nop}$  — пороговое напряжение, соответствующее отпиранию логических элементов.

Одновременно конденсатор C1 разряжается через выходное сопротивление элемента DD2 и диод VD1, который обеспечивает быстрый разряд этого конденсатора. В момент  $t_I$  напряжение  $U_{ex2} = U_{nop}$ , что приводит к запиранию DD2 и открыванию DD1, на выходе которого устанавливается низкий уровень  $U_{ebtxI} = U^o$ . При этом происходит лавинообразный процесс опрокидывания мультивибратора, в результате которого режимы работы элементов DD1 и DD2 меняются. С этого момента начинается заряд конденсатора C1 и разряд конденсатора C2 и т.д.

Выходные импульсы элемента DD2 сдвинуты на полпериода относительно импульсов DD1. Период колебаний определяется постоянными цепей разряда времязадающих конденсаторов C1 и C2.

#### 8.1.3 Одновибратор на логических элементах И-НЕ

На рис.8.3,а изображена схема одновибратора на двух элементах 2И-HE, которая имеет одну времязадающую цепочку RC с диодом VD. На один из входов элемента DD1 подаются импульсы запуска  $U_{3an}$ . Процессы генерирования импульсов в одновибраторе аналогичны процессам в мультивибраторе.

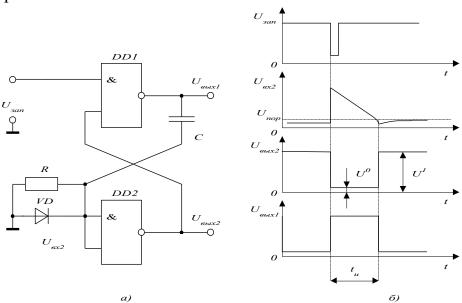


Рисунок 8.3 - Схема (а) и временные диаграммы (б) одновибратора на элементах И-НЕ

В исходном состоянии устойчивого равновесия логический элемент DD2 закрыт и  $U_{вых}$  равно уровню логической единицы  $U^I$ . Такое состояние элемента обеспечивается подключением к его входу резистора R малой величины, чтобы обеспечить выполнение условия  $U_{ex2} < U_{nop}$ . Тогда, при наличии на входе элемента DD1 двух высоких уровней напряжения  $U_{заn}$  и  $U_{вых2}$ , на выходе этого элемента создается низкий уровень напряжения логического нуля  $U_{выx} = U^0$ . При этом конденсатор C разряжен.

При подаче в момент  $t_1$  на вход запускающего импульса элемент DD1 переходит в состояние логической единицы, когда  $U_{\text{вых}1} = U^1$ . Этот положительный скачок напряжения передается через конденсатор С на вход элемента DD2, который переходит в состояние логического нуля на выходе  $U_{\text{вых}2} = U^0$ .

После момента времени  $t_1$  конденсатор С заряжается по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau = RC$ , а напряжение  $U_{6blx2}$  уменьшается с той же постоянной времени. В момент времени  $t_2$ , когда  $U_{6x2} = U_{nop}$ , происходит обратное переключение DD1 и DD2 и одновибратор возвращается в исходное состояние. Диод VD служит для быстрого разряда конденсатора при восстановлении исходного состояния.

## 8.1.4 Генератор импульсов на элементах НЕ

При построении мультивибраторов на основе логических элементов микросхем для стабилизации режима работы по постоянному току используется отрицательная обратная связь через резистор времязадающей цепи, а положительная обратная связь осуществляется через конденсатор. Такие схемы эквивалентны мультивибратору на ОУ. Логический элемент — это усилитель с большим коэффициентом усиления, имеющий два значения логического уровня напряжения:  $U^o$  - уровень логического нуля,  $U^l$  - уровень логической единицы.

На рис.8.4 приведена схема мультивибратора на трех элементах НЕ (инверторах). Резистор R реализует общую отрицательную обратную связь в контуре из трех инверторов. Емкостная обратная связь охватывает два инвертора и тем самым реализует положительную обратную связь. Для возникновения в схеме генерации глубина положительной обратной связи должна быть больше, что достигается определенным выбором резистора R.

Пусть в интервале времени 0 -  $t_1$  на выходе DD1 установился потенциал высокого уровня  $U_1 = U^1$ , чему соответствуют потенциалы  $U_2 = U^0$  на выходе DD2 и  $U_3 = U^1$  на выходе DD3. Конденсатор С заряжается по цепи через выходное сопротивление DD3, резистор R и выходное сопротивление DD2. При этом входное напряжение  $U_{ex1}$  элемента DD1 нарастает и в момент  $t_1$ , когда  $U_{ex1} = U_{nop}$ , начинается переключение DD1, которое влечет за собой переключения DD2. *Регенеративный процесс* опрокидывания завершается установлением уровней  $U_1 = U^0$ ,  $U_2 = U^1$  и  $U_3 = U^0$ .

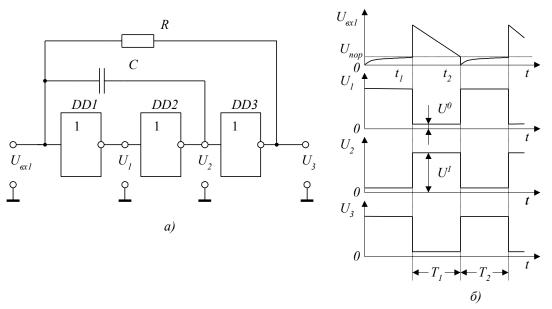


Рисунок 8.4 - Схема (а) и временные диаграммы (б) мультивибратора на элементах НЕ

В интервале  $t_1 - t_2 = T$  конденсатор С *перезаряжается* через выходное сопротивление DD2, резистор R и выходное сопротивление DD3. По мере перезаряда конденсатора С напряжение  $U_{ex1}$  экспоненциально убывает. Когда  $U_{ex1} = U_{nop}$ , переключается DD1 и в результате регенеративного процесса мультивибратор переходит во временно устойчивое состояние на интервале  $t_2$ , которое было рассмотрено выше.

## 8.2 Описание схем эксперимента

В работе исследуются четыре схемы генераторов прямоугольных импульсов, приведенные на рис.8.5.

На рис.8.5,а приведена схема мультивибратора на биполярных транзисторах. Ключи S1 и S2 служат для подключения в схему конденсаторов C1 и C3. При замыкании только одного ключа получаем схему несимметричного мультивибратора.

На рис.8.5,6 приведена схема симметричного мультивибратора на элементах И-НЕ. На рис.8.5,в приведена схема заторможенного мультивибратора (одновибратора) на элементах И-НЕ. Запуск схемы осуществляется от генератора импульсов  $E_{\epsilon}$ . На рис.8.5,г приведена схема генератора импульсов на элементах НЕ.

Приведенные схемы имеют такое же изображение на накладной панели стенда с указанием номеров контрольных точек X1-X12.

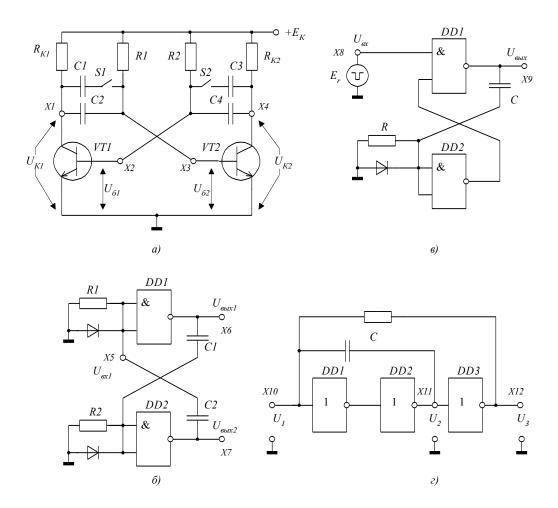


Рисунок 8.5 - Схемы мультивибратора на биполярных транзисторах (а):  $R_1 = R_2 = 10$  кОм,  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 0,022$  мкФ; мультивибратора на элементах И-НЕ (б):  $R_1 = R_2 = 1$  кОм,  $C_1 = C_2 = 0,47$  мкФ; одновибратора на элементах И-НЕ (в):  $R_1 = 560$  Ом,  $C_1 = 0,22$  мкФ; генератора импульсов на элементах НЕ: R = 390 Ом, C = 0,22 мкФ

## 8.3 Порядок выполнения работы

Перед началом экспериментов подготовьте стенд к работе в соответствии с указаниями данной инструкции. Обратите внимание на использование коммутатора стенда при снятии нескольких осциллограмм одновременно.

# 8.3.1 Исследование мультивибратора на транзисторах

- 8.3.1.1 Снять осциллограммы в контрольных точках схемы мультивибратора. Соединить перемычками гнезда «Y1(I)» и X1, «Y2» и X2, «Y3(II)» и X4, «Y4» и X3. Осциллографирование четырех временных диаграмм произвести с использованием коммутатора стенда.
- 8.3.1.2 Измерить с помощью осциллографа период колебаний  $T_1$  мультивибратора. Нажать кнопки S1 и S2 и зафиксировать новое значение периода колебаний  $T_2$ .

Отжать кнопку S1 и снять осциллограммы для случая несимметричного мультивибратора в соответствии с п.8.3.1.1.

#### 8.3.2 Исследование мультивибратора на элементах И-НЕ

- 8.3.2.1 Снять осциллограммы в контрольных точках схемы мультивибратора X5, X6 и X7, используя указания п.8.3.1.1.
- 8.3.2.2 Измерить с помощью осциллографа период колебаний мультивибратора.

## 8.3.3 Исследование одновибратора на элементах И-НЕ

Снять осциллограммы на входе (X8) и выходе (X9) одновибратора. Измерить с помощью осциллографа длительность выходного импульса одновибратора.

#### 8.3.4 Исследование генератора импульсов на элементах НЕ

Снять осциллограммы в контрольных точках схемы X10, X11 и X12 с использованием коммутатора стенда. Измерить период колебаний генератора.

# 8.4 Обработка результатов эксперимента и оформление отчета

- 8.4.1 Определить расчетные значения периода колебаний мультивибратора на транзисторах по формуле (8.1) раздела 8.1 и сравнить с экспериментальными значениями  $T_1$  и  $T_2$  п.8.3.1.2 ( $R_1=R_2=10$ кОм,  $C_1=C_2=C_3=C_4=0,022$ мкФ).
- 8.4.2 Сравнить осциллограммы мультивибратора на элементах И-НЕ, снятые в п.8.3.2.1, с временными диаграммами, приведенными на рис.8.2,б (раздел 8.1). Проанализировать форму импульсов в контрольных точках на интервале одного периода колебаний мультивибратора.
- 8.4.3 Сравнить осциллограммы одновибратора на элементах И-НЕ, снятые в п.8.3.3,, с временными диаграммами, приведенными на рис.8.3,б (раздел 8.1), и проанализировать их.
- 8.4.4 Сравнить осциллограммы генератора импульсов, снятые в п.8.3.4, с временными диаграммами, приведенными на рис.8.4,б (раздел 8.1), и проанализировать их.

Отчет о выполненной работе должен содержать: цель работы, принципиальные схемы эксперимента, осциллограммы, результаты измерений и расчетов с их кратким анализом.

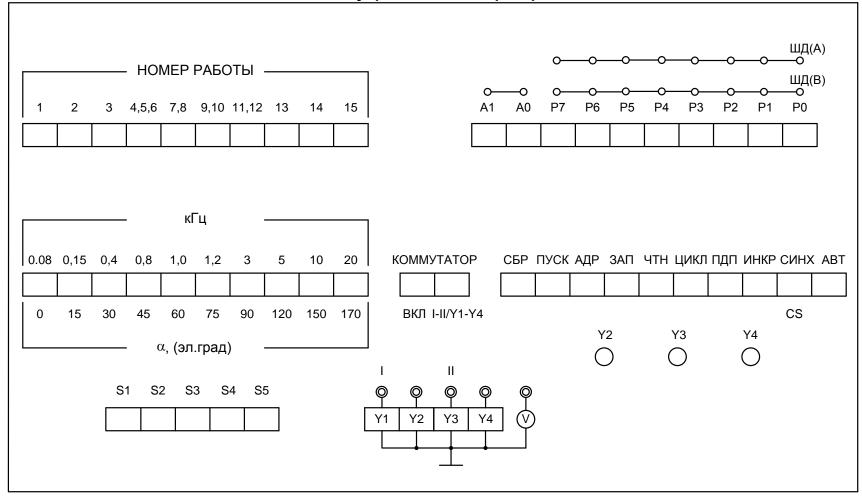
#### Вопросы для самопроверки

- 1 Объясните принцип работы мультивибратора на биполярных транзисторах.
- 2 Объясните, за счет чего в схеме мультивибратора обеспечивается открытое и закрытое состояние транзисторов.
- 3 Поясните, в какой промежуток времени в мультивибраторе действует положительная обратная связь.
- 4 Поясните по временным диаграммам работу мультивибратора на элементах И-НЕ.
- 5 Какими цепями определяется заряд и разряд конденсаторов в мультивибраторе на элементах И-НЕ.
  - 6 Какие параметры влияют на частоту импульсов мультивибратора?
- 7 Поясните по временным диаграммам работу одновибратора на элементах НЕ.
  - 8 Поясните назначение диода в одновибраторе.
  - 9 Объясните работу мультивибратора на элементах НЕ.
- 10 По каким цепям происходит заряд и разряд конденсатора в схеме мультивибратора на элементах НЕ?

## ПРИЛОЖЕНИЯ

#### ПРИЛОЖЕНИЕ А

#### Внешний вид панели управления лабораторного стенда



# СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
Описание лабораторного стенда	4
Подготовка стенда к работе	6
<b>Лабораторная работа №1</b> . Выпрямитель со сглаживающими	
фильтрами	8
<i>Лабораторная работа №2</i> . Управляемый выпрямитель	19
<b>Лабораторная работа №3</b> . Полупроводниковые стабилизаторы	30
<b>Лабораторная работа №4</b> . Усилители постоянного тока	39
<b>Лабораторная работа №5</b> . Усилительные каскады на	
транзисторах	51
<b>Лабораторная работа №6</b> . Аналоговые схемы на операционных	
усилителях	64
<b>Лабораторная работа №7</b> . Импульсные схемы на операционных	
усилителях	74
<b>Пабораторная работа</b> №8. Генераторы импульсов на транзисто-	
рах и интегральных микросхемах	86
Список рекомендованной литературы	95
Приложение А. Внешний вид панели управления лабораторного	
стенда	96