

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования

«Санкт-Петербургский государственный электротехнический

университет «ЛЭТИ» имени В.И. Ульянова (Ленина)»

(СПбГЭТУ)

---

## **АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА**

Методические указания по проведению  
лабораторных занятий

**Внутренняя рабочая версия каф. ЭПУ**

*Данный документ постоянно обновляется и совершенствуется по мере модернизации лабораторного практикума. Актуальную версию этого документа в формате PDF можно загрузить по следующей ссылке:*

[https://www.dropbox.com/s/bunsbibh43ao0gv/EPU\\_Cxt\\_Lab.zip?dl=0](https://www.dropbox.com/s/bunsbibh43ao0gv/EPU_Cxt_Lab.zip?dl=0)



Санкт-Петербург  
2019

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение .....	3
1. Ознакомление с лабораторным оборудованием .....	4
2. Пассивные RC-фильтры .....	24
3. Маломощные транзисторные усилители .....	35
4. Источники вторичного питания .....	40
5. Транзисторные ключи .....	46
6. Мультивибратор на биполярных транзисторах .....	58
7. Простейшие схемы усилителей на ОУ .....	66
8. Суммирующий и дифференциальный усилители .....	75
9. Источники тока и напряжения на ОУ .....	81
10. Активные выпрямители на ОУ .....	87
11. Активные фильтры на ОУ .....	94
12. Аналоговые компараторы и схемы на их основе .....	101
13. Генераторы синусоидальных сигналов на ОУ .....	111
14. Аналоговый широтно-импульсный модулятор .....	117
15. УМЗЧ АВ-класса с микрофонным входом .....	124

## ВВЕДЕНИЕ

Выполнение лабораторных работ по дисциплине «Аналоговая Схемотехника» преследует две цели: овладеть базовыми навыками сборки и отладки простейших макетов электронных устройств на стандартной элементной базе и научиться использовать основные инструменты специалиста, работающего с электронными приборами: мультиметр, генератор, источник питания, осциллограф.

Первая лабораторная работа посвящена исключительно изучению оборудования. В теоретической части описания этой работы приводятся краткие инструкции по работе с каждым из инструментов и содержатся ссылки на руководства по эксплуатации, изучить которые студентам рекомендуется самостоятельно и заранее.

Последующие работы связаны с исследованием электрических схем, сложность которых постепенно возрастает. Первая схема состоит всего лишь из двух компонентов и представляет собой простейший фильтр, а последние схемы весьма сложны (широотно-импульсный модулятор, усилитель мощности звуковой частоты с микрофонным входом). Все схемы студенты собирают самостоятельно при помощи специально разработанной макетной платы, монтажных проводов и опциональных дополнительных компонентов, отсутствующих на самой плате.

Общие требования к отчетам по лабораторным работам таковы:

1. К отчету должен быть приложен протокол выполнения лабораторной работы, подписанный преподавателем. Без протокола отчет по лабораторной работе недействителен. Перед составлением протокола в нем указывается дата, номер группы, имена студентов, выполнивших лабораторную работу, название работы.

2. Составляется один отчет на бригаду, выполнившую лабораторную работу. Бригады состоят из двух (максимум трех) человек.

3. На лабораторные работы, состоящие из двух частей, составляется один отчет, к которому прикладывается два протокола.

4. Отчет должен содержать исследованные электрические схемы и основные теоретические соотношения, описывающие их работу. Следует приводить только ключевые сведения и формулы; полностью перепечатывать методические указания и иную литературу нет необходимости.

5. Данные, полученные в результате исследований, должны быть перенесены из протокола выполнения работы в отчет, и представлены в обработанном виде: таблицы и осциллограммы следует оформлять аккуратно и читаемо.

6. Если для расчета массивов данных используется табличный процессор (например, MS Excel), в отчете должны быть приведены формулы, введенные в него для автоматического расчета значений.

7. Результаты в виде графиков и диаграмм (если есть) должны быть оформлены с соответствующим уровнем качества. В частности, оси должны быть подписаны с указанием размерности, диаграммы должны иметь заголовки, линии сетки, улучшающие читаемость. Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики цепей должны быть построены с логарифмической осью частоты. Значение фазы везде в отчете указывается либо в градусах в диапазоне  $(-180^\circ \dots +180^\circ)$  либо в радианах  $(-\pi \dots +\pi)$ .

8. Краткие выводы по лабораторной работе должны содержать информацию о том, соответствуют ли полученные результаты теоретическим соображениям (какие и как), при необходимости – объяснение расхождений результатов наблюдений с теорией.

**Перед тем, как приступать к выполнению лабораторных работ, начиная со второй, следует самостоятельно и внимательно ознакомиться с главой 1.2 настоящих методических указаний. Лабораторная работа №1 дает лишь краткий обзор используемого оборудования и стенда.**

# **1. ОЗНАКОМЛЕНИЕ С ЛАБОРАТОРНЫМ ОБОРУДОВАНИЕМ**

## **1.1. Краткое описание лабораторной работы**

1. В лабораторной работе устанавливаются различные параметры выходного сигнала лабораторного генератора, блока питания.
2. Напряжение, поступающее на стенд с блока питания, измеряется при помощи мультиметра.
3. Параметры сигналов, поступающих с лабораторного генератора, измеряются при помощи осциллографа.
4. К источнику питания и к лабораторному генератору подключается индикаторный светодиод с токоограничительным резистором, номинал которого рассчитывается.
5. Составление отчета по лабораторной работе не требуется, защита отчета по лабораторной работе не проводится.

## **1.2. Общие сведения о лабораторном стенде и контрольно-измерительном оборудовании**

Данная глава содержит краткое описание оборудования, с которым работает студент, выполняющий лабораторные работы по дисциплине «Аналоговая схемотехника». Глава не заменяет собой руководства пользователя по контрольно-измерительному оборудованию лаборатории, а лишь дает краткую справку по использованию наиболее востребованных функций.

### 1.2.1. Стенд для сборки электрических схем

#### 1.2.1.1. Описание стенда

Стенд для сборки электрических схем был разработан на каф. ЭПУ СПбГЭТУ «ЛЭТИ» и не является серийным изделием какого-либо производителя электронных изделий. Дополнительной документации на стенд, за исключением настоящих методических указаний, не существует.

Стенд представляет собой стандартную двухстороннюю печатную плату из стеклотекстолита с установленными на ней электронными компонентами. Верхний слой печатной платы, обращенный к экспериментатору, практически лишен металлизации. В нижнем слое платы присутствуют проводники, подключающие интегральные микросхемы стенда к источнику питания. Все остальные соединения студенту предлагается выполнить самостоятельно.

Внешний вид стенда показан на Рис. 1.

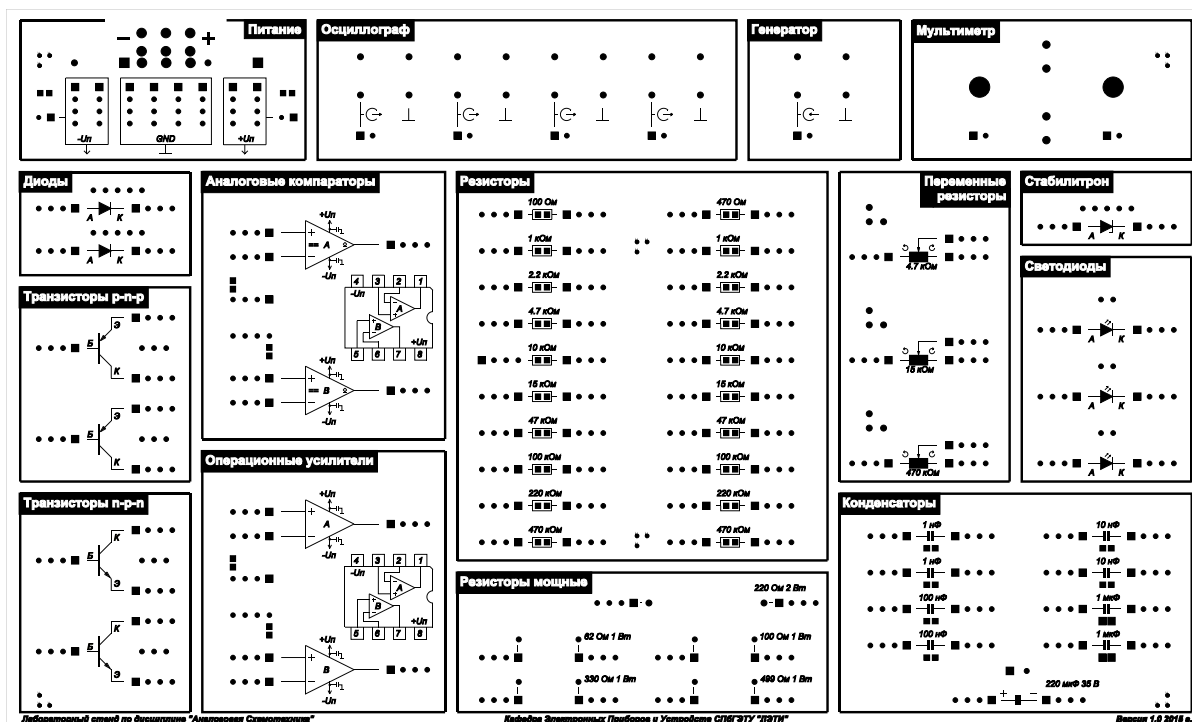


Рис. 1. Внешний вид стенда для выполнения лабораторных работ

Стенд разделен на ряд блоков, названия которых подписаны в рамках сверху.

**Блок «Питание»** содержит точки подключения кабеля питания. Из стенда выходит кабель с тремя проводниками разных цветов, подключенных к группам штырьковых разъемов, подписанных как  $+U_{\text{П}}$ ,  $GND$ ,  $-U_{\text{П}}$ . Внешний вид блока показан на Рис. 2.

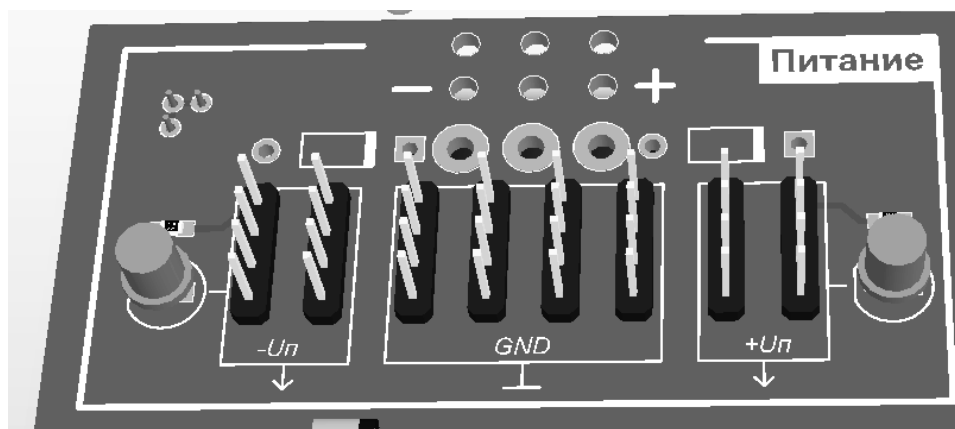


Рис. 2. Блок «Питание»

Для сборки различных схем необходимо подключать те или иные выводы компонентов к цепям, в том числе, к цепям питания. Для таких подключений используются штырьковые разъемы и **монтажные провода** с ответными частями для этих разъемов.

Лабораторный стенд комплектуется монтажными проводами двух стандартных длин – 30 см и 15 см.

Помимо вводного кабеля питания и штырьковых разъемов цепей  $+U_{\text{П}}$ ,  $GND$ ,  $-U_{\text{П}}$ , блок «Питание» содержит два индикаторных светодиода с токоограничительными резисторами, каждый из которых показывает наличие питания той или иной полярности. Для защиты от неверной полярности подключения стенда к лабораторному источнику питания в блоке содержатся два кремниевых диода, блокирующих протекание токов в случае ошибки. В этой связи напряжения, присутствующие в цепях  $+U_{\text{П}}$  и  $-U_{\text{П}}$  оказываются меньше входных напряжений приблизительно на 0.7 В.

Максимальные рекомендованные значения напряжений питания для стенда составляют  $\pm 15$  В.

**Блок «Осциллограф»** (см. Рис. 3) содержит контакты для подключения щупов осциллографа, всего 4 пары. Контакт для подключения входа осциллографа соединен с двухпозиционным штырьковым разъемом, который должен быть соединен при помощи провода к точке схемы, с которой снимается осциллограмма. Контакт для подключения «земли» каждого щупа осциллографа соединен с цепью «GND» стенда на самой плате.

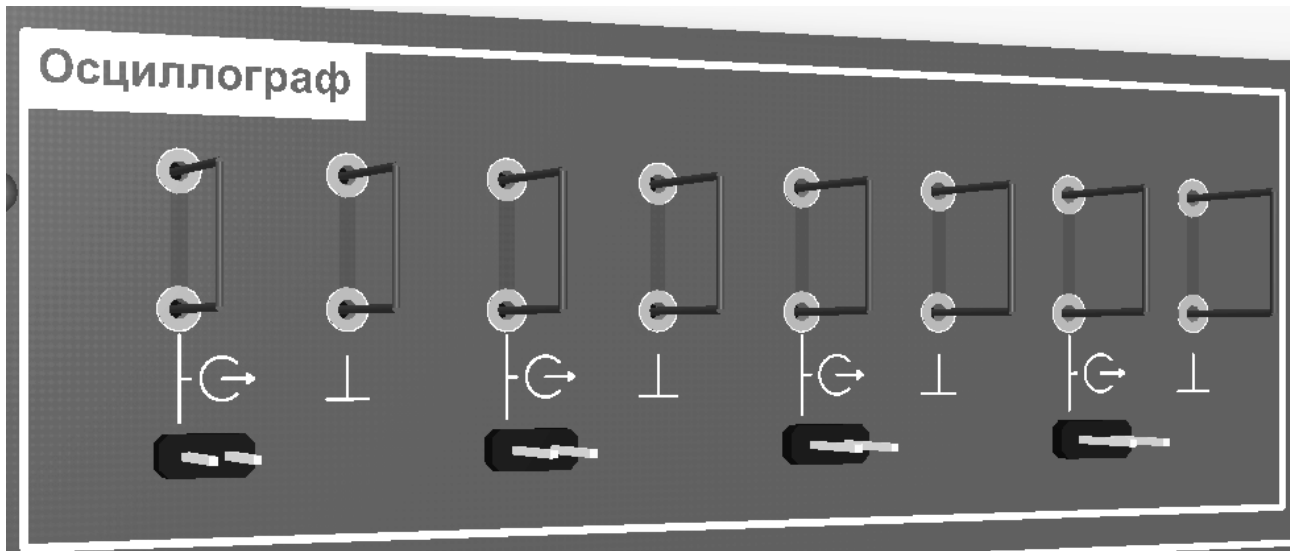


Рис. 3. Блок «Осциллограф»

**Блок «Генератор»** полностью аналогичен блоку «Осциллограф» и содержит всего одну пару контактов для подключения лабораторного генератора специальных сигналов. Аналогично, контакт для подключения «земли» генератора уже соединен с «землей» платы и не требует использования монтажного провода.

**Блок «Мультиметр»** аналогичен блокам «Осциллограф» и «Генератор» и предназначен для подключения к узлам схемы мультиметра, что полезно в случаях, когда в лабораторной работе требуется сделать много измерений для одной и той же цепи. Этот блок требует, однако, использования монтажных проводов для подключения обоих щупов мультиметра. Мультиметр используется как в режиме вольтметра, так и в режиме амперметра. Для защиты мультиметра от неправильного подключения (см. главу 1.2.2.2) последовательно с одной из клемм, куда следует подключать щупы, установлена плавкая вставка (предохранитель) с номинальным током 0.16 А. В случае выхода из строя ее следует заменить. Проверка целостности плавкой вставки осуществляется мультиметром в режиме «прозвонки» либо в режиме измерителя сопротивления (см. главу 1.2.2.2).

**Блоки «Диоды», «Стабилитрон», «Транзисторы р-п-р», «Транзисторы п-р-п», «Светодиоды»** содержат два диода типа 1N4148, стабилитрон 2C191Ц (0.5 Вт, 9.1 В), транзисторы BC557 и BC546 соответственно. **Блок «светодиоды»** содержит три выводных светодиода различных цветов в круглом корпусе. К каждому из выводов этих компонентов подключен блок из четырех штырьковых разъемов, позволяющий подключить к каждому из выводов до четырех монтажных проводов (см. Рис. 4).

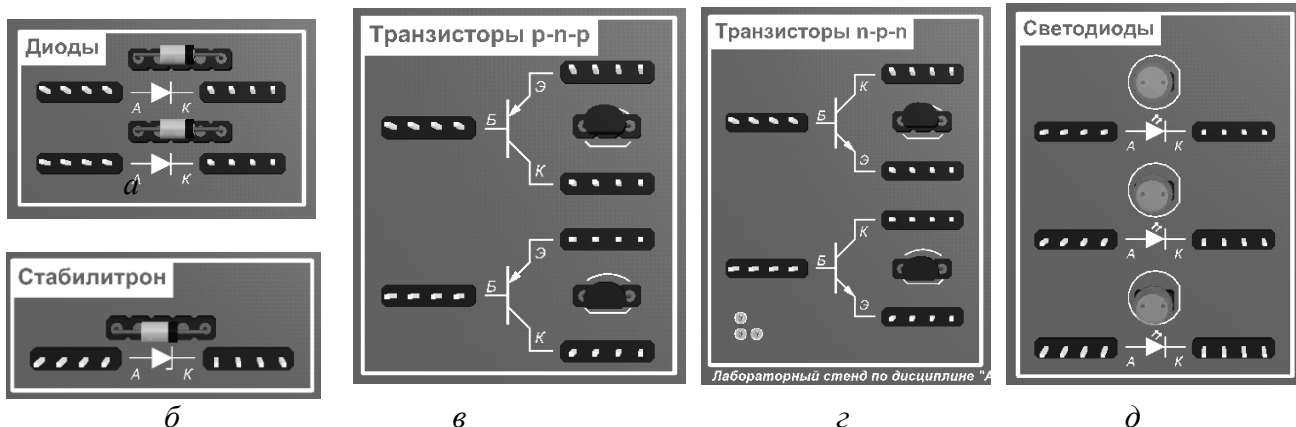


Рис. 4. Блоки «диоды» (а), «Стабилитрон» (б), «Транзисторы p-n-p» (в), «Транзисторы n-p-n» (г), «Светодиоды» (д)

Плата стенда содержит изображения элементов и надписи, позволяющие идентифицировать выводы элементов (анод, катод, эмиттер, коллектор, база).

Специфические параметры перечисленных электронных компонентов исследуются в конкретных лабораторных работах; полные перечни параметров компонентов содержатся в справочной литературе и документации, выпускаемой производителями этих компонентов. Типы светодиодов в зависимости от экземпляра стенда могут отличаться. Для любого светодиода можно принять, что падение напряжения в прямом направлении составляет порядка 2 В, а рабочий ток не должен превышать 20 мА.

**Блок «Резисторы»** (см. Рис. 5) содержит маломощные (0.0625 Вт) планарные резисторы с точностью 5%, в корпусах 0603, следующих номиналов:

1. 100 Ом – 1 шт;
2. 470 Ом – 2 шт;
3. 1 кОм – 2 шт;
4. 2.2 кОм – 2 шт;
5. 4.7 кОм – 2 шт;
6. 10 кОм – 2 шт;
7. 15 кОм – 2 шт;
8. 47 кОм – 2 шт;
9. 100 кОм – 2 шт;
10. 220 кОм – 2 шт;
11. 470 кОм – 2 шт.

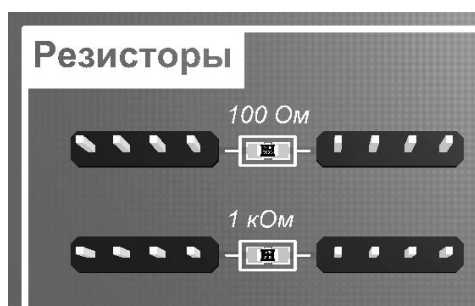


Рис. 5. Блок «Резисторы» (фрагмент)

**Блок «Резисторы мощные»** аналогичен блоку «резисторы» и содержит следующие сопротивления (по 1 шт):

1. 220 Ом, 2 Вт, 5%;
2. 62 Ом, 1 Вт, 5%;
3. 100 Ом, 1 Вт, 5%;
4. 330 Ом, 1 Вт, 5%;

5. 499 Ом, 1 Вт, 1%.

**Блок «Конденсаторы»** содержит следующие емкости:

1. 1 нФ, корпус 0603, ТКЕ X7R, 50 В – 2 шт;
2. 10 нФ, корпус 0603, ТКЕ X7R, 50 В – 2 шт;
3. 100 нФ, корпус 0603, ТКЕ X7R, 50 В – 2 шт;
4. 1 мкФ корпус 0603, ТКЕ X7R, 16 В – 2 шт;
5. 220 мкФ, электролитический, 35 В – 1 шт.

**Блок «Переменные резисторы»** содержит три потенциометра типа СП-16ВА мощностью 0.25 Вт на полное сопротивление 4.7, 15 и 470 кОм. Потенциометры подключены к трем группам по 4 штырьковых разъема и снабжены изображением, показывающим, как изменяются сопротивления между скользящим контактом и крайними выводами потенциометра при вращении движка по часовой и против часовой стрелки (см. Рис. 6)



Рис. 6. Блок «Переменные резисторы» (фрагмент)

Вращение движка осуществляется при помощи отвертки, которую можно получить у преподавателя.

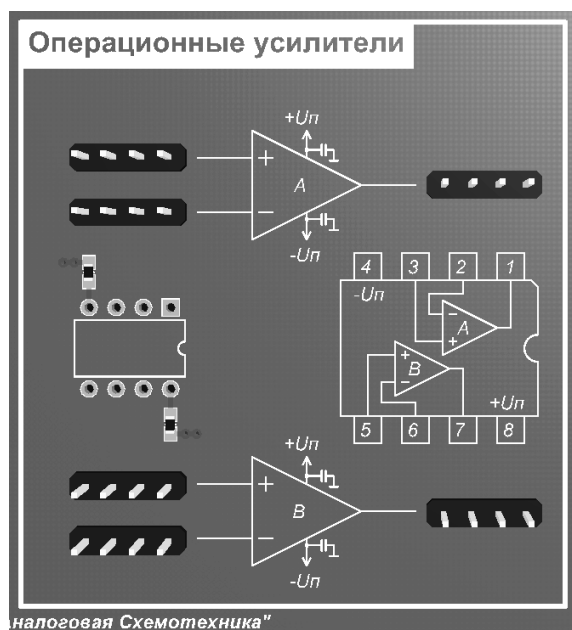


Рис. 7. Блок «Операционные усилители»

**Блок «Операционные усилители»** (см. Рис. 7) и аналогичный ему «Аналоговые компараторы» содержат двойные ОУ типа TL082 и двойные компараторы LM393 (выход – с открытым коллектором). Подробные характеристики этих интегральных микросхем указаны в справочной литературе. На плате изображена цоколевка микросхем и показано, как подключены группы из четырех штырьковых разъемов к каждому из выводов ОУ и компараторов. Цепи питания микросхем уже подключены к цепям  $+U_{п}$  и  $-U_{п}$  стенда. Микросхемы снабжены

керамическими блокировочными конденсаторами в корпусах 0603 номиналом 100 нФ, которые обеспечивают надежную работу микросхем, улучшая качество их питания. Блокировочные конденсаторы компенсируют скачки напряжения питания непосредственно на выводах микросхем, которые обычно возникают из-за ненулевых значений сопротивления и индуктивности проводников платы стенда.

Все полупроводниковые электронные компоненты установлены в цанговые панельки («кроватки»), которые обеспечивают быструю и удобную замену вышедшего из строя компонента без использования пайки.

Для выполнения конкретных лабораторных работ преподаватель выдает студентам дополнительные навесные компоненты, такие, как пьезокерамические излучатели звука и маломощные динамические головки, компактные микрофоны и т.д. Все они снабжены ответными частями штырьковых разъемов и могут быть подключены в любые узлы схемы.

#### 1.2.1.2. Рекомендации по сборке электрических схем

Перед сборкой любой схемы для снижения вероятности вывести из строя какой-либо электронный компонент рекомендуется отключить плату стенда от лабораторного блока питания, либо выключить сам лабораторный блок питания.

Перед включением питания этим следует убедиться, что напряжения, выставленные на лабораторном блоке питания, не превышают максимальных рекомендованных значений в  $\pm 15$  В. Проще всего это сделать, отрегулировав напряжения до подключения платы стенда с собранной схемой (см. главу 1.2.2.1).

Очевидно, что цепи «земля» всех четырех щупов осциллографа соединены вместе в самом осциллографе, так что, в принципе, для использования более одного канала достаточно подключить землю лишь одного щупа. Для быстрой проверки работоспособности схемы такой подход вполне уместен, однако, для получения качественных и не зашумленных осциллограмм настоятельно рекомендуется подключать к контактам «земля» зажимы типа «крокодил» всех используемых щупов осциллографа.

Как указано выше, стенд комплектуется монтажными проводами двух длин. Более длинные провода универсальны и позволяют подключить друг к другу даже выводы компонентов, расположенных на максимальном удалении друг от друга. Более коротких проводов для этого недостаточно. Тем не менее, по возможности, рекомендуется использовать более короткие провода. Это снижает суммарную длину проводников и делает собранную схему более защищенной от электромагнитных помех.

Сборку схемы можно начинать в любом порядке. Не существует единственно верного способа собрать ту или иную схему – любая схема, даже самая простая, может быть собрана по-разному. Вместе с тем, можно дать ряд практических рекомендаций, которые облегчают выполнение лабораторных работ:

1. Все выводы электронных компонентов, подключаемые к цепям  $+U_{\text{п}}$ ,  $GND$ ,  $-U_{\text{п}}$ , рекомендуется подключать отдельными проводами, идущими от вывода того или иного электронного компонента непосредственно в блок «Питание». Это снижает взаимное влияние компонентов друг на друга, а также позволяет избежать технических ошибок сборки.

2. Избегайте промежуточных соединений монтажных проводов на выводах неиспользуемых в схеме компонентов платы стенда.

3. Для цепей, куда подключается более двух выводов компонентов, всегда есть выбор, на каком из компонентов осуществить соединения, т.к. каждый вывод снабжен группой из четырех штырьковых разъемов. При равном выборе следует отдавать предпочтение группам, подключенным к выводам таких компонентов, как транзисторы или операционные усилители, а не резисторы или конденсаторы. Студент, собирающий схему, интуитивно называет такие узлы ясными и четкими именами: «коллектор, база, выход ОУ, инвертирующий вход», в отличие от

менее очевидных названий «нижняя обкладка конденсатора», «правый вывод резистора». Соответственно, вероятность ошибки при соблюдении этой рекомендации оказывается ниже.

4. Подключать компоненты, входящие в состав схем, следует по одному, полностью и не сбиваясь. Например: «подключаем резистор, задающий ток в базу между базой транзистора и цепью питания (2 провода)... подключаем коллекторный резистор между коллектором и цепью питания (2 провода)... подключаем разделительный конденсатор между базой транзистора и генератором импульсов (2 провода)».

5. Если собранная схема не работает, оцените ток потребления по амперметру, встроенному в лабораторный блок питания. Если он составляет более 0.1 А, блок питания следует выключить и искать неисправность в схеме. Исключение из этого правила составляют макеты схем усилителей мощности под нагрузкой.

6. Найти неисправность в неработающей схеме визуально, как правило, весьма и весьма затруднительно. Уместнее диагностировать состояние схемы при помощи осциллографа и мультиметра, сравнивая напряжения в узлах цепи с расчетными значениями. В случае если такой способ найти неисправность не дает быстрого результата, следует оставить попытки найти ошибку, и собрать схему заново, перед этим полностью ее разобрав. Обычно это экономит время.

7. Сколько-нибудь сложные схемы можно собирать и отлаживать по частям. Например, сначала собрать параметрический регулятор опорного напряжения на стабилитроне и проверить его, затем подключить его к схеме транзисторного источника тока.

8. Выход компонентов из строя в процессе проведения исследований – хоть и нежелательное, но весьма типичное событие, и не является большой проблемой. Лаборатория располагает достаточным количеством запасных компонентов.

9. Большая часть схем рассчитана на сборку в течение 10-15 минут. В случае если 2-3 попытки собрать и отладить схему не увенчались успехом, следует, не затрачивая больше времени, обратиться за помощью к преподавателю. Такая неудача никоим образом не указывает на низкий уровень способностей студента, но является естественной частью процесса обучения.

### 1.2.2. Контрольно-измерительное оборудование

Овладение базовыми навыками использования контрольно-измерительного оборудования является одной из важных целей, которые достигаются путем выполнения лабораторных работ по дисциплине «Аналоговая схемотехника». Студентам рекомендуется уделить этому вопросу особое внимание и самостоятельно ознакомиться с руководствами по эксплуатации используемых приборов, доступными на сайтах их производителей (см. [...], [...]).

В данной главе рассматриваются только базовые функции оборудования, непосредственно используемые в лабораторном практикуме.

#### 1.2.2.1. Лабораторный блок питания

Лабораторный блок питания типа GW Instek GPC-3060D является стабилизированным двухканальным настраиваемым линейным источником тока/напряжения (0...30 В, 6 А) с дополнительным каналом на фиксированное напряжение 5 В, 3А (см. Рис. 8).

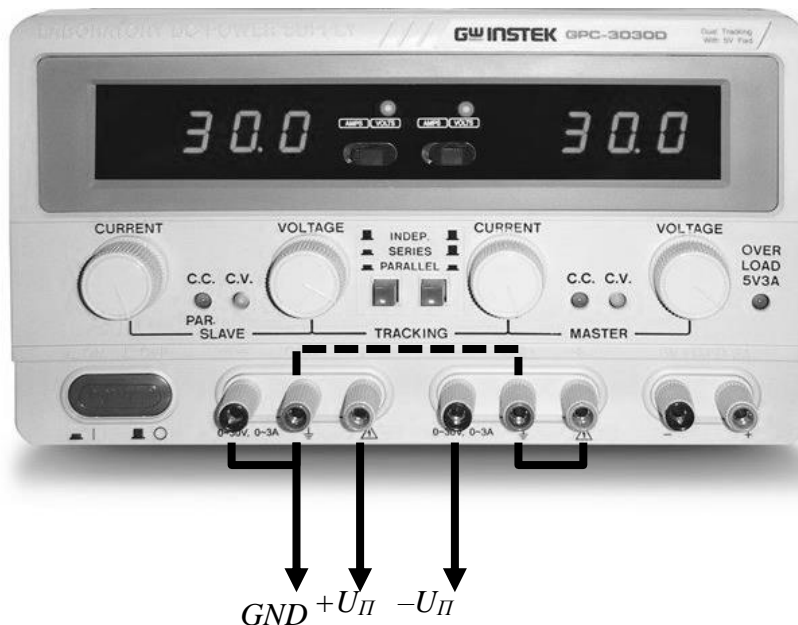


Рис. 8. Лабораторный блок питания GPC-3060D

Каждый из двух регулируемых источников тока/напряжения может находиться в одном из двух режимов – стабилизации напряжения (C.V., от англ. «Constant Voltage») и ограничения тока (C.C., от англ. «Constant Current»), работая по алгоритму «выдавать не более установленного ограничения напряжения и не более установленного ограничения тока». Режим определяется нагрузкой – при высокоомной нагрузке и на холостом ходу устанавливается режим C.V., при низкоомной и коротком замыкании – режим C.C. Работа на короткое замыкание не является аварийным режимом для блока питания и не может вывести его из строя. Текущий режим индицируется светодиодами C.C. и C.V. (см. Рис. 8).

Уровень напряжения и тока для соответствующих режимов каждого из каналов выставляется регуляторами «Ток» («Current») и «Напряжение» («Voltage»). Для того чтобы отрегулировать напряжение, необходимо, чтобы блок работал в режиме C.V. Перед работой это можно сделать, включив блок питания без нагрузки. Чтобы отрегулировать максимально допустимый ток следует, соответственно, использовать регулятор «Ток», закоротив выход блока питания. Индикаторы блока питания отображают на выбор либо текущее напряжение, либо ток. Что отображать – выбирается переключателем амперы-вольты («Amps-Volts») рядом с индикатором. Переключатели снабжены соответствующими индикаторами положения.

Каждый из регулируемых каналов имеет три клеммы для подключения нагрузки: черного цвета (слева, «минус»), красного цвета (справа, «плюс») и зеленого цвета (по центру, земля). Каждый из источников является полностью изолированным, т.е. выходы «плюс» и «минус» не имеют гальванической связи ни с каким-либо полюсом питающей сети 220 В, ни с цепью защитного заземления (корпусом прибора). Клеммы «земля» напротив, подключены к корпусу прибора и к шине защитного заземления в лаборатории.

Источники можно использовать независимо, а можно включить последовательно. Плата лабораторного стенда требует в большей части работ двуполярного питания, т.е. положительного напряжения  $+U_{\text{п}}$  и отрицательного  $-U_{\text{п}}$ , действующих относительно общей цепи GND. Для обеспечения такого режима питания проще всего при помощи перемычек прямо на клеммах блока питания соединить «минус» одного из источников с землей (корпусом), «плюс» второго также с землей (корпусом) и подключить землю (корпус) лабораторного блока питания к цепи GND платы стенда.

Дополнительный источник питания на 5 В в лабораторном практикуме совместно с другими каналами блока питания не используется. Регулировок максимального тока этот канал не имеет и лишь снабжен защитой от короткого замыкания.

Дополнительные кнопки управления «Indep./Series/Parallel» служат для специфического совместного использования регулируемых каналов и при выполнении лабораторных работ должны быть отжаты («Indep.» – режим независимой регулировки каналов).

#### 1.2.2.2. Электронный мультиметр

Мультиметр – универсальный прибор для измерения параметров электрических сигналов и двухполюсников. Мультиметр Appa-109N (см. Рис. 9) является цифровым устройством с ЖК-дисплеем, имеющим большое количество функций. Остановимся на основных функциях, которые необходимы для выполнения лабораторных работ по практикуму.



Рис. 9. Мультиметр Appa-109N

Мультиметр имеет четыре гнезда для подключения щупов:

- Общее гнездо «COM». Черный щуп мультиметра должен быть подключен к этому гнезду для проведения измерений любого типа.
- Гнездо «°C / Емкость / V /  $\Omega$  / Hz». Используется для проведения измерений, соответственно, температуры (требуется специальный щуп, в данных лабораторных работах не используется), напряжений, сопротивлений, частот.
- Гнезда «mA» и «A» используются только для измерения малых токов (до 200 mA) и больших токов (до 10 A).


**Важно:** подключать щупы мультиметра к гнездам для измерения токов при измерении напряжений категорически запрещается. При измерении тока между щупами мультиметра ручкой выбора вида измерений подключается низкоомный резистор (токовый шунт), падение напряжения на котором автоматически преобразуется в ток по закону Ома. При подключении такой схемы к каким-то узлам цепей они оказываются практически закороченными, что может привести к выходу из строя элементов схемы или плавкого предохранителя, встроенного в мультиметр. Амперметр включается в разрыв какой-либо цепи для измерения тока в ней. Рекомендуется всегда оставлять мультиметр со щупами, подключенными в гнезда «COM» и «°C / Емкость / V /  $\Omega$  / Hz».

Для измерения какой-либо величины следует правильно подключить щупы и перевести ручку выбора вида измерений в соответствующее положение. В лабораторных работах используются следующие виды измерений (см. Рис. 9):

- V – измерение больших напряжений;
- mV – измерение малых напряжений;
- $\Omega$  – измерение сопротивления;
- «Диод», «прозвонка» – проверка диода (измерение падения напряжения на переходе в прямом направлении), проверка наличия контакта между щупами (при наличии контакта звучит звуковой сигнал);
- mA – измерение малых токов;
- A – измерение больших токов;
- «Емкость» – измерение емкостей.

Для каждого вида измерений существуют режимы работы, выбираемые кратковременным нажатием на синюю (левую нижнюю) кнопку на приборе. Так, для измерения токов существует два режима – измерение постоянных токов/напряжений (DC, «direct current» символ  $\overline{\text{—}}$ ) и переменных (AC, «alternating current» символ  $\sim$ ). Последовательно нажимая на кнопку выбора режима работы, следует установить необходимый режим. Для любого сигнала можно измерять ток/напряжение как в режиме AC, так и в режиме DC, т.к. какая-то ненулевая составляющая на постоянном/переменном роде тока есть в любом сигнале. При измерениях на переменном роде тока мультиметр отображает действующее значение тока/напряжения. Как известно, для синусоидальных сигналов оно в  $\sqrt{2}$  раз меньше значения амплитуды. В большей части лабораторных работ используется режим DC, а для оценки параметров переменных составляющих напряжений используется не мультиметр, а цифровой осциллограф.

Текущий режим работы отображается на ЖК-дисплее слева от основных знакомест, показывающих результат измерений. Если результат измерений имеет вид «0.L», это значит, что измеряемая величина находится за пределами, доступными для прибора (например, разрыв между щупами при измерении сопротивлений). Ведущий ноль перед десятичным разделителем может отсутствовать.

Для увеличения срока службы элементов питания, установленных в прибор, при работе рекомендуется отключать мультиметр (положение ручки выбора вида измерений – «OFF») всегда, когда он не используется, а так же не включать, без необходимости, подсветку дисплея (левая верхняя кнопка желтого цвета). При разряде элемента питания мультиметра (на дисплее включена пиктограмма «аккумулятор» – ) следует обратиться к преподавателю.

#### 1.2.2.3. Генератор специальных сигналов

Генератор типа GW Instek GFG-3015 (см. Рис. 10) предназначен для выполнения лабораторных работ, где исследуемые схемы требуют внешнего источника сигналов. Например, генератор необходим для исследования схем усилителей на транзисторах и операционных усилителях.

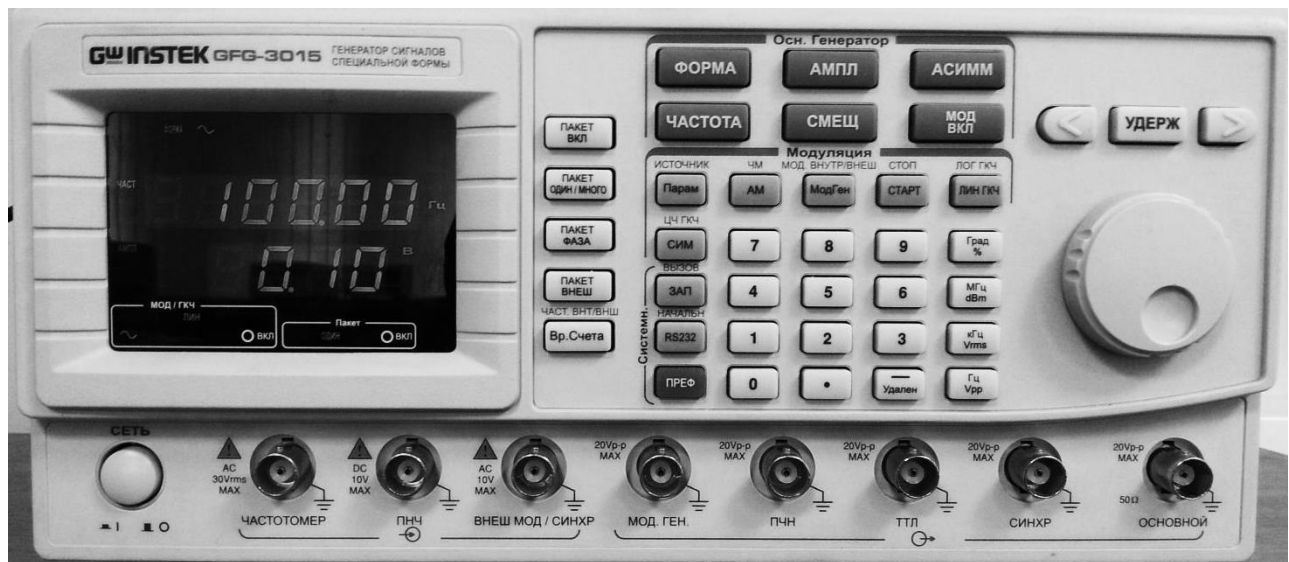


Рис. 10. Генератор специальных сигналов GW Instek GFG-3015

Во всех работах используется основной выход генератора, обозначенный на Рис. 10 как «Основной» (справа на корпусе прибора).

Для выполнения лабораторных работ необходимо уметь настраивать следующие параметры выходного сигнала генератора:

- Форма выходного сигнала. Выбирается последовательным нажатием кнопки «Форма». Текущая форма отображается на дисплее в зоне «МОД/ГКЧ». На выбор доступны следующие формы: синусоидальная, пилообразная, прямоугольные импульсы. В большей части работ используется синусоидальная форма сигнала.
- Частота выходного сигнала. В работах необходимо задавать частоту от единиц Гц до нескольких МГц. Для входа в режим программирования частоты необходимо нажать на кнопку «Частота». После этого поворот многооборотного регулятора на некоторый угол (справа на панели прибора) изменяет частоту с шагом, который можно выбрать кнопками «<» и «>» над регулятором. Для более быстрого ввода частоты можно использовать цифровую клавиатуру, например, после нажатия на кнопку «Частота» ввести «3.1», затем кнопка «Гц / Vpp» установит частоту в 3.1 Гц, а кнопка «кГц / Vrms» - частоту в 3.1 кГц.
- Амплитуда. Настраивается, аналогично частоте, двумя способами (при помощи поворотного регулятора или цифровой клавиатуры). Для входа в режим программирования амплитуды используется кнопка «Ампл». При использовании цифровой клавиатуры кнопка «Гц / Vpp» указывает, что введенное значение является амплитудой желаемого сигнала, а кнопка «кГц / Vrms» – действующим значением напряжения. Сокращение «Vpp» происходит от английского «peak-to-peak voltage» (дословно – «от пика до пика»), «Vrms» от «root mean square» («среднеквадратическое значение», что является математическим определением действующего значения). Отметим, что в литературе выражение «peak-to-peak voltage» чаще указывает на удвоенную амплитуду, в отличие от рассматриваемого лабораторного генератора.

Часто используемые, но непосредственно не задействованные в лабораторных работах настройки, управляемые аналогично перечисленным выше, это асимметрия сигнала и скважность (кнопка «Асимм»), постоянная составляющая выходного напряжения («Смещ»).

Выходное сопротивление генератора по основному выходу составляет 50 Ом, максимальное значение амплитуды сигнала на выходе – 10 В.

#### 1.2.2.4. Цифровой осциллограф

Осциллограф является основным контрольно-измерительным инструментом инженера-схемотехника. Все современные осциллографы являются цифровыми устройствами, т.е. снабжены предусилителями и быстродействующим аналогово-цифровым преобразователем. Данные, отображаемые на экране, могут быть обработаны, отфильтрованы, сохранены в виде графического или табличного файла. Наиболее современные цифровые осциллографы являются, по сути, персональными компьютерами, снабженными дополнительным аппаратным и программным обеспечением. Как любые компьютеры, они снабжены портами USB, Ethernet, имеют встроенные веб-серверы и т.д. Существует множество профессиональных осциллографов, построенных на Intel-совместимых процессорах и работающих под управлением операционных систем, характерных для ПК.

Лаборатория для проведения работ по дисциплине «Аналоговая схемотехника» оснащена профессиональными цифровыми 4-канальными осциллографами начального уровня типа Tektronix TDS 2014B (см. Рис. 11). Полоса каждого канала составляет 100 МГц, а аналогово-цифровой преобразователь работает со скоростью 1 млрд. отсчетов в секунду.

Даже у базовой модели цифрового осциллографа количество функций многократно превышает минимальный набор, необходимый для выполнения лабораторных работ. В данной главе описываются только основные функции. Студенту рекомендуется самостоятельно и более подробно изучить осциллограф, обратившись к руководству пользователя ([111]).

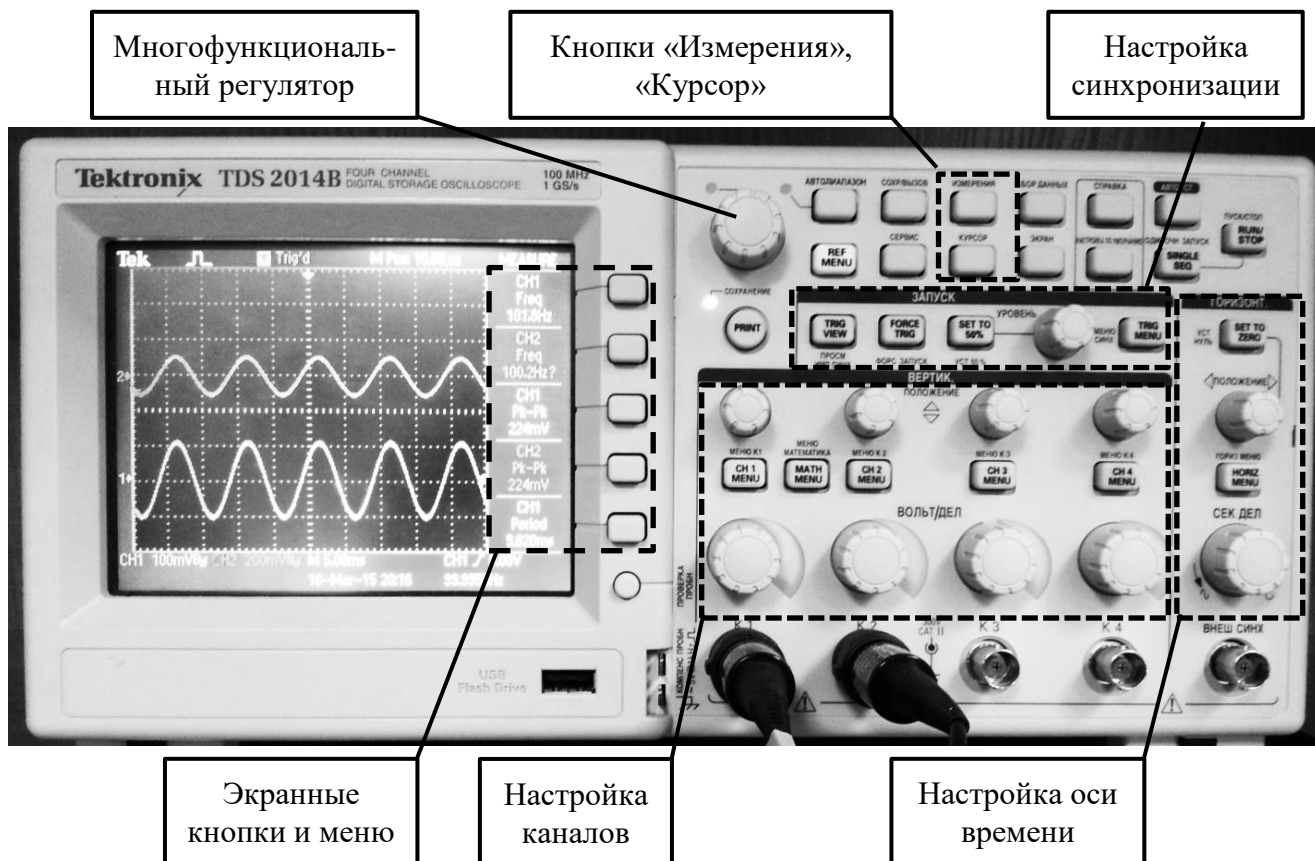


Рис. 11. Осциллограф Tektronix TDS 2014

Осциллограф – устройство, которое, главным образом, используется для отображения временных диаграмм электрических сигналов (хотя почти у всех осциллографов есть функция построения двухмерных картин, где координата светящихся точек по оси X пропорциональна величине одного сигнала, а по оси Y – другого).

Число каналов осциллографа – максимальное число сигналов, отображаемых на экране одновременно.

После включения осциллограф предлагает выбрать язык интерфейса. Нажатие на любую кнопку, кроме нижней экранной (см. Рис. 11), закрывает меню выбора языка. По умолчанию используется английский язык. Дальнейшее описание касается именно этой языковой версии интерфейса. Здесь и далее под экранными кнопками подразумеваются кнопки, расположенные вдоль правого края экрана, функции которых описываются в меню, отображаемом на экране справа. Экран не является чувствительным к нажатиям.

Существует ряд настроек, применимых к конкретным каналам. Они изменяются, в основном, при помощи экранных кнопок **меню канала**. Меню открывается кнопками «CHx Menu» где x- номер канала (1–4).

В первую очередь, изменяется **состояние канала – включен/выключен**. Для используемого осциллографа это делается многократным нажатием цветных кнопок каналов «CHx Menu. Рекомендуется отключать неиспользуемые в данный момент каналы, чтобы их осциллограммы не загромождали экран.

**Масштаб по оси Y** (количество вольт или милливольт в клетке). Для каждого из каналов это делается регулятором «Вольт/дел», всего осциллограф имеет 4 таких регулятора.

**Предделитель (аттенюатор) щупа.** В каждый из щупов встроен делитель напряжения, он управляется переключателем «1x / 10x» на самом щупе. В положении «1x» входное сопротивление щупа составляет 1 МОм, а входная емкость – 95 пФ, для положения «10x» – 10 МОм и 16 пФ, соответственно. Для исследования цепей, включающих в себя высокоомные (сотни кОм) резисторы и для исследования высокочастотных (десятки МГц и выше) сигналов рекомендуется режим «10x». В этом случае емкость щупа ниже, сопротивление выше, но входной сигнал делится на 10 по напряжению, после чего осциллограф его усиливает, что приводит к более заметному уровню шумов в осциллограмме. С другой стороны, влияние щупа на цепи в таком режиме минимально. Во всех остальных случаях следует использовать предделитель «1x».

Текущую настройку щупа нужно запрограммировать. Для этого необходимо войти в меню канала нажатием кнопки «CHx Menu», затем при помощи экранной кнопки войти в меню «Probe Voltage» и экранной кнопкой «Attenuation» выбрать правильный коэффициент деления.

Настройка **рода тока** (англ. «Coupling») в том же меню позволяет сделать выбор из двух полезных режимов – AC и DC (переменный род тока и постоянный, соответственно). Установка режима AC позволяет вычесть постоянную составляющую напряжения из сигнала перед его усилением и оцифровкой. Это режим чрезвычайно полезен при осциллографировании малых переменных напряжений, имеющих большие постоянные смещения. Без вычитания постоянного смещения осуществить предварительное усиление сигнала невозможно, сигнал зрительно оказывается «за пределами экрана». Режим DC полезен для того, чтобы видеть полный неискаженный сигнал, оценивать значения напряжений узлов цепей в статическом режиме и т.д.

Режим **ограничения полосы** (англ. «BW (bandwidth) limit») включает встроенный в осциллограф фильтр нижних частот с полосой среза 20 МГц. При осциллографировании низкочастотных сигналов такой фильтр позволяет получить менее зашумленную картину.

Опция **инвертирования сигнала** (англ. «Invert») позволяет отразить осциллограмму канала относительно горизонтальной оси координат.

Горизонтальные оси координат для каждого из каналов в осциллографе – свои. Положение оси (уровень по Y) для каждого канала показывается вдоль левого края осциллограммы стрелками и цифрами с номером канала, например, «2→». В случае если вход осциллографа заземлен, на осциллограмме будет видна горизонтальная линия, совпадающая с положением стрелки. **Уровень нуля каждого канала** можно смещать вверх и вниз индивидуальными регуляторами «Положение ↑↓».

Остальные настройки осциллографа не привязаны к конкретному каналу и настраиваются при помощи своих меню и экранных кнопок, а также отдельных регуляторов.

**Масштаб осциллограмм по оси времени** (ось X) выбирается для всех каналов одновременно при помощи регулятора «Сек/дел» (секунд в делении), который находится в

группе органов управления «настройка оси времени» (см. см. Рис. 11). Текущий масштаб показан внизу экрана надписью, например, «М 250 $\mu$ s» (250 мкс в одной клетке).

Регулятор «←Положение→» позволяет **смещать осциллограмму влево и вправо** вдоль оси времени относительно точки, где возникло событие синхронизации. Кнопка «Set to zero» делает смещение нулевым (ноль оси времени находится в центре экрана). Особенности механизма синхронизации заслуживают отдельного объяснения.

Для эффективной работы с осциллографом необходимо понимать, что такое **синхронизация**. В случае, когда масштаб осциллограммы по оси времени составляет 100 мс в клетке и более, человек в состоянии воспринять весь объем информации, собираемой осциллографом в режиме реального времени. Осциллограф постоянно обновляет данные, полученные с аналогово-цифрового преобразователя, осциллограмма обновляется слева направо. На полное обновление экрана уходит, соответственно, 1 секунда и более. Понятие «синхронизация» к данной ситуации неприменимо, однако, человек успевает воспринимать осциллограммы сигналов любой формы, в том числе, случайной, аperiodической и т.д. В верхней части экрана такое режим индицируется надписью «SCAN».

Все меняется, когда масштаб по оси времени составляет менее 100 мс в клетке. Если осциллограф будет показывать на экране все данные, полученные в результате оцифровки сигналов, и обновлять экран в режиме реального времени, информация станет обновляться слишком часто, и кривые на экране зрительно сольются в нечто нечитаемое. Изучать аperiodические сигналы в таком режиме невозможно и вводится понятие синхронизации. Оператор вводит в осциллограф настройки следующего плана: *в момент, когда уровень напряжения на указанном канале пересечет указанное значение в вольтах, сделать «кадр» размером, связанным с масштабом по осям X и Y, и показать его на экране*. Факт пересечения указанным сигналом указанного значения является событием синхронизации, а работа по таким событиям индицируется в верхней части экрана надписью «Triggered (Trig'd)». Алгоритм работы синхронизации иллюстрируется Рис. 12.

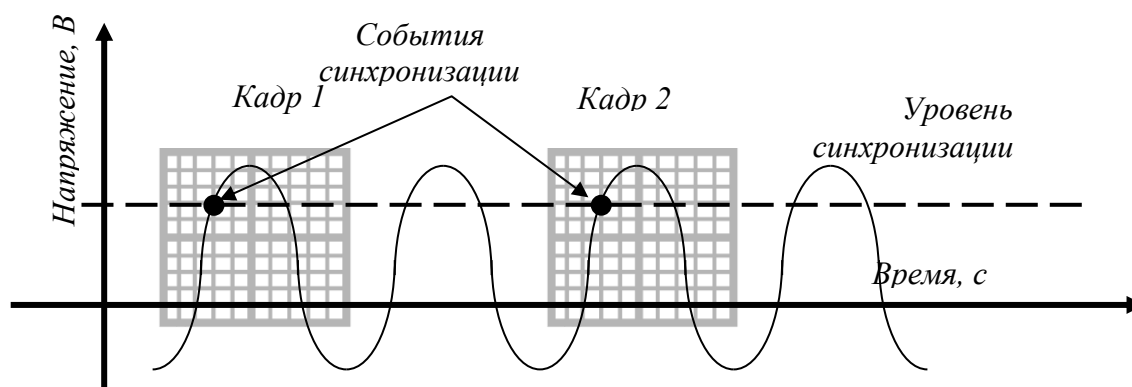


Рис. 12. К объяснению принципа действия синхронизации

Источником событий синхронизации может выступать любой из каналов, сигнал на отдельном входе, напряжение промышленной сети 220 В и т.д. В лабораторных работах достаточно уметь настраивать синхронизацию по одному из активных каналов. При исследовании периодических сигналов кадр от кадра меняется несильно, и человек в состоянии воспринять всю нужную ему информацию. Осциллограф можно ввести в режим съемки и отображения одного кадра (кнопка «Single seq»). При этом первое же событие синхронизации остановит сбор данных и сделает «стоп-кадр». Этого можно добиться и в ручную при помощи кнопки «Run/stop».

Настройка синхронизации осциллографа осуществляется из соответствующего меню, вызываемого кнопкой «Trig menu» (см. Рис. 11).

Верхняя экранная кнопка в меню («Type») управляет **способом определения наступления события синхронизации**. Во всех случаях для выполнения лабораторных работ должно быть указано значение «Edge» (англ. «фронт»). В этом случае событием синхронизации

является факт пересечения напряжением источника сигнала для синхронизации указанного значения (уровня синхронизации).

**Источник сигнала для синхронизации** настраивается второй экранной кнопкой («Source»). В лабораторных работах нужно включать в качестве источника синхронизации один из каналов (CH1–CH4). При одновременном исследовании двух и более сигналов рекомендуется синхронизировать осциллограф по каналу, где размах напряжений максимален.

**Выбор фронта синхронизации** осуществляется экранной кнопкой «Slope» (англ. «наклон»). Синхронизация может начинаться, когда сигнал источника напряжения синхронизации пересекает заданный уровень снизу вверх (фронт, положительный фронт или «Rising»), или сверху вниз (спрез, отрицательный фронт или «Falling»).

Режим (англ. «Mode») управляет поведением осциллографа в ситуации, когда нет событий синхронизации (например, уровень синхронизации находится за пределами диапазона изменения напряжения на выбранном канале). Опция «Auto» (рекомендовано во всех работах) означает, что осциллограф будет обновлять экран с данными, полученными в произвольные моменты времени. Периодический сигнал на экране осциллографа в таком случае при неправильной настройке уровня будет дрейфовать вдоль оси времени. Опция «Normal» блокирует обновление экрана, если событий синхронизации нет.

Из других функций, полезных для работы, отметим функцию кнопки «Set to 50%». По нажатию на эту кнопку осциллограф **автоматически подбирает уровень синхронизации**, равный половине диапазона напряжения, в котором изменяется выбранный для синхронизации сигнал.

В лабораторных работах часто требуется измерять при помощи осциллографа те или иные параметры периодических электрических сигналов. Добившись качественной осциллограммы и настроив синхронизацию, это можно сделать двумя способами.

Первый способ заключается в использовании **курсоров**. В меню, вызываемом кнопкой «Курсор» (см. Рис. 11) можно включить два курсора – вертикальные или горизонтальные линии, положение которых на осциллограмме рассчитывается осциллографом.

Верхняя экранная кнопка (см. Рис. 13) управляет типом курсоров – курсоры выключены («Off»), курсоры представляют собой горизонтальные линии и предназначены для измерения на осциллограмме напряжений («Amplitude»), курсоры – вертикальные линии и предназначены для измерения на осциллограмме временных интервалов («Time»).

Вторая экранная кнопка выбирает канал, к которому привязаны курсоры. Т.к. число вольт в клетке для разных каналов отличается, для измерения напряжений всегда следует выбирать тот канал, с которым ведется работа.

Две нижние экранные кнопки выбирают курсор №1 или №2. Выбранный курсор перемещается многофункциональным регулятором вверх-вниз или влево-вправо в зависимости от типа курсоров (см. Рис. 11).

По центру меню курсоров для режима «Time» осциллограф выводит рассчитанные значения интервала времени между курсорами, частоту, рассчитанную как значение, обратное этому интервалу времени, а также разность напряжений между точками осциллограммы выбранного канала для положений курсоров (см. Рис. 13).

Второй способ заключается в использовании встроенных в программное обеспечение осциллографа возможностей по **автоматическому измерению параметров электрических сигналов**. Кнопка «Измерения» открывает меню, в котором пользователю предлагается выбрать до пяти автоматически измеряемых параметров сигналов. Каждая из пяти экранных кнопок управляет измерением соответствующего параметра. Нажатие на экранную кнопку открывает вложенное меню, в котором настраивается, что измерять. В этом меню выбирается:

- Источник данных для измерения (канал осциллографа). В лабораторных работах может быть использовано до 4х каналов (CH1 – CH4).

- Тип параметра для измерения. Поддерживается измерение следующих параметров сигналов:
  - «None» – измерение отключено.
  - «Freq» – измерение частоты для периодических сигналов (от англ. «частота»).
  - «Period» – измерение периода для периодических сигналов (от англ. «период»).
  - «Mean» – измерение среднего значения напряжения на осциллограмме (от англ. «среднее»).
  - «Pk-Pk» – измерение размаха сигнала на осциллограмме (от англ. «Peak-to-peak»). Для синусоидальных сигналов этот параметр соответствует удвоенной амплитуде.

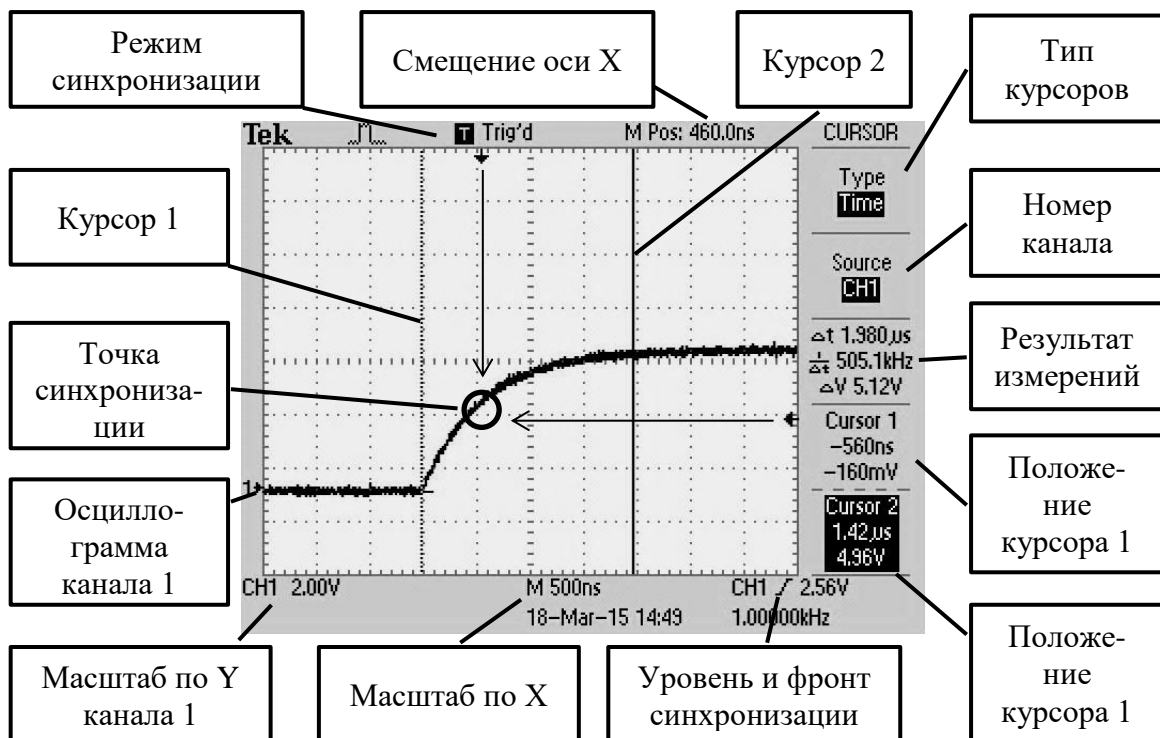


Рис. 13. Экран осциллографа, меню «Курсоры»

- «Cyc-RMS» – измерение действующего значения напряжения за период (от англ. «cycle root mean square»).
- «Min» – измерение минимального значения напряжения на осциллограмме;
- «Max» – измерение максимального значения напряжения на осциллограмме;
- «Rise Time» – длительность фронта сигнала (от англ. «время нарастания»). Для прямоугольных импульсов – это время, в течение которого напряжение нарастает от минимального значения напряжения до 90-95% от максимального значения напряжения.
- «Fall Time» – длительность среза сигнала (от англ. «время спада»). Для прямоугольных импульсов – это время, в течение которого напряжение спадает от максимального значения напряжения до 5-10% от минимального значения напряжения.
- «Pos Width» – длительность импульса, т.е. интервала времени, в течение которого напряжение, имеющее вид периодических прямоугольных импульсов, принимает максимальное значение.
- «Neg Width» – длительность паузы, т.е. интервала времени, в течение которого напряжение, имеющее вид периодических прямоугольных импульсов, принимает минимальное значение.

При использовании меню измерений следует учитывать, что алгоритмы используют для расчета те же данные, что и выводятся на экран в виде осциллограмм. Иными словами, для точного измерения, скажем, длительности фронта, необходимо, чтобы фронт был хорошо виден на осциллограмме, т.е. занимал 3-4 клетки по шкале времени. Если масштаб осциллограммы неудачный и в экран входит несколько десятков периодов сигнала, а время фронта почти неразличимо глазом, то и результат измерений будет неточным.

### 1.3. Задание на проведение лабораторной работы

1. Убедитесь, что на клеммах лабораторного блока питания установлены металлические перемычки, подключающие выход « $\leftarrow$ » левого канала и выход « $+$ » правого канала к земле прибора. Убавьте оба регулятора напряжения блока питания на ноль, регуляторы тока поставьте в некоторое среднее значение. Подключите плату стенда для сборки электрических схем к лабораторному блоку питания, соблюдая следующую полярность:

- $+U_{\Pi}$  (красный провод) – левый канал блока питания, выход « $+$ »;
- « $GND$ » (черный провод) – земля лабораторного блока питания, т.е. выход « $\leftarrow$ » левого канала или выход « $+$ » правого канала;
- $-U_{\Pi}$  (желтый провод) – правый канал, выход « $\rightarrow$ ».

Выставьте напряжение обоих каналов лабораторного блока питания на 10 В. Убедитесь в том, что оба индикатора питания платы зажглись.

2. Переведите мультиметр в режим измерения постоянных напряжений, **убедитесь в правильности подключения щупов** и измерьте напряжения между цепью  $GND$  платы и цепями  $+U_{\Pi}$ ,  $-U_{\Pi}$ . Переключите индикаторы блока питания в режим отображения напряжений и вычислите разность показаний блока питания и мультиметра. Она должна составить порядка 0.7 В для обоих напряжений питания. При выполнении всех последующих лабораторных работ учитывайте эту разницу. Она связана с тем, что между выходами блока питания и цепями  $+U_{\Pi}$ ,  $-U_{\Pi}$  в блоке питания установлены диоды, запрещающие протекание тока в цепи макета в случае ошибки подключения кабеля питания (см. Рис. 14).

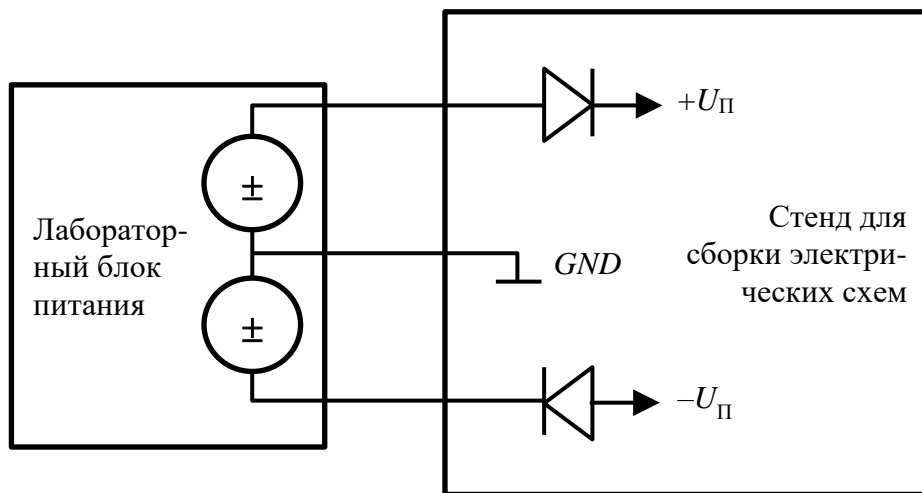


Рис. 14. Защитные диоды в плате лабораторного стенда

3. Подключите к источнику  $+U_{\Pi}$  любой из индикаторных светодиодов, установленных в стенде, **через токоограничительный резистор**.

Перед этим токоограничительный резистор требуется рассчитать. Пусть, ток, который требуется пропустить через светодиод, составляет 1.5 мА, напряжение питания  $+U_{\Pi} = 9.3$  В, а падение напряжения на светодиоде составляет 2 В. Тогда согласно правилу Кирхгофа,  $U_{\Pi} + U_{\text{Д}} + U_{\text{R}} = 0$  или  $U_{\text{R}} = U_{\Pi} - U_{\text{Д}} = 9.3 - 2 = 7.3$  В (см. Рис. 15).

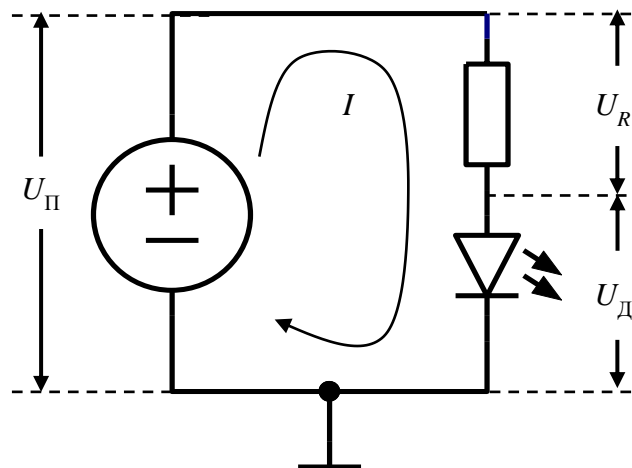


Рис. 15. Подключение светодиода к источнику питания

С другой стороны, через контур протекает общий для всех его составляющих ток  $I$ . Согласно заданию он должен составить 1.5 мА, тогда номинал резистора можно вычислить как  $R = U_R / I = (U_{\text{П}} - U_{\text{Д}}) / I = (9.3 - 2) / 0.0015 = 4866,7$  Ом. Ближайший к рассчитанному значению сопротивления стандартный номинал резисторов, представленный в плате, составляет 4.7 кОм. Если использовать такой резистор, ток через светодиод составит  $(9.3 - 2) / 4700 = 0,00155$  А = 1.55 мА, что является приемлемым для любого индикаторного светодиода.

При подключении будьте особенно внимательны и не перепутайте полярность подключения светодиода. Обратная полярность подключения может вывести светодиод из строя.

4. Подключите к блоку «Генератор» платы стенда лабораторный генератор специальных импульсов. При этом красный зажим типа «крокодил» генератора подключите к контакту «вход» (обозначен стрелкой), а черный – к земле. Аналогично подключите к любой из пар контактов блока «осциллограф» щуп канала №1 осциллографа и соедините монтажным проводом выход генератора и вход осциллографа. Включите генератор и осциллограф.

5. Настройте генератор следующим образом:

- Форма выходного сигнала – прямоугольные импульсы;
- Частота: 1 кГц;
- Амплитуда: 2.5 В (двойной размах напряжения получится 5 В);
- Постоянное смещение: +1.25 В (фактическое смещение получится +2.5 В из-за ошибки в программном обеспечении генератора).

6. Получите осциллограмму выходного напряжения генератора (см. рис. 16), настройте осциллограф следующим образом:

- Включенные каналы: только канал №1;
- Синхронизация: по каналу №1, по фронту сигнала, уровень синхронизации порядка +1...2 В;
- Масштаб по оси X канала №1: 500 мкс на деление;
- Масштаб по оси Y канала №1: 2 В на деление;
- Режим работы канала №1: «DC Coupling»;
- Пределитель щупа канала №1 – «10x».

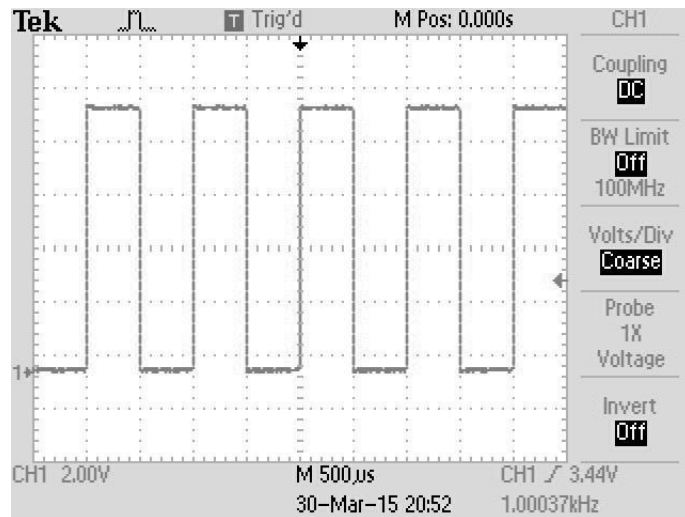


Рис. 16. Осциллограмма сигнала с генератора

7. При помощи меню «измерения» осциллографа включите для канала №1 измерение следующих величин:

- Частота;
- Период;
- Двойной размах напряжения;
- Длительность импульса;
- Длительность паузы.

Убедитесь в том, что результат измерения согласуется с установленными параметрами генератора (1 кГц, 1 мс, 5 В, 0.5 мс, 0.5 мс соответственно).

8. Измените масштаб по оси X осциллографа так, чтобы фронт сигнала с генератора (время, в течение которого выходное напряжение нарастает от минимального значения до максимального) занимал 2-3 деления оси X. Для этого масштаб по оси X должен составлять десятки нс на деление. Оцените длительность фронта (см. Рис. 17).

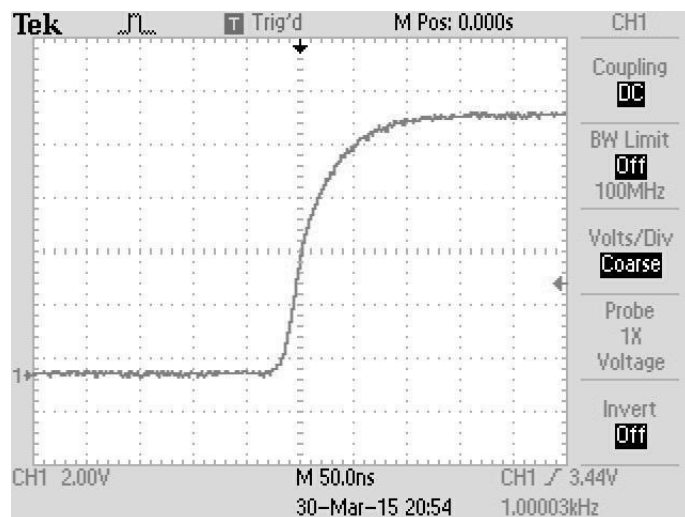
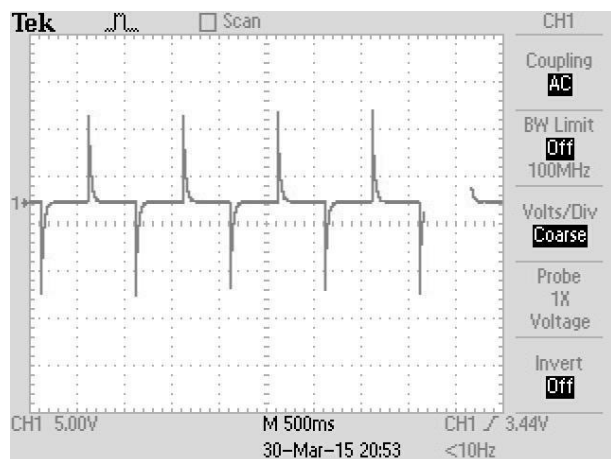


Рис. 17. Оценка длительности фронта сигнала при помощи осциллографа

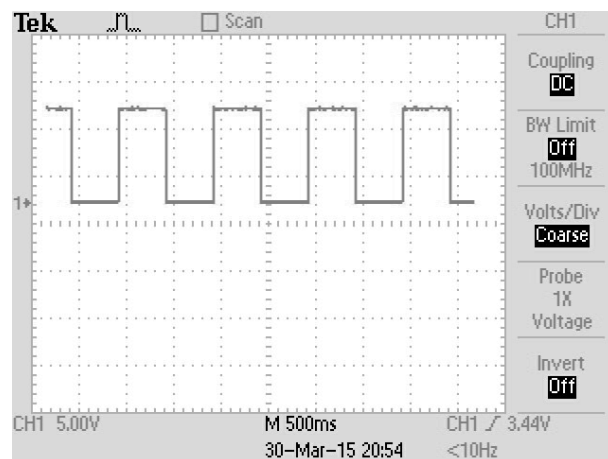
9. Измените режим синхронизации осциллографа на «Slope: falling» (синхронизация по срезу) и оцените длительность среза выходного сигнала с генератора. Срезом (отрицательным фронтом) называют процесс уменьшения сигнала с генератора от максимального значения до минимального.

10. Восстановите исходный масштаб по оси X (500 мкс на деление). Переведите канал №1 осциллографа в режим «AC coupling». Убедитесь в том, что осциллограф удалил из входного сигнала постоянную составляющую напряжения, и теперь сигнал симметричен относительно метки нуля напряжения канала №1.

11. Измените выходную частоту генератора на 1 Гц, масштаб по оси X – на 500 мс на деление, Y = 5 В на деление. Оцените искажения, которые вносит режим «AC coupling» в форму осциллограммы (см. Рис. 18, а).



а



б

Рис. 18. Осциллограмма прямоугольных импульсов с частотой 1 Гц в режиме «AC coupling» (а) и «DC coupling» (б)

Искажения связаны с тем, что в режиме «AC coupling» на входе осциллографа стоит разделительный конденсатор, отсекающий постоянную составляющую напряжения, и резистор, привязывающий полученный сигнал к земле. Постоянную времени этой цепи можно оценить по длительности импульсов на осциллограмме Рис. 18, а. Фронты напряжения проходят через конденсатор без изменений, так что двойной размах искаженного сигнала в итоге удваивается. Включив исходный режим канала №1 «DC coupling», получите осциллограмму, показанную на Рис. 18, б.

12. Отключите токоограничительный резистор от источника  $+U_{II}$  и подключите его к выходу генератора. Светодиод должен мигать с частотой 1 Гц. Плавно увеличивайте частоту на генераторе с шагом 0.1 Гц при помощи поворотного регулятора до тех пор, пока мигание светодиода не перестанет быть различимо глазом. Оцените эту частоту; в зависимости от конкретного наблюдателя, обычно она составляет 20...30 Гц.

## 2. ПАССИВНЫЕ RC-ФИЛЬТРЫ

Цели работы — изучение свойств RC-фильтров низких и высоких частот, а также полосовых фильтров, приобретение навыков работы с генератором сигналов специальной формы и цифровым осциллографом.

### 2.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе рассчитываются, монтируются и исследуются две схемы пассивных фильтров на керамических или пленочных конденсаторах и маломощных резисторах.
2. Синусоидальное входное напряжение для исследуемых фильтров подается от генератора специальных сигналов.
3. Амплитуды и фазовые соотношения входных и выходных сигналов фильтров измеряются при помощи многоканального цифрового осциллографа (задействуются два канала).
4. Точные значения сопротивлений и емкостей измеряются при помощи цифрового мультиметра.

### 2.2. Основные теоретические сведения

Простейшими элементами электронных схем являются двухполюсники. Различают пассивные и активные двухполюсники. Активные двухполюсники являются источниками энергии, например, источники тока и напряжения. График вольт-амперной характеристики пассивного двухполюсника всегда проходит через начало координат. Пассивные двухполюсники бывают линейными и нелинейными. Примером нелинейного двухполюсника является полупроводниковый диод. Резисторы, конденсаторы и индуктивности относятся к линейным двухполюсникам: их вольт-амперные характеристики представляют собой прямую линию (рис. 19).

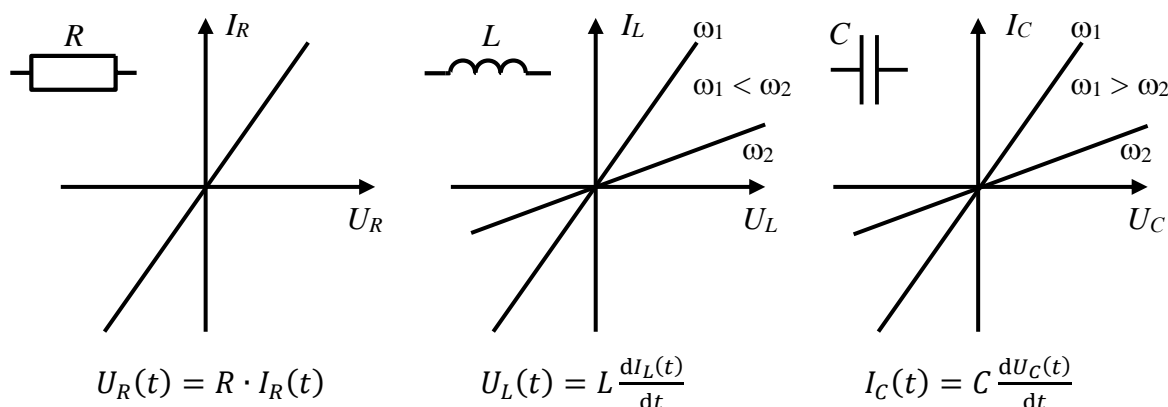


Рис. 19. Вольт-амперные характеристики линейных двухполюсников

Вольт-амперная характеристика не отражает фазовых соотношений между током и напряжением на двухполюснике. Кроме этого из приведенных зависимостей видно, что индуктивное и емкостное сопротивления зависят от частоты. Зависимость фазы и модуля полного сопротивления электрическому току  $Z$  рассматриваемых двухполюсников от угловой частоты  $\omega$  прикладываемого синусоидального напряжения приведены на рис. 20.

Если собрать делитель напряжения из пары пассивных двухполюсников разного типа, например, из резистора и конденсатора, то возникает цепь, называемая «пассивный четырехполюсник» (рис. 21).

Очевидно, что выходное напряжение  $U_2(t)$  на рис. 21 (а и б) должно зависеть от частоты входного напряжения  $U_1(t)$  в результате изменения емкостного сопротивления конденсатора. Фаза выходного напряжения при изменении частоты также не останется неизменной, так как вклад в полное сопротивление цепи со стороны компонента (конденсатора), у которого имеется фазовый сдвиг между током и напряжением, будет разным для разных частот.

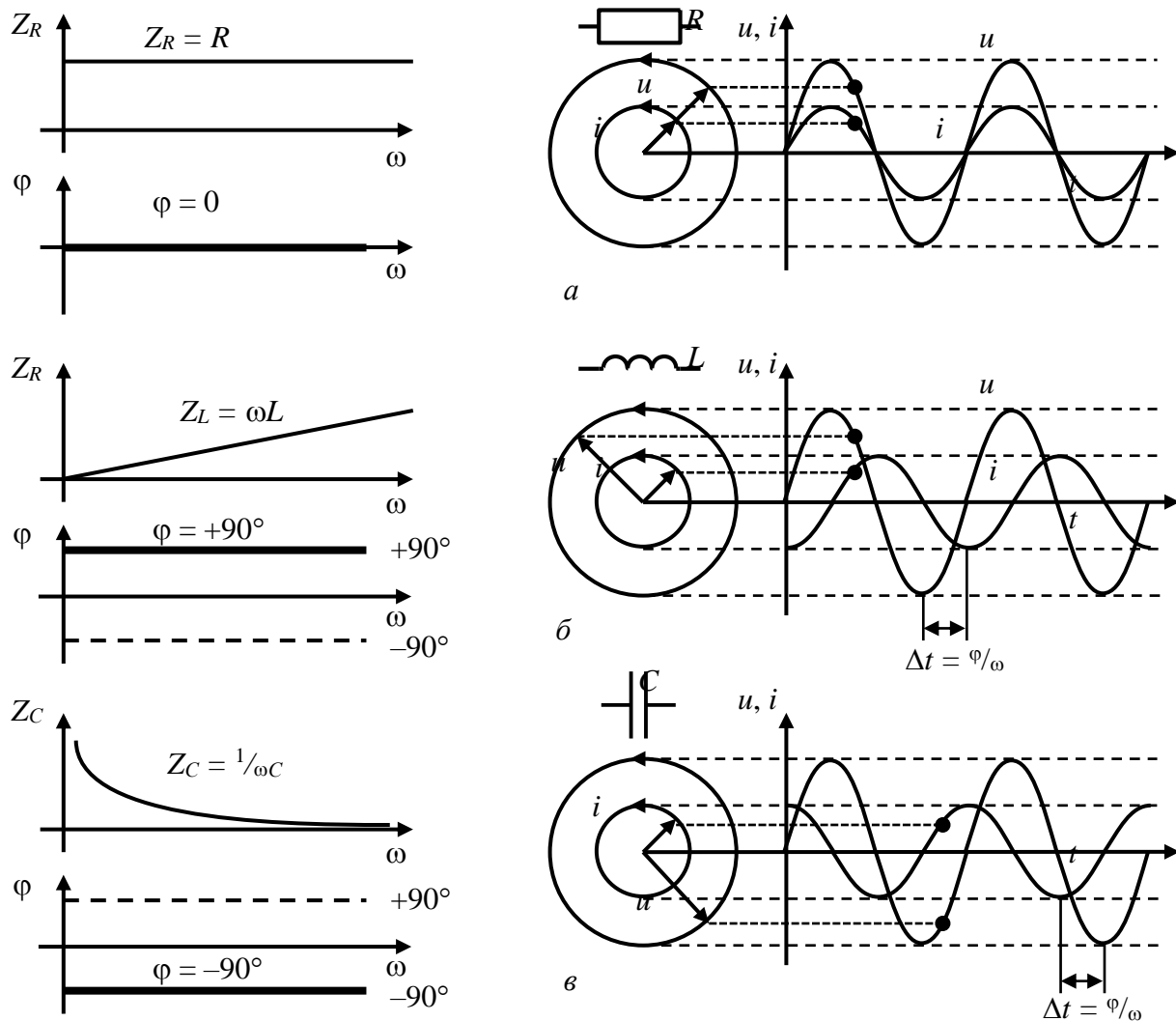


Рис. 20. Частотные зависимости модуля импеданса  $Z$ , фазового сдвига  $\varphi$  между током и напряжением, векторная диаграмма Френеля и осциллограммы тока и напряжения: а - на резисторе; б - индуктивности; в - конденсаторе.

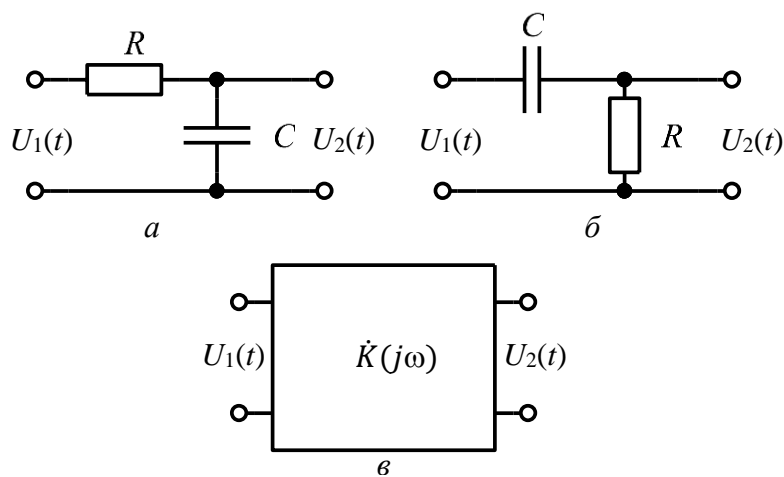


Рис. 21. Четырехполюсники: а - фильтр нижних частот; б - фильтр верхних частот; в - обобщенное изображение

Итак, если на входе условного четырехполюсника действует гармонический сигнал с зависимой от частоты фазой:

$$(1) U_1(t) = U_{m1} \cdot \sin[\omega t + \varphi_1(\omega)],$$

то в результате линейности элементов, образующих четырехполюсник, выходной сигнал останется синусоидальным, но будет иметь другую амплитуду и дополнительный, зависящий от частоты, фазовый сдвиг:

$$(2) U_2(t) = U_{m2} \cdot \sin[\omega t + \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega)].$$

Комплексная передаточная функция, учитывающая амплитудные и фазовые соотношения между входным и выходным сигналами, имеет вид

$$(3) \dot{K}(j\omega) = U_2 / U_1$$

Эта функция всегда может быть приведена к виду

$$(4) K(j\omega) = K(\omega) \cdot \exp(j\varphi(\omega)),$$

где  $K(\omega)$  – модуль комплексного числа.

$K(\omega)$  является коэффициентом передачи четырехполюсника по напряжению и представляет собой частотную зависимость отношения амплитуд  $U_{m2}$  к  $U_{m1}$ . Эта зависимость называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). Зависимость фазового сдвига выходного сигнала от частоты называется фазочастотной характеристикой (ФЧХ) четырехполюсника.

Из правил перемножения экспоненциальных зависимостей вытекают два важных свойства последовательных соединений двух и более четырехполюсников – результирующая АЧХ получается путем перемножения АЧХ отдельных четырехполюсников, а результирующая ФЧХ образуется сложением ФЧХ последовательных четырехполюсников:

$$(5) K(\omega) = K_1(\omega) \cdot K_2(\omega) \cdot \dots \cdot K_n(\omega)$$

$$(6) \varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + \varphi_3(\omega) + \dots + \varphi_n(\omega)$$

Вместо экспоненциальной формы записи выражение (4) может быть представлено в другой форме:

$$(7) K(j\omega) = A + jB(\omega),$$

где  $A$  и  $B$  – вещественная и мнимая части комплексного числа.

Модуль передаточной функции четырехполюсника, записанной в форме (7), так же как и для формы записи (4) является коэффициентом передачи по напряжению  $K(\omega)$ :

$$(8) K(\omega) = \sqrt{A^2 + B^2(\omega)}$$

Зависимый от частоты фазовый сдвиг  $\varphi(\omega)$ , или ФЧХ, вычисляется из (7) по формуле:

$$(9) \varphi(\omega) = \arctg \left( \frac{B(\omega)}{A} \right)$$

Для того чтобы далее производить расчеты фильтров, вспомним основные правила действий с комплексными числами:

- если дано  $z = a + jb$ , то сопряженное ему комплексное число определяется как  $\bar{z} = a - jb$ .
- результат умножения числа на его комплексно сопряженное равен квадрату модуля этого числа, то есть  $z \cdot \bar{z} = a^2 + b^2$ ;
- если  $z_1 = a_1 + jb_1$  и  $z_2 = a_2 + jb_2$ , то  $z_1 + z_2 = (a_1 + a_2) + j(b_1 + b_2)$ ;  $z_1 \cdot z_2 = (a_1 a_2 - b_1 b_2) + j(a_1 b_2 + a_2 b_1)$ .

Для получения отношения  $z_1/z_2$  в форме  $a + jb$  достаточно умножить числитель и знаменатель на  $\bar{z}_2$ .

Рассмотрим пример расчета АЧХ и ФЧХ простейшего RC-фильтра нижних частот (Рис. 21, а). Данный фильтр является делителем напряжения, к которому не подключена никакая нагрузка. Такой делитель называют идеальным делителем напряжения (ИДН). Выходное напряжение  $U_2$  представляет собой в данном ИДН падение напряжения на конденсаторе  $C$  и поэтому зависит от частоты.

Согласно закону Ома, ток в данной цепи определяется выражением  $I = U_1 / Z$ , где  $Z$  – полное сопротивление (импеданс) цепи для входного синусоидального напряжения:

$$(10) \dot{Z} = R + \frac{1}{j\omega C} = R - j \frac{1}{\omega C}$$

Выходное напряжение  $U_2$  равно произведению тока на емкостное сопротивление:

$$(11) \quad \dot{U}_2 = i \left( -j \frac{1}{\omega C} \right) = \dot{U}_1 \frac{-j \frac{1}{\omega C}}{R - j \frac{1}{\omega C}}$$

С учетом (11) комплексная передаточная функция рассматриваемого фильтра примет вид

$$\text{Рис. 22. } \dot{K}(j\omega) = \frac{-j \frac{1}{\omega C}}{R - j \frac{1}{\omega C}} = \frac{1}{1 + jR\omega C}$$

Произведение  $RC$  выражается в секундах, тогда единицей измерения  $1/RC$ , как и для угловой частоты, будет секунда в минус первой степени. Обозначим  $\omega_0 = 1/RC$  и подставим в формулу Рис. 22, умножив числитель и знаменатель на комплексно сопряженное знаменателя:

$$(12) \quad \dot{K}(j\omega) = \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_0}}{(1 + j \frac{\omega}{\omega_0})(1 - j \frac{\omega}{\omega_0})} = \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

Из (12) можно найти АЧХ, как модуль данного выражения по формуле (8), и ФЧХ, как арктангенс отношения аргументов мнимой и вещественной частей по формуле (9):

$$(13) \quad K(\omega) = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 / \omega_0^2}}{1 + \omega^2 / \omega_0^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 / \omega_0^2}}$$

$$(14) \quad \varphi(\omega) = \arctg(-\omega / \omega_0)$$

Графическое представление полученных амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик дано на рис. 23 и рис. 24.

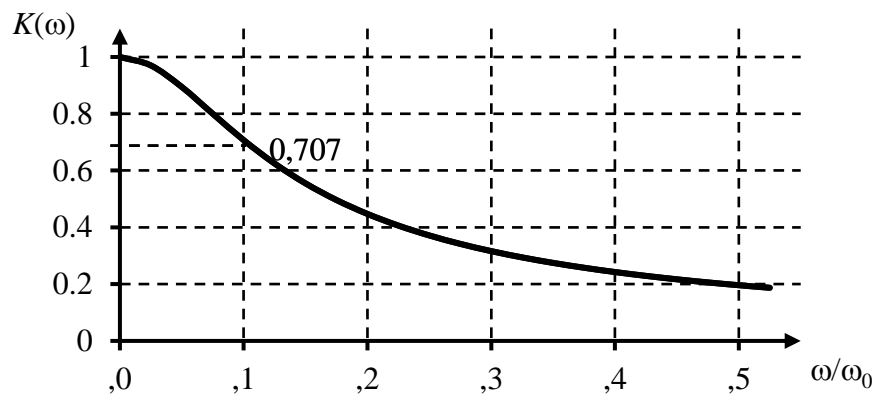


Рис. 23. АЧХ однозвенного RC-фильтра нижних частот

Угловая частота, при которой коэффициент передачи по напряжению уменьшается в  $1/\sqrt{2}$  раз (уровень 0,707) по сравнению с максимальным значением коэффициента передачи фильтра, называется граничной частотой или частотой среза  $\omega_{гр}$ . В данном случае  $\omega_{гр} = \omega_0 = 1 / RC$ . На этой частоте сдвиг фазы составляет  $-45^\circ$ :

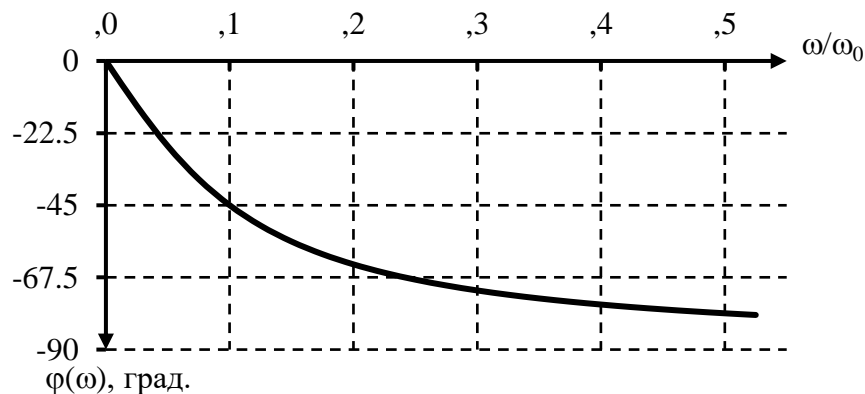


Рис. 24. ФЧХ однозвенного RC-фильтра нижних частот

Итак, фильтр нижних частот (ФНЧ) пропускает только низкочастотные сигналы, обычно от постоянной составляющей до частоты среза. Фильтр верхних частот (ФВЧ), напротив, должен

подавлять в спектре сигнала все частоты от нуля до частоты среза, а пропускать частоты выше частоты среза.

Аналогично приведенному примеру расчета однозвенного фильтра нижних частот могут быть рассчитаны АЧХ и ФЧХ фильтра верхних частот (Рис. 21, б). Комплексное сопротивление ФВЧ, на которое нагружен источник  $U_1$ , по-прежнему определяется через (10). Ток, протекающий через это сопротивление, вызывает падение напряжения на резисторе  $R$ , которое совпадает с выходным комплексным напряжением ФВЧ –  $U_2$ . Тогда:

$$(15) \quad \dot{U}_2 = \dot{I} \cdot R = \dot{U}_1 \frac{R}{R - j \frac{1}{\omega C}}$$

Подставим в выражение  $K(j\omega) = U_2/U_1$  частоту  $\omega_0 = 1/RC$ , разделим числитель и знаменатель выражения на  $R$ , умножим на комплексно сопряженное знаменателя, и получим:

$$(16) \quad K(j\omega) = \frac{R}{R - j \frac{1}{\omega C}} = \frac{1}{1 - j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{1 + j \frac{\omega_0}{\omega}}{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2}}$$

Согласно формулам (8) и (9) составим выражения для АЧХ и ФЧХ ФВЧ:

$$(17) \quad K(\omega) = \frac{\sqrt{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2}}}{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2}}}$$

$$(18) \quad \varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)$$

Графики АЧХ и ФЧХ для ФВЧ показаны на рис. 25 и рис. 26.

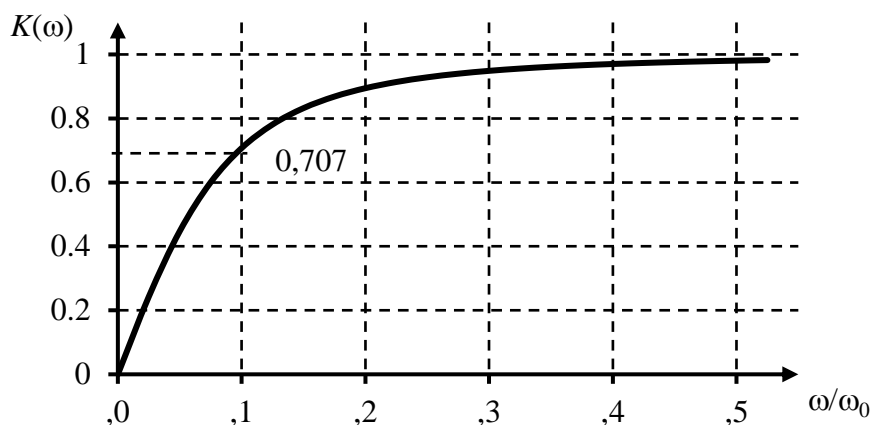


Рис. 25. АЧХ однозвенного RC-фильтра верхних частот

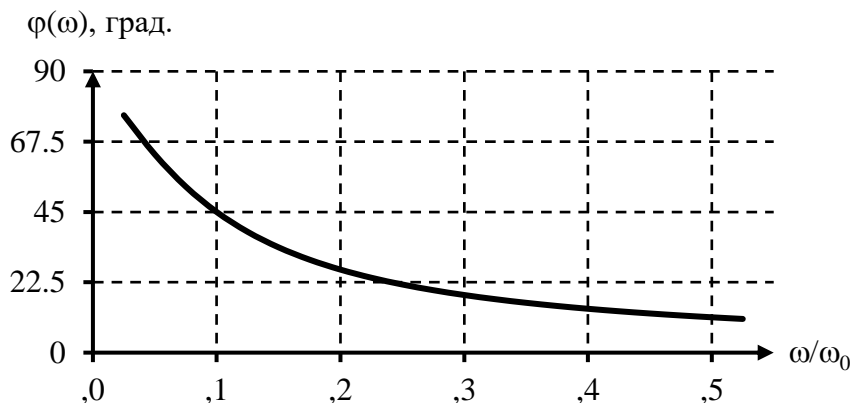


Рис. 26. ФЧХ однозвенного RC-фильтра верхних частот

В отличие от теоретической электротехники и математики, в практической схемотехнике угловую частоту  $\omega_0$ , обозначающую угловую скорость вращения вектора [рад/с], заменяют на

частоту вращения вектора  $f_0$ , выраженную в Герцах ( $1 \text{ Гц} = 1 \text{ об/с}$ ). Связь между  $\omega$ ,  $f$  и периодом вращения вектора ( $T$ ) устанавливается следующими выражениями:  $\omega = 2\pi f$ ;  $T = 1/f$ .

Шкала частот  $\omega$  или  $f$  в графическом изображении АЧХ и ФЧХ фильтров практически всегда приводится в логарифмическом масштабе, т. е. через равные интервалы откладываются частоты  $\dots 0.01; 0.1; 1; 10; 100 \text{ Гц} \dots$  и т. д., либо  $\dots 0.01f_0, 0.1f_0, 1f_0, 10f_0, 100f_0 \dots$ , где  $f_0$  – частота среза для ФНЧ и ФВЧ. Для полосового фильтра – более сложной схемы, ослабляющей напряжение в определенном диапазоне частот (полосно-запирающий фильтр) или наоборот, за его пределами (полосно-пропускающий) – ключевую величину  $f_0$  называют центральной частотой.

Масштаб шкалы коэффициента передачи фильтра  $K(\omega)$  или  $K(f)$  может быть установлен в децибелах [дБ]:

$$(19) \quad K(\omega)_{\text{дБ}} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_2}{U_1} \right) = 20 \cdot \lg \left( \frac{U_2}{U_1} \right)$$

где  $U_2$  и  $U_1$  – соответственно, выходное и входное напряжения четырехполюсника для выбранной частоты  $\omega$  или  $f$ .

Результирующий коэффициент передачи  $K(\omega)_{\text{дБ}}$  для каскадного включения четырехполюсников, с учетом правил работы с логарифмами, в отличие от выражения (5), представляется суммой  $K_i(\omega)_{\text{дБ}}$  отдельных четырехполюсников. Уровень 0.707, для которого устанавливаются граничные частоты фильтров (частота среза), соответствует в этом случае величине  $-20 \cdot \lg(1/\sqrt{2}) \approx -3 \text{ дБ}$ . Форма представления АЧХ с логарифмическим масштабом по шкале частот и с коэффициентом передачи, выраженным в децибелах, называется диаграммой Бode (см. рис. 27). Как видно из рис. 27а, логарифмический масштаб дает линейный спад (затухание) коэффициента передачи ФНЧ на частотах, больших  $f_0$  (и наоборот для ФНЧ, см. рис. 27б). Крутизна этого затухания для однозвенного фильтра составляет один дБ на декаду. Изменение частоты на одну декаду соответствует ее изменению в 10 раз.

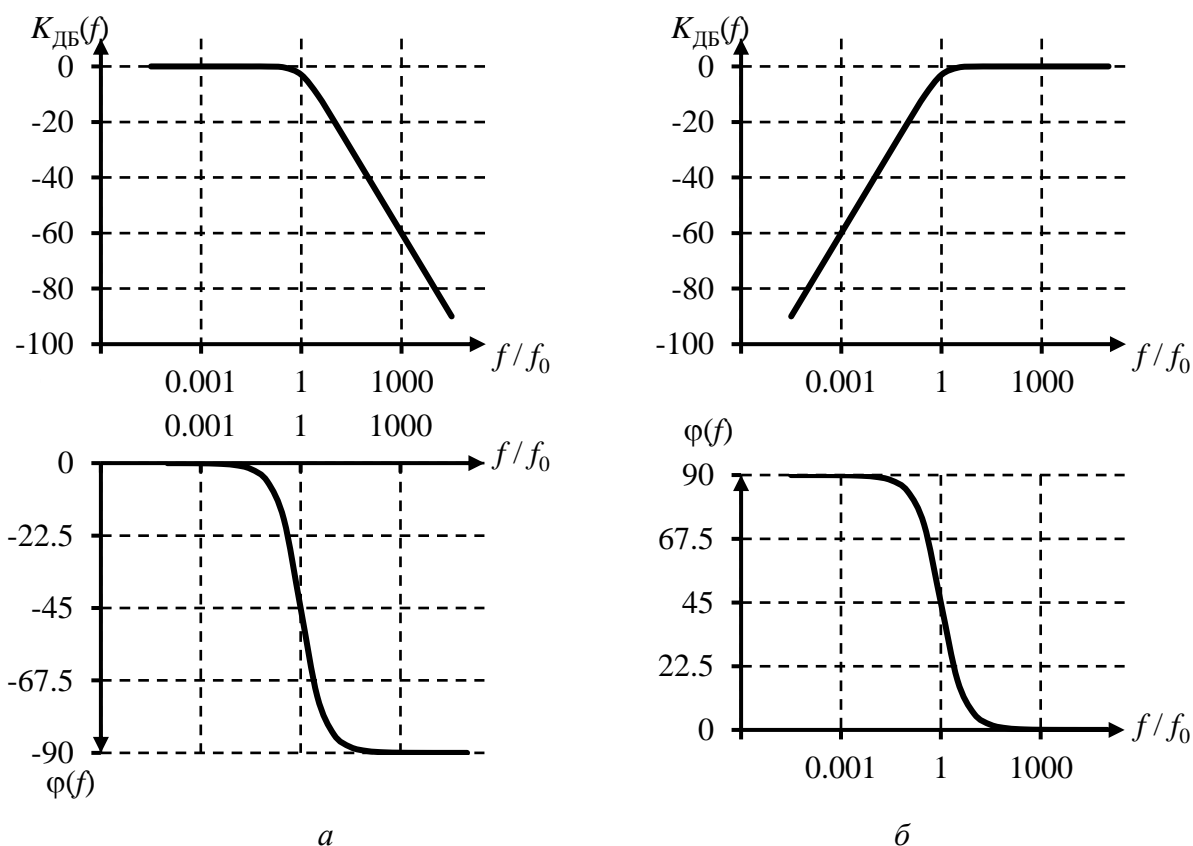


Рис. 27. АЧХ и ФЧХ в представлении Бode для ФНЧ (а) и ФВЧ (б)

Комбинации фильтров нижних и верхних частот позволяют создавать полосовые фильтры, с помощью которых из всего спектра частот пропускается только определённая область частот (полоса). Схемы простейших полосовых фильтров приведены на рис. 28.

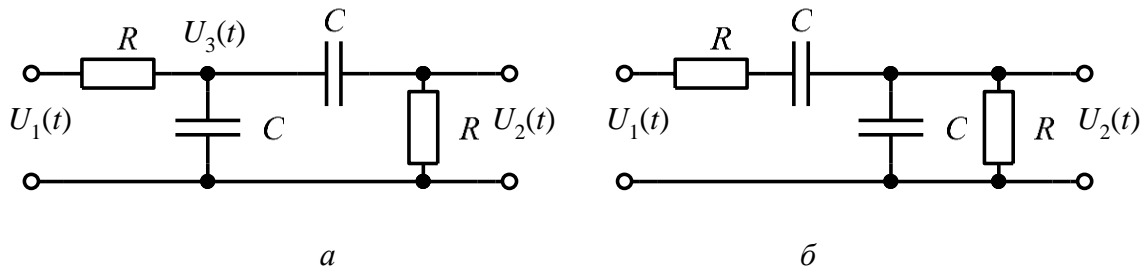


Рис. 28. Простейшие полосовые фильтры: а – двухзвенный RC; б - фильтр Вина

Рассчитаем передаточную функцию обоих полосовых фильтров и затем – их АЧХ и ФЧХ.

Двухзвенный RC-фильтр фактически представляет собой ФНЧ и ФВЧ, для которых передаточные функции известны, включенные последовательно. Однако использовать уже полученные соотношения для  $K(j\omega)$  и просто перемножить их нельзя, т.к. это не учтет того, что первый фильтр, обладая ненулевым выходным сопротивлением, нагружен на конечное входное сопротивление второго фильтра.

Для поиска формулы передаточной функции двухзвенного RC-фильтра его удобно преобразовать, как показано на рис. 29, заменив цепь из двух конденсаторов и одного резистора на полное сопротивление этой цепи, обозначенное как  $X$ .

Источник напряжения  $U_1$  оказывается нагруженным на последовательно включенные сопротивления  $R$  и  $X$ . Они формируют делитель с выходным напряжением  $U_3$ .

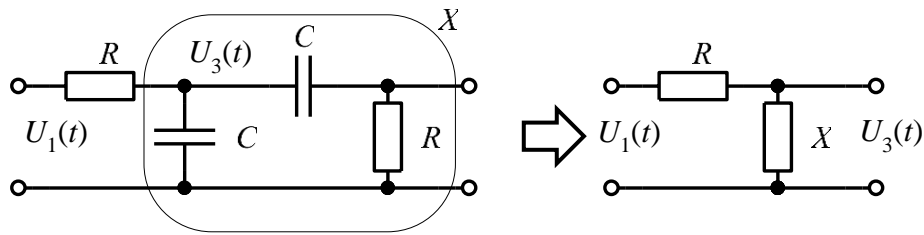


Рис. 29. К анализу двухзвенного RC-фильтра

Рассматривая для краткости записи полученную цепь  $R$ - $X$  как простейшую цепь постоянного тока, можно применить формулу делителя напряжения. Как известно, для делителя напряжения  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{Н}} / (R_{\text{В}} + R_{\text{Н}})$ , где  $R_{\text{В}}$  и  $R_{\text{Н}}$  – верхние и нижние плечи делителя, соответственно. Тогда:

$$(20) \quad U_3 = U_1 \cdot X / (R + X).$$

В то же время, выходное напряжение фильтра ( $U_2$ ) равно падению напряжения на правом резисторе  $R$  (см. на рис. 28, а). Напряжение  $U_2$  формируется делителем, состоящим из конденсатора и резистора, которые входят в состав цепи  $X$ . Если обозначить импеданс конденсатора  $C$  как  $Z = -j \frac{1}{\omega C}$ , для этого делителя справедливо соотношение:

$$(21) \quad U_2 = U_3 \cdot R / (R + Z)$$

Если подставить в выражение для  $K = \frac{U_2}{U_1}$  соотношение (21) и затем – (20), то:

$$(22) \quad K = \frac{U_3 \cdot R}{U_1} = \frac{U_1 \cdot R \cdot X}{U_1 (R+Z)(R+X)} = \frac{R \cdot X}{(R+Z)(R+X)}$$

Выведем формулу для сопротивления  $X$ , состоящего из трех компонентов. Параллельно конденсатору  $C$  с импедансом  $Z$  включается последовательная цепь из такого же конденсатора и резистора  $R$ , импеданс которой равен  $(R + Z)$ . Согласно соотношению для параллельного включения сопротивлений,  $R_{\text{СУММ}} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ , то есть

$$(23) \quad X = \frac{Z(R+Z)}{Z+(R+Z)} = \frac{Z(R+Z)}{R+2Z}$$

Вернемся к соотношению (22), подставив в него выражение для сопротивления  $X$ :

$$(24) \quad K = \frac{R \frac{Z(R+Z)}{R+2Z}}{(R+Z) \cdot \left(R + \frac{Z(R+Z)}{R+2Z}\right)} = \frac{R \cdot Z}{\left(R + \frac{Z(R+Z)}{R+2Z}\right) \cdot (R+2Z)} = \frac{R \cdot Z}{Z(R+Z) + R(R+2Z)} = \frac{R \cdot Z}{RZ + Z^2 + R^2 + 2RZ} = \frac{R \cdot Z}{Z^2 + R^2 + 3RZ}$$

Запомним это соотношение и выполним похожие действия для анализа передаточной функции фильтра Вина (рис. 28, б).

По аналогии представим полное сопротивление конденсаторов  $C$  как  $Z = -j \frac{1}{\omega C}$  и запишем выражение для передаточной функции фильтра Вина как формулу делителя напряжения. Входным напряжением для делителя является напряжение  $U_1$ , выходным –  $U_2$ . Верхнее плечо делителя формируется последовательно включенным резистором и конденсатором ( $R + Z$ ), а нижнее – параллельным включением таких же элементов ( $R \cdot Z / (R + Z)$ ). Тогда из формулы делителя напряжения получим:

$$(25) \quad K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\left(\frac{RZ}{R+Z}\right)}{(R+Z) + \left(\frac{RZ}{R+Z}\right)} = \frac{RZ}{\left(R + \frac{RZ}{R+Z}\right)(R+Z)} = \frac{RZ}{\left(\frac{R^2 + Z^2 + 2RZ + RZ}{R+Z}\right)(R+Z)} = \frac{RZ}{R^2 + Z^2 + 3RZ}$$

Как видно, выражение для передаточной функции фильтра Вина (25) и ранее полученное выражение для передаточной функции двухзвенного RC-фильтра (24) в точности совпадают. Это значит, что АЧХ и ФЧХ этих фильтров тождественны и осталось лишь получить для них формулы согласно соотношениям (8) и (9). Перед этим, однако, следует подставить вместо величины  $Z$  формулу для полного сопротивления конденсатора и сделать ряд преобразований. Более того, не стоит забывать, что передаточная функция обоих фильтров – комплексная, и полная ее запись выглядит как  $\dot{K}(j\omega)$ . Поскольку  $Z = -j \frac{1}{\omega C}$ , то  $Z^2 = -\frac{1}{\omega^2 C^2}$  и

$$(26) \quad \dot{K}(j\omega) = \frac{-j \frac{R}{\omega C}}{R^2 - \frac{1}{\omega^2 C^2} - 3j \frac{R}{\omega C}}$$

Разделим полученное выражение на величину  $R^2$ :

$$(27) \quad \dot{K}(j\omega) = \frac{-j \frac{1}{\omega RC}}{1 - \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2} - 3j \frac{1}{\omega RC}}$$

Обозначим  $1/RC = \omega_0$  и подставим  $\omega_0$  в (27), после чего умножим числитель и знаменатель дроби на комплексно сопряженное знаменателя:

$$(28) \quad \dot{K}(j\omega) = \frac{-j \frac{\omega_0}{\omega}}{1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 3j \frac{\omega_0}{\omega}} = \frac{j \frac{\omega_0}{\omega}}{-1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} + 3j \frac{\omega_0}{\omega}} = \frac{j \frac{\omega_0}{\omega} \left(-1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 3j \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{\left(-1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} + 3j \frac{\omega_0}{\omega}\right) \left(-1 + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 3j \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

С учетом алгебраической формулы для квадрата разности и правил перемножения сопряженных комплексных чисел, получим:

$$(29) \quad \dot{K}(j\omega) = \frac{-j \frac{\omega_0}{\omega} + j \frac{\omega_0^3}{\omega^3} + 3 \frac{\omega_0^2}{\omega^2}}{\left(\frac{\omega_0^4}{\omega^4} + 1 - 2 \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) + 9 \frac{\omega_0^2}{\omega^2}} = \frac{-j \frac{\omega_0}{\omega} + j \frac{\omega_0^3}{\omega^3} + 3 \frac{\omega_0^2}{\omega^2}}{\frac{\omega_0^4}{\omega^4} + 1 + 7 \frac{\omega_0^2}{\omega^2}}$$

Для более краткой записи умножим числитель и знаменатель полученной дроби на  $\frac{\omega^2}{\omega_0^2}$  и сделаем еще одно элементарное преобразование формулы:

$$(30) \quad \dot{K}(j\omega) = \frac{3 + j \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)}{\frac{\omega_0^2}{\omega^2} + \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 7}$$

Полученное выражение для передаточной функции обоих полосовых фильтров является достаточно кратким и позволяет с легкостью записать формулы для АЧХ и ФЧХ фильтров с учетом (8) и (9):

$$(31) \quad \varphi(\omega) = \arctg \left( \frac{\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}}{3} \right)$$

$$(32) \quad K(\omega) = \frac{\sqrt{9 + \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}\right)^2}}{\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega^2 + \omega_0^2} + 7}$$

Построив обе полученных зависимости в логарифмических осях, можно получить графики, показанные на рис. 30.

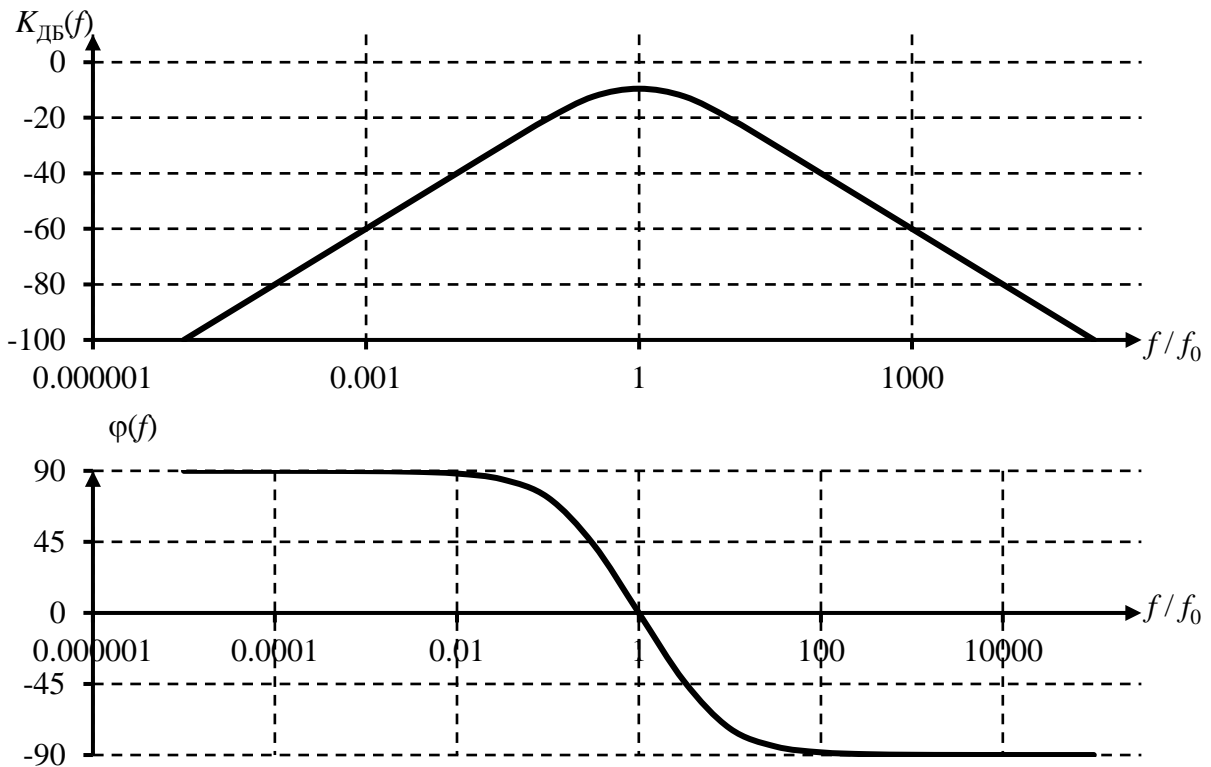


Рис. 30. АЧХ и ФЧХ фильтра Вина и двухзвенного полосового RC-фильтра в представлении Боде

АЧХ полосового фильтра характеризуется центральной полосой пропускания  $f_0$ , верхней и нижней граничными частотами пропускания  $f_B$  и  $f_H$  (см. рис. 31).  $K(f)_{\text{MAX}}$  для обоих рассмотренных полосовых фильтров составляет  $1/3$ .

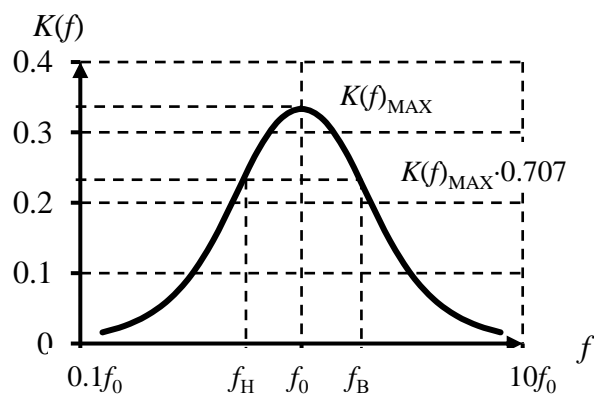


Рис. 31. К определению центральной, начальной и конечной частот полосового фильтра

Обратите внимание на особенности осей координат, в которых принято изображать АЧХ и ФЧХ. Так, ось Y на АЧХ может быть как линейной («разы»), так и логарифмической (дБ). Линейный масштаб удобнее для небольшого диапазона значений АЧХ, логарифмический – для значительного. Ось частоты обычно логарифмическая. Значения ФЧХ откладываются либо в градусах, либо в радианах.

### 2.3. Задание на выполнение работы

1. По заданию преподавателя соберите схемы однозвенного фильтра (ВЧ или НЧ) и полосового фильтра согласно таблице:

Таблица 1. Задание на лабораторную работу

№ бригады	Однозвенный фильтр	Полосовой фильтр	R	C
1	ФВЧ	RC	100 кОм	1 нФ
2	ФВЧ	фильтр Вина	15 кОм	10 нФ
3	ФНЧ	RC	10 кОм	100 нФ
4	ФНЧ	фильтр Вина	4.7 кОм	100 нФ
5	ФВЧ	RC	220 кОм	1 нФ
6	ФВЧ	фильтр Вина	15 кОм	10 нФ
7	ФНЧ	RC	15 кОм	100 нФ
8	ФНЧ	фильтр Вина	47 кОм	10 нФ
9	ФВЧ	RC	1 кОм	100 нФ
10	ФВЧ	фильтр Вина	2.2 кОм	100 нФ

В качестве источника входного сигнала используется генератор сигналов, включенный в режим генерации синусоидального напряжения.

2. Рассчитайте значение граничной частоты  $f_{ГР}$  или центральной частоты  $f_0$  исследуемых фильтров по формуле  $f_{ГР} = f_0 = \omega_0 / 2\pi = 1 / 2\pi RC$ .

3. Снимите АЧХ и ФЧХ каждого из фильтров. Для этого установите на генераторе синусоидальное напряжение с неизменной амплитудой и изменяйте частоту сигнала в пределах не менее  $\pm 1$  декады от рассчитанного значения  $f_{ГР}$  или  $f_0$  (в качестве образца используется таблица 2). Для измерения отношения амплитуд и соотношения фаз входного и выходного сигналов используйте осциллограф в двухлучевом режиме, подавая на один из его входов напряжение, приложенное к фильтру, а на другой – выходное напряжение фильтра. Фазовый сдвиг между двумя сигналами одной и той же частоты рассчитывается в радианах через измеренный с помощью осциллографа временной сдвиг  $\tau$  по формуле  $\varphi = 2\pi f \cdot \tau$ . При этом **важно учитывать знак  $\tau$** . Если выходной сигнал **опережает по времени** сигнал входной (то есть находится левее его по оси времени, так как время на осциллограммах течет слева направо), то величина  $\tau$  **положительна** (см. рис. 32).

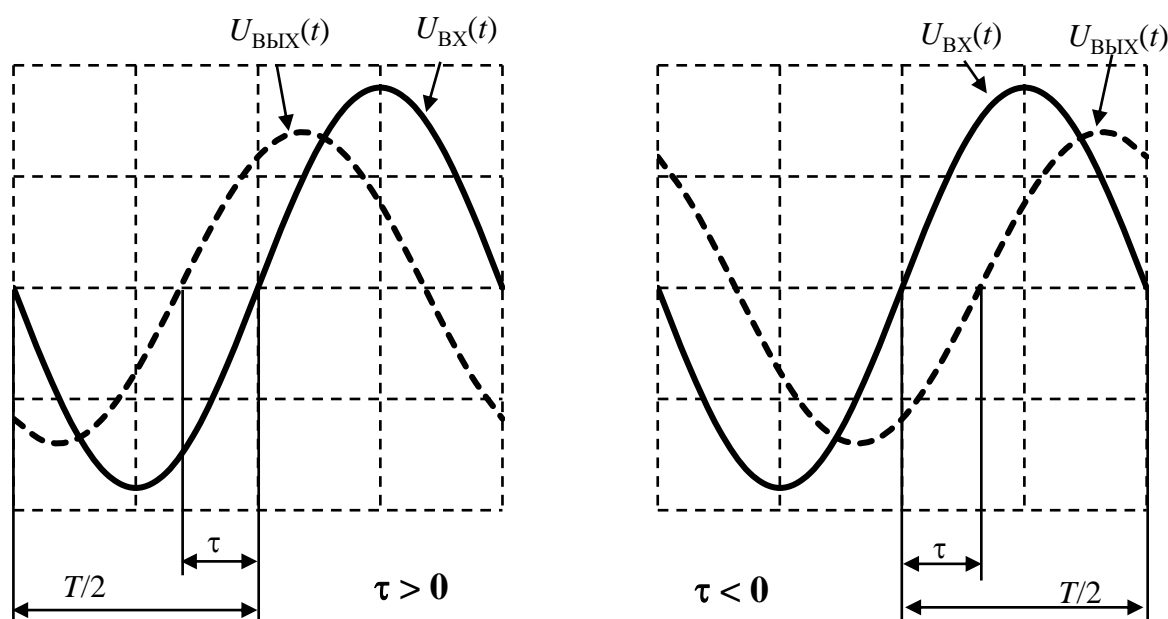


Рис. 32. К определению фазового сдвига

Таблица 2. Результаты измерения характеристик фильтра

$f, \text{Гц}$	$U_{\text{вх}}, \text{В}$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$\tau, \text{мс}$ (мкс)
$0.1f_0$			
...			
$f_0$			
...			
$10f_0$			

При измерении параметров полосовых фильтров особенно важно зафиксировать частоту и коэффициент передачи, соответствующие нулевому фазовому сдвигу между входным и выходным напряжениями.

4. В отчете по лабораторной работе постройте теоретически рассчитанные и экспериментальные АЧХ и ФЧХ исследованных фильтров. При построении используйте логарифмические оси частоты. Сравните теоретически рассчитанные и измеренные величины граничной частоты ФНЧ (ФВЧ) и центральной частоты полосового фильтра, ослабление полосового фильтра на центральной частоте, особенности ФЧХ фильтров.

### 3. МАЛОМОЩНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Цели работы – освоение способа установки рабочей точки транзисторного усилителя, оценка термостабильности рабочей точки, измерение входного и выходного сопротивления и коэффициента усиления по напряжению двух распространенных схем усилительных каскадов на транзисторах в режиме усиления малых сигналов.

#### 3.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе рассчитываются, монтируются и исследуются две схемы усилителей на биполярном n-p-n транзисторе типа BC546.
2. Синусоидальное входное напряжение для исследуемых усилителей подается от генератора специальных сигналов.
3. Контроль режимов работы по постоянному току производится с помощью мультиметра. Форма и амплитуда переменных входных и выходных сигналов контролируется осциллографом.
4. Для питания усилителей используется напряжение  $U_{\Pi} = +12\text{ В}$ .

#### 3.2. Основные теоретические сведения

Два исследуемых усилителя выполнены по схеме с общим эмиттером (рис. 33, а, б). Оба усилителя работают в режиме класса А.

Состояние усилителя при отсутствии входного сигнала называется состоянием покоя или исходной рабочей точкой (ИРТ). Напряжение на выходе усилителя в состоянии ИРТ называется напряжением покоя или напряжением смещения рабочей точки. Если на вход усилителя подать переменный входной сигнал, то максимальная амплитуда и отсутствие искажений у выходного сигнала могут быть достигнуты, если напряжение покоя будет равно примерно половине напряжения питания (рис. 34).

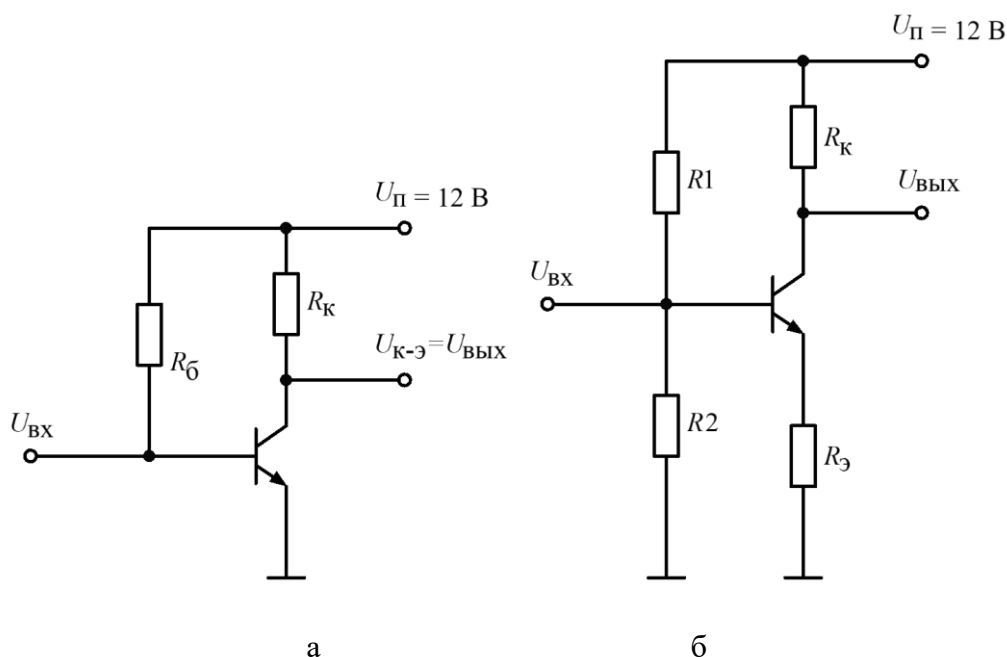


Рис. 33. Схемы усилителей на биполярных транзисторах:  
а - с балластным резистором в цепи базы;  
б - с делителем в цепи базы и эмиттерным резистором

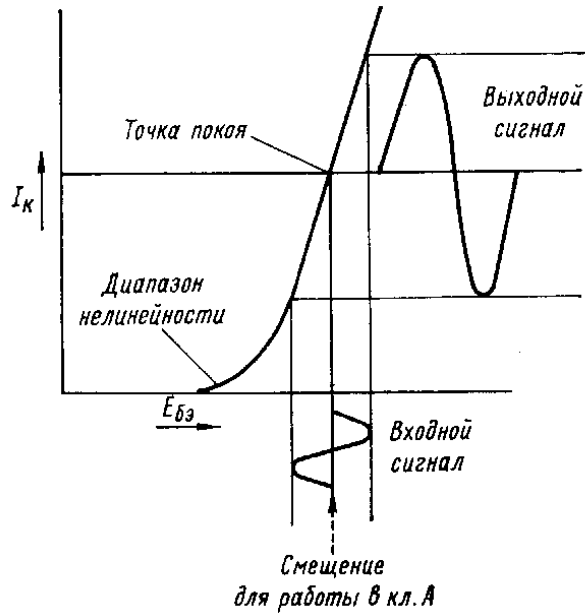


Рис. 34. Исходная рабочая точка транзисторного усилителя класса А.

Реальный биполярный транзистор может работать в активном режиме при напряжениях  $U_{кэ}$  более 1 В. Таким образом, максимальная амплитуда неискаженного сигнала обеспечивается на выходе транзисторного усилителя, если в точке покоя  $U_{кэ}$  будет составлять немногим более  $U_{п}/2$ . Примем для определенности  $U_{кэ}$  в ИРТ равным +7 В при  $U_{п} = 12$  В.

Выходной ток транзисторного усилителя зависит от мощности, которую следует отдавать в нагрузку. Пусть в проводимых исследованиях ток коллектора  $I_k$  при  $U_{вх} = 0$  будет невелик, например,  $I_k = 5$  мА.

В схеме (рис. 33, а) исходная рабочая точка транзистора задается током базы  $I_B$  с помощью балластного резистора, включенного между базой и плюсом источника питания. Из заданного значения напряжения смещения рабочей точки  $U_{кэ}$  и тока коллектора  $I_k$  однозначно вытекает необходимое значение сопротивления  $R_k$ , а также необходимый ток базы  $I_B$ :

$$(33) \quad R_k = (U_{п} - U_{кэ}) / I_k; \quad I_B = I_k / \beta$$

где  $\beta$  — коэффициент усиления транзистора по постоянному току.

Тогда необходимое сопротивление резистора в цепи базы имеет вид:

$$(34) \quad R_6 = \frac{U_{п} - U_{бэ}}{I_6} \approx \frac{U_{п}}{I_6}$$

Схема с балластным резистором обладает низкой температурной стабильностью, так как коэффициент усиления схемы по напряжению (то есть коэффициент усиления полезного сигнала) прямо зависит от  $\beta$ , который, в свою очередь, зависит от температуры. Кроме того, поскольку коэффициент усиления транзистора по постоянному току — параметр, сильно отличающийся у разных экземпляров транзисторов, то невозможно построить усилитель по схеме с балластным резистором в цепи базы с жестко заданными характеристиками.

Лучшую температурную стабильность, а также возможность задания коэффициента усиления по напряжению имеет схема, изображенная на рис. 33, б. Если ток базы транзистора много меньше, чем сквозной ток, протекающий через делитель  $R_1, R_2$ , то потенциал базы в данной схеме зависит только от номиналов резисторов  $R_1$  и  $R_2$ :

$$(35) \quad U_B = \frac{U_{п} R_2}{R_1 + R_2}$$

Потенциал эмиттера открытого кремниевого транзистора приблизительно на 0.65 В ниже, чем  $U_B$ , т.е.  $U_э = U_B - 0.65$ . Так как ток базы в сотни раз меньше тока коллектора, то без значительного ущерба для точности расчета ток коллектора может быть принят равным току эмиттера, т.е.  $I_k \approx I_э = U_э / R_э$ .

Коэффициент усиления схемы по напряжению

$$(36) \quad k_u = \frac{\Delta U_{ввых}}{\Delta U_{вх}} = -R_k / R_э$$

Таким образом, задав значения коэффициента усиления и  $R_K$ , можно задать и  $R_E$ . Зная необходимое значение тока усилителя, можно также рассчитать  $U_B$ , а далее с помощью (35) – необходимый коэффициент деления делителя  $R_1, R_2$ . Последнее, что необходимо рассчитать, это числовые значения сопротивлений делителя  $R_1, R_2$ . Для этого по заданному значению  $I_K$  рассчитывается ток базы по формулам (33), а затем – необходимый ток делителя, который должен быть значительно больше тока базы.

Результирующее входное сопротивление усилителя в целом рассчитывается как параллельное соединение сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Выходное сопротивление усилителя, как и в схеме с заземленным эмиттером, близко к  $R_K$ .

### 3.3. Задание на выполнение работы

1. Соберите схему усилителя с общим эмиттером и балластным резистором в цепи базы (рис. 35). Приняв ток коллектора  $I_K = 5$  мА, напряжение питания  $U_{\Pi} = 12$  В, рабочую точку  $U_{KЭ} = 7$  В, согласно закону Ома получаем значение сопротивления резистора  $R_K$ :

$$(37) \quad R_K = (U_{\Pi} - U_{KЭ}) / I_K = (12 - 7) / 0.005 = 1000 \text{ Ом} = 1 \text{ кОм}.$$

Величину сопротивления резистора в цепи базы  $R_B$  можно оценить, зная падение напряжения на базо-эмиттерном переходе ( $U_{БЭ} = 0.65$  В) и предполагая, что коэффициент усиления транзистора по постоянному току  $\beta = 100$ :

$$(38) \quad R_B = ((U_{\Pi} - U_{БЭ}) / I_B) = ((U_{\Pi} - U_{БЭ}) / (I_K / \beta)) = \\ = ((12 - 0.65) / (0.005 / 100)) = 2.27 \cdot 10^5 \text{ Ом} = 227 \text{ кОм}.$$

Реально необходимое сопротивление балластного резистора будет подбираться в ходе лабораторной работы, так как величина коэффициента  $\beta$  у каждого экземпляра транзистора может быть разной. Поэтому в качестве резистора  $R_B$  будут использоваться два последовательно соединенных резистора – постоянный, сопротивлением 100 кОм и переменный, с полным сопротивлением 500 кОм. Использовать в данной схеме только переменный резистор без постоянного **запрещается**, т.к. при случайной установке сопротивления переменного резистора в процессе регулировки на ноль, базо-эмиттерный переход оказывается подключенным напрямую к источнику питания, что ведет к выходу транзистора из строя.

2. К выходу схемы (к коллектору транзистора) подключите мультиметр в режиме измерения постоянного напряжения. Не подавая на вход схемы сигнала от генератора, при помощи переменного резистора настройте усилитель в положение точки покоя (на выходе должно быть напряжение  $U_{KЭ} \approx 7$  В).

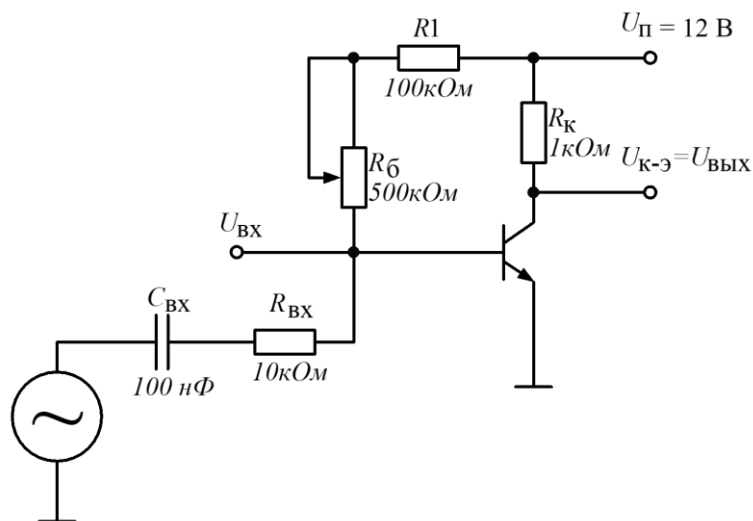


Рис. 35. Схема проведения измерений для усилителя с балластным резистором в цепи базы

3. Нагрейте корпус транзистора пальцами рук в течение 20...30 с, замерьте  $U_{KЭ}$  в конце нагрева и сравните полученное напряжение с  $U_{KЭ}$  до начала нагрева. Оцените, насколько вырос ток коллектора.

4. Определите падение напряжения на резисторе  $R_K$  и вычислите ток коллектора. Измерьте падение напряжения на постоянном резисторе, входящим в состав резистора базы  $R_B$ , и вычислите ток базы. Затем вычислите реальное значение коэффициента передачи по току  $\beta$  используемого транзистора.

5. Подключите к входу усилителя генератор специальных сигналов через разделительный конденсатор  $C_{ВХ}$  емкостью 100 нФ и входной резистор  $R_{ВХ}$  сопротивлением 10 кОм. Подайте на вход схемы синусоидальный сигнал частотой в несколько кГц. Амплитуду выходного напряжения генератора в начале эксперимента установите равной 100 мВ. Контролируя форму выходного напряжения усилителя с помощью осциллографа, подберите амплитуду сигнала генератора так, чтобы сигнал с выхода усилителя не имел искажений – отсечек сверху и снизу.

6. Подключите два канала осциллографа к входу и выходу усилителя и измерьте амплитуды переменных сигналов  $U_{ВХ}$  и  $U_{ВЫХ}$  и рассчитайте коэффициент усиления схемы по напряжению  $k_u = U_{ВЫХ} / U_{ВХ}$ .

7. Подсоедините к выходу схемы резистор нагрузки с известным сопротивлением  $R_H$  (например, 1 кОм) и измерьте значение напряжения на выходе при подключенной нагрузке  $U_{ВЫХ}^H$ . Рассчитайте значение выходного сопротивления усилителя:

$$R_{OUT} = R_H \left( \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}^H} - 1 \right)$$

8. Подключите два канала осциллографа с обеих сторон входного резистора  $R_{ВХ}$  и измерьте падение переменного напряжения на резисторе  $U_{R_{ВХ}}$  (как разность амплитуд на выводах  $R_{ВХ}$ ). Зная сопротивление  $R_{ВХ}$ , рассчитайте удвоенную амплитуду входного тока  $I_{ВХ} = U_{R_{ВХ}} / R_{ВХ}$  и входное сопротивление схемы  $R_{IN} = U_{ВХ} / I_{ВХ}$ .

Таблица 3. Измеряемые параметры

Эксперимент	Измеряемый параметр	Результат измерения
Зависимость напряжения рабочей точки от температуры	$U_{РТ}$ до нагрева	
	$U_{РТ}$ после нагрева	
Исходная рабочая точка	Падение напряжения на $R_K$ (ток коллектора $I_K$ )	
	Падение напряжения на постоянном резисторе в цепи базы (ток базы $I_B$ )	
	Коэффициент $\beta$	
Режим усиления входного сигнала	Амплитуда входного сигнала $U_{ВХ}$	
	Амплитуда выходного сигнала $U_{ВЫХ}$	
	Коэффициент усиления схемы $k_u$	
Измерение входного сопротивления	Падение напряжения на входном резисторе $U_{R_{ВХ}}$	
	Ток входного сигнала $I_{ВХ}$	
	Входное сопротивление схемы $R_{IN}$	
Измерение выходного сопротивления	Амплитуда напряжения на выходе без нагрузки $U_{ВЫХ}$	
	Амплитуда напряжения на выходе с нагрузкой $U_{ВЫХ}^H$	
	Выходное сопротивление схемы $R_{OUT}$	

9. Соберите схему усилителя с делителем в цепи базы и эмиттерным резистором (рис. 36). Коэффициент усиления схемы  $k_u$  по напряжению примем равным 10, значение  $R_K$  оставляем прежним (1 кОм) и вычисляем:

$$(39) \quad R_Э = R_K / k_u = 1000 / 10 = 100 \text{ Ом}.$$

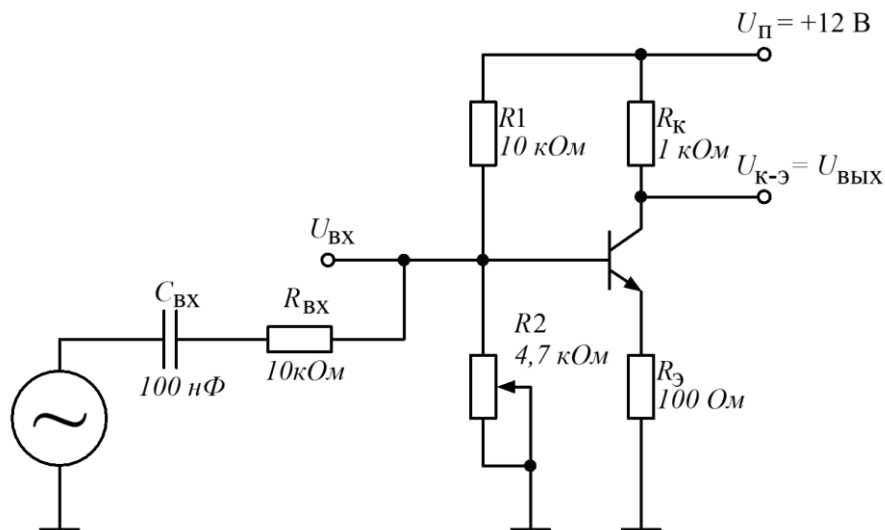


Рис. 36. Схема проведения измерений для усилителя с делителем в цепи базы и эмиттерным резистором

Задав необходимое значение тока усилителя  $I_K$  (пусть ток будет, как и в предыдущей схеме, равным 5 мА), можно также рассчитать напряжение на выходе делителя в цепи базы:

$$(40) \quad U_Б = U_Э + 0.65 \text{ В} = I_K \cdot R_Э + 0.65 = 0.005 \cdot 100 + 0.65 = 1.15 \text{ В}.$$

Зная  $U_Б$ , можно определить необходимый коэффициент деления делителя  $R_1 R_2$ , то есть соотношение  $R_2 / (R_2 + R_1)$ . Для того чтобы подобрать значения сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , нужно задать ток через делитель  $I_{R1R2}$ . Как правило, этот ток задают в несколько десятков раз бóльшим тока базы; пусть  $I_{R1R2} = 20 \cdot I_Б = 20 \cdot I_K / \beta$ . При этом коэффициент усиления по току  $\beta$  исследуемого транзистора уже известен из первого эксперимента. Тогда (если  $\beta = 100$ ) получаем:

$$(41) \quad (R_1 + R_2) = U_П / I_{R1R2} = (U_П \cdot \beta) / (20 \cdot I_K) = \\ = (12 \cdot 100) / (20 \cdot 0.005) = 12000 \text{ Ом} = 12 \text{ кОм}.$$

Из имеющихся на учебном стенде резисторов подобрать подходящий делитель можно, используя в качестве резистора  $R_1$  резистор сопротивлением 10 кОм, а в качестве  $R_2$  – переменный резистор с полным сопротивлением 4.7 кОм.

При сборке обратите внимание, что, в отличие от предыдущей схемы, входной резистор  $R_{ВХ}$  должен иметь сопротивление 2.2 кОм, так как входной ток данного усилителя в несколько раз больше.

10. Подключите к выходу схемы мультиметр в режиме измерения постоянного напряжения и настройте собранный усилитель в положение ИРТ, вращая ручку резистора  $R_2$ .

11. Прodelайте измерения, описанные в п.3 и в пп.5-8 для собранной схемы. Результаты измерений для первой и второй схем усилителей внесите в таблицу (таблица 3).

## 4. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ПИТАНИЯ

Цели работы – исследование простейших схем источников вторичного питания – выпрямителей на полупроводниковых диодах и линейного параметрического регулятора напряжения на стабилитроне и транзисторе.

### 4.1. Краткое описание лабораторной работы

1. Исследуется работа одно- и двухполупериодного выпрямителей на диодах, а также работа сглаживающего фильтра на конденсаторе и зависимость амплитуды пульсаций выходного напряжения от тока в нагрузке.
2. Далее исследуется вольтамперная характеристика стабилитрона, включенного в схему параметрического регулятора напряжения.
3. Рассчитывается, монтируется и исследуется схема стабилизатора напряжения на маломощном *n-p-n* биполярном транзисторе типа BC546.

### 4.2. Основные теоретические сведения

Выпрямительные схемы наиболее широко используются в источниках вторичного питания, которые преобразуют напряжение промышленной сети 220 В 50 Гц в постоянные напряжения для питания цифровых или аналоговых схем, зарядки аккумуляторных батарей и т.д. Для предварительного снижения напряжения промышленной сети обычно используется трансформатор напряжения. Напряжение  $U_{ВХ}$  со вторичной обмотки трансформатора поступает на вход одно- или двухполупериодного выпрямителя, нагруженного на какую-то схему, которая обозначена как резистор  $R_H$  (см. рис. 37). В отсутствие конденсатора  $C$  на выходе выпрямителя, выпрямленное напряжение  $U_{ВЫПР}$  представляет собой условно «положительные» полуволны входного напряжения  $U_{ВХ}$  для однополупериодного выпрямителя (рис. 37, а), и модуль входного напряжения  $U_{ВЫПР} \approx |U_{ВХ}|$  для двухполупериодного (рис. 37, б), также называемого диодным мостом.

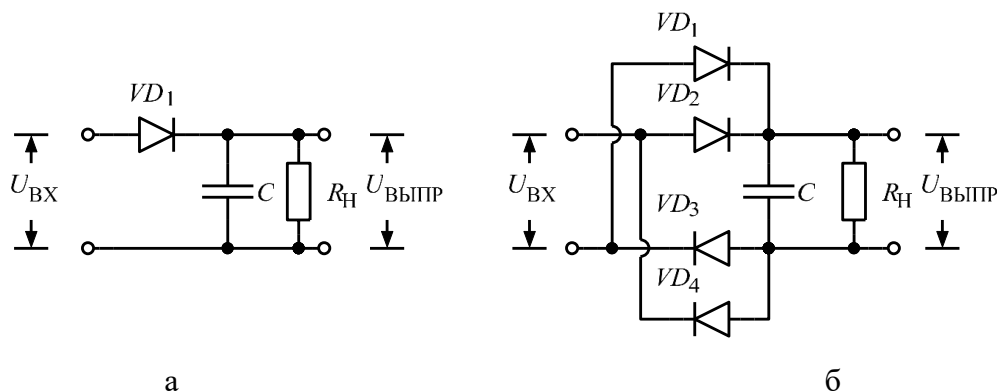


Рис. 37. Однополупериодный (а) и двухполупериодный (б) выпрямители на диодах

Временные диаграммы напряжений в узлах цепей выпрямителей без учета наличия конденсатора  $C$  показаны на рис. 38.

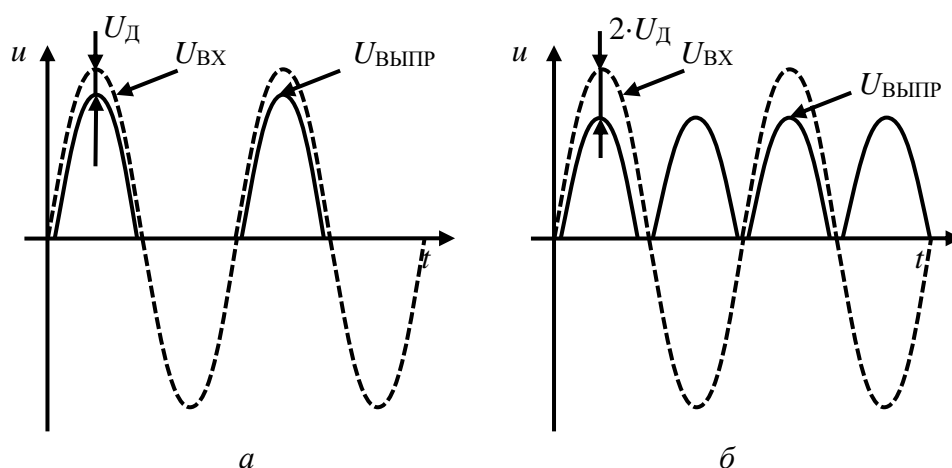


Рис. 38. Временные диаграммы напряжений на входе и выходе выпрямителей на диодах: однополупериодного (а) и двухполупериодного (б)

Конденсатор  $C$  на выходе выпрямителя, включаемый в источниках питания параллельно нагрузке, и называемый сглаживающим, заряжается до амплитуды выходного напряжения выпрямителя  $U_{\text{выпр}}$ , а затем отдает ток в нагрузку, постепенно разряжаясь, до тех пор, пока вновь не начинается его заряд от источника растущего входного напряжения через прямо смещенные диоды выпрямителя. Чем больше ток нагрузки и чем меньше емкость конденсатора, тем быстрее происходит разряд и тем больше амплитуда пульсаций  $U^{P-P}$  на сглаживающем конденсаторе.

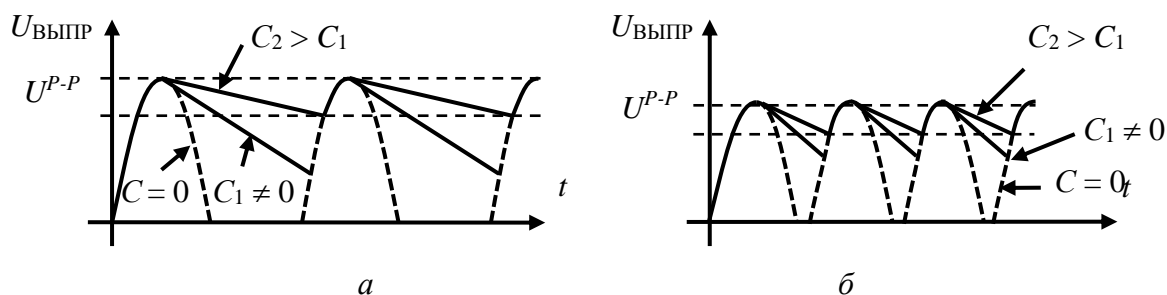


Рис. 39. Влияние сглаживающего конденсатора на выходное напряжение выпрямителя: однополупериодного (а) и двухполупериодного (б)

Окончательно для получения стабильного напряжения на выходе источника питания используется линейный регулятор напряжения. Очевидно, что в большинстве случаев применение в цепях питания двухполупериодного выпрямителя предпочтительнее, т.к. он позволяет получить меньшие амплитуды пульсаций при той же емкости сглаживающего конденсатора и токе нагрузки. Однако у однополупериодной схемы есть свое преимущество – при ее использовании один из выводов вторичной обмотки трансформатора совпадает с общей цепью «земля» всей схемы (при использовании двухполупериодного выпрямителя это не так), что бывает полезно, например, для измерения напряжения на вторичной обмотке питающего трансформатора.

В действительности амплитуда напряжения  $U_{\text{выпр}}$  оказывается несколько меньше амплитуды напряжения  $U_{\text{вх}}$ . Разница составляет величину  $U_{\text{д}}$  для однополупериодного выпрямителя и  $2 \cdot U_{\text{д}}$  для двухполупериодного, где  $U_{\text{д}}$  – падение напряжения на прямо смещенном диоде выпрямителя (до 1 В для силовых диодов при больших токах нагрузки). Это несколько снижает КПД источников питания, но, в известной мере, неизбежно.

Большинству электронных устройств требуется постоянное униполярное (земля,  $+U_{\text{п}}$ ) или биполярное (земля,  $+U_{\text{п}}$ ,  $-U_{\text{п}}$ ) напряжение питания с достаточно хорошей стабильностью. С другой стороны, устройства, не имеющие автономного питания, получают энергию от сети переменного напряжения, через трансформатор и выпрямитель. Как было указано выше, на выходе выпрямителя наблюдаются существенные пульсации напряжения, которые невозможно полностью устранить с помощью пассивных фильтров. Нестабильности амплитуды переменного

напряжения в электрической сети и изменения тока нагрузки приводят к колебаниям уровня постоянной составляющей выходного напряжения выпрямителя. Их невозможно устранить ничем другим, кроме стабилизатора напряжения, который решает обе задачи – устранение пульсаций и стабилизация постоянной составляющей напряжения.

Простейшим способом стабилизации напряжения является применение управляемого транзисторного балласта (рис. 40).

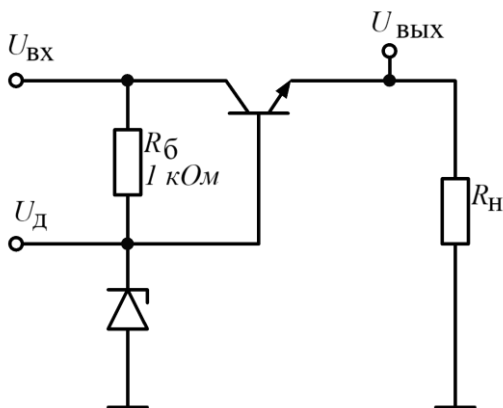


Рис. 40. Стабилизатор напряжения с транзисторным балластом

Схема является эмиттерным повторителем. Выходное напряжение в схеме повторителя ( $U_{ВЫХ}$ ) равно потенциалу базы относительно «земли» (общей точки входного и выходного напряжения), т.е.  $U_{Д}$ , за вычетом падения напряжения на переходе база-эмиттер транзистора ( $U_{БЭ}$ ):

$$(42) \quad U_{ВЫХ} = U_{Д} - U_{БЭ}$$

$U_{БЭ}$  для открытого кремниевого транзистора в среднем равно 0.65 В и остается практически постоянным. Следовательно, при стабильном значении  $U_{Д}$  выходное напряжение  $U_{ВЫХ}$  может оставаться достаточно стабильным в определенных пределах тока нагрузки.

Выходной ток схемы ( $I_{ВЫХ}$ ) является эмиттерным током транзистора, который, как известно, равен сумме коллекторного и базового токов:

$$(43) \quad I_{ВЫХ} = I_{Э} = I_{Б} + I_{К} = I_{Б} + \beta I_{Б} = (1 + \beta) I_{Б} \approx \beta I_{Б},$$

где  $I_{Б}$  – ток базы,  $I_{К}$  – ток коллектора,  $\beta$  – коэффициент усиления по току транзистора ( $\beta = I_{К} / I_{Б}$ ).

По закону Кирхгоффа о сумме токов, ток, протекающий через балластный резистор  $R_{Б}$ , разветвляется на базовый ток транзистора  $I_{Б}$  и ток стабилитрона  $I_{Д}$ . Зная требуемый (или максимально возможный) ток нагрузки стабилизатора  $I_{ВЫХ}$ , коэффициент усиления по току транзистора  $\beta$  и ток стабилитрона  $I_{Д}$  при номинальном входном напряжении  $U_{ВХ}$ , можно найти необходимый ток базы транзистора  $I_{Б}$  и, соответственно, сопротивление балластного резистора  $R_{Б}$ :

$$(44) \quad R_{Б} = \frac{U_{ВХ} - U_{Д}}{I_{Б} + I_{Д}}$$

Мощность, выделяемая в транзисторе  $VT$ , равна произведению падения напряжения на нем и тока коллектора, который практически совпадает со значением тока на нагрузке  $I_{Н}$ :

$$(45) \quad P_{VT} = (U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) I_{Н}$$

Из этой формулы видно, что мощность, рассеиваемая в балластном транзисторе, пропорциональна разности входного и выходного напряжений стабилизатора. Значения  $U_{ВХ}$  должно задаваться, исходя из возможных колебаний напряжения на выходе выпрямителя, питающего стабилизатор. С учетом того, что согласно действующим стандартам допустимыми являются колебания напряжения в питающей электрической сети на  $\pm 10\%$ , а снижение глубины пульсаций на выходе выпрямителя до 0% практически невозможно, рекомендуется учитывать

при расчетах превышение среднего значения  $U_{ВХ}$  над заданным выходным напряжением стабилизатора  $U_{ВЫХ}$  не менее, чем на 25%.

Чем выше разность  $(U_{ВХ}-U_{ВЫХ})$ , тем надежнее защита  $U_{ВЫХ}$  от случайных «провалов» входного напряжения, но, с другой стороны, тем выше мощность  $P_{VT}$ , рассеиваемая балластным транзистором, и тем хуже КПД стабилизатора. Обычно КПД линейного стабилизатора задают не менее 50%. Отсюда

$$(46) \quad 2U_{ВЫХ} \geq U_{ВХ} \geq 1.25U_{ВЫХ}$$

При разорванной цепи нагрузки ( $R_H = \infty$ ) ток базы  $I_B$  отсутствует, и весь ток, ограничиваемый резистором  $R_B$ , течет через стабилитрон  $VD$ . В этом случае в стабилитроне выделяется максимальная мощность. При подключении  $R_H$  ток, протекающий через резистор  $R_B$ , как уже было сказано, разветвляется на  $I_B$  и  $I_D$ . При заданном значении тока нагрузки  $I_H$  ток, отбираемый в цепи базы, описывается выражением

$$(47) \quad I_B = \frac{I_H}{1+\beta} \approx \frac{I_H}{\beta}$$

Отбор тока в базу из цепи  $R_B$  приводит к снижению тока стабилитрона  $VD$ . Характеристика стабилитрона на участке стабилизации напряжения не является идеальной, и изменение тока все же ведет к изменению падения напряжения  $U_D$  на стабилитроне. Внутреннее сопротивление стабилитрона  $r_D$  вычисляется из его вольт-амперной характеристики (рис. 41):

$$(48) \quad r_D = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D} = \frac{\Delta U_D}{I_{max} - I_{min}}$$

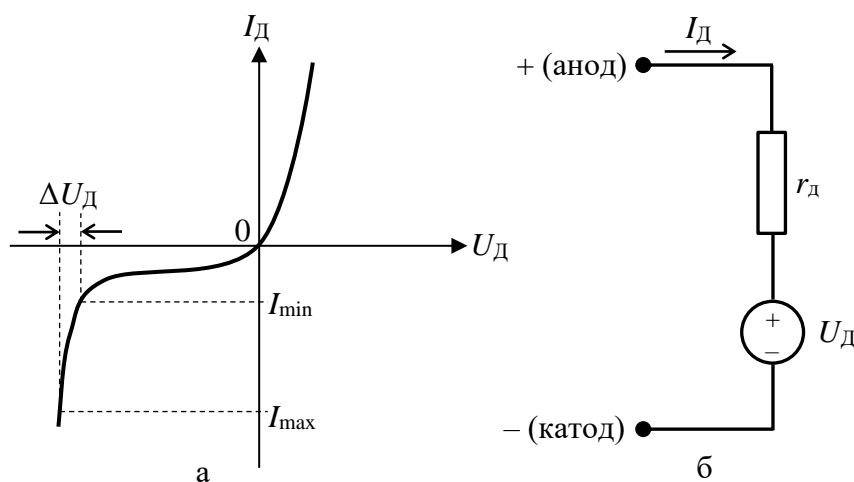


Рис. 41. Вольт-амперная характеристика стабилитрона (а) и его эквивалентная схема для ветви стабилизации напряжения (б)

Как видно из вольт-амперной характеристики стабилитрона (рис. 41, а), для качественной и надежной стабилизации напряжения ток стабилитрона должен быть не ниже  $I_{min}$  и не выше  $I_{max}$ .

### 4.3. Задание на выполнение работы

1. Соберите схему простейшего однополупериодного выпрямителя на диоде (рис. 42). В качестве источника переменного напряжения для исследований используется генератор. Амплитуда напряжения с генератора – порядка 3 В, частота – 1 кГц.

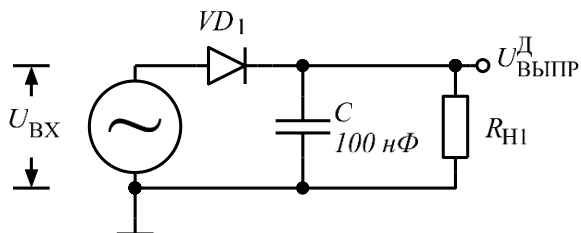


Рис. 42. Схема для исследования простейшего выпрямителя

2. Подключите канал №1 осциллографа к цепи  $U_{BX}$ , канал №2 – к выходу ( $U_{ВЫПР}^Д$ ), установите синхронизацию по первому каналу и снимите зависимость амплитуды пульсаций напряжения на нагрузке от ее сопротивления, подключая в качестве  $R_{Н1}$  сопротивления по таблице:

Таблица 4. Результаты измерения амплитуды пульсаций

$R_{Н1}$ , кОм	$\infty$ (разрыв)	470	220	100	47	15	10	4.7	2.2	1	0.47	0.33
$U^{P-P}$ , В												

Для регистрации амплитуды пульсаций используйте курсоры или режим измерения размаха сигнала (Pk-Pk).

3. Соберите схему измерения напряжения стабилизации стабилитрона (рис. 43). В качестве источника входного напряжения используйте положительный канал лабораторного источника питания.

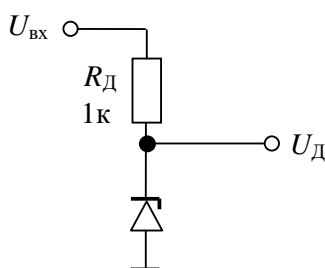


Рис. 43. Схема измерения напряжения стабилизации

Сопротивление резистора  $R_D$  выбирается с таким расчетом, чтобы ток через стабилитрон оставался бы в рамках допустимых значений для данного стабилитрона. Падение напряжения на стабилитроне в обратной ветви его характеристики  $U_D$  и допустимые пределы его тока стабилизации являются справочными величинами и берутся из документации на стабилитрон. В лабораторной работе используется стабилитрон 2С191Ц, у которого минимальный ток стабилизации составляет 0.1 мА, а максимальный допустимый ток – 20 мА.

Таким образом, если напряжение стабилизации равно 9.1 В, а входное напряжение меняется от 9.2 В до 15 В, справедливы следующие рассуждения:

- в случае **максимума** входного напряжения (15 В) ток также будет максимальным, поэтому сопротивление должно быть не меньше, чем

$$R_{Dmin} = (U_{BXmax} - U_D) / I_{max} = (15 - 9.1) / 0.02 = 300 \text{ Ом}.$$

- в случае **минимума** входного напряжения (9.2 В) ток также будет минимальным и сопротивление должно быть не больше, чем

$$R_{Dmax} = (U_{BXmin} - U_D) / I_{min} = (9.2 - 9.1) / 0.0001 = 1000 \text{ Ом} = 1 \text{ кОм}.$$

Схема стабилизатора в дальнейшем используется как часть более сложной схемы источника стабильного напряжения, для которой рекомендован запас по входному напряжению как минимум в 25% или  $9.1 + 25\% = 11.375$  В, поэтому выбираем сопротивление резистора  $R_d$ , равное 1 кОм. Такой резистор обеспечит ток стабилитрона, значительно превышающий минимальный ток стабилизации, и не снизит КПД регулятора за счет потерь на нагрев в стабилитроне.

4. Снимите вольтамперную характеристику стабилитрона. Для этого, изменяя входное напряжение в диапазоне от 0 до 15 В с шагом 1 В, проведите измерения и заполните таблицу по образцу (таблица 5). Напряжение на стабилитроне измеряйте мультиметром, включенным в режим измерения постоянного напряжения. Найдите точку, в которой начинается стабилизация напряжения и **снимите несколько точек вблизи неё с шагом 0.2 В**.

Таблица 5. Снятие ВАХ стабилитрона

Напряжение на входе схемы $U_{вх}$ , В	0	1	...	15
Напряжение на стабилитроне $U_d$			...	
Напряжение на резисторе $U_{R_d}$				
Ток стабилитрона $I_d$				

Так как напрямую измерять ток в цепи неудобно (придется постоянно переводить мультиметр в режим измерения тока и включать его в разрыв цепи), ток стабилитрона можно вычислить, просто разделив падение напряжения на резисторе  $R_d$  на сопротивление этого резистора.

5. Соберите схему стабилизатора напряжения на транзисторном балласте (рис. 44).

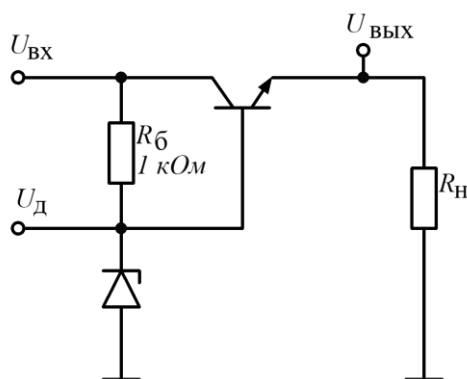


Рис. 44. Стабилизатор напряжения с транзисторным балластом

6. Подключая к стабилизатору различные сопротивления нагрузки (изменяя таким образом выходной ток схемы), снимите зависимости  $U_{вых} = f(U_{вх})$ . При этом входное напряжение  $U_{вх}$ , подаваемое с лабораторного источника питания, изменяйте от 8 В до 15 В с шагом 1 В (еще раз обратите внимание, что из-за наличия защитных диодов на плате стенда значение напряжения, установленное на индикаторах источника питания, отличается от напряжения на входе схемы на 0.6–0.7 В). Результаты измерения внесите в таблицу по образцу (таблица 6).

Таблица 6. Результаты измерения параметров стабилизатора напряжения

$U_{вх}$ , В	8	9	...	15
$U_{вых}$ при $R_н = 1$ кОм				
$U_{вых}$ при $R_н = 499$ Ом (выводной мощный)				
$U_{вых}$ при $R_н = 220$ Ом (выводной мощный)				

7. Вычислите для каждой из нагрузок выходной ток схемы (как отношение выходного напряжения к  $R_н$ ) и постройте зависимость выходного напряжения стабилизатора от тока нагрузки.

## 5. ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

### 5.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе монтируются и исследуются схемы транзисторных ключей на биполярных n-p-n транзисторах типа BC546.
2. Строятся обычный транзисторный ключ, форсированный транзисторный ключ, ключ на основе схемы Дарлингтона.
3. Контроль режимов работы схем осуществляется осциллографом.
4. Дополнительно исследуется схема диодной защиты ключа при управлении индуктивными нагрузками (обмоткой возбуждения электромагнитного реле на 5 В).

### 5.2. Основные теоретические сведения

Электронный ключ – схема, используемая на практике для управления нагрузками, индикаторами, электромагнитными реле. Данная схема предназначена для работы в двух режимах. Если ключ открыт, через управляющий элемент протекает ток, определяемый напряжением питания и сопротивлением нагрузки. Если же ключ закрыт, то ток пренебрежимо мал, нагрузка отключена. Ток управления транзисторным ключом обычно много меньше тока нагрузки.

В современной схемотехнике транзисторные ключи строят на полевых и биполярных транзисторах. В высокочастотной импульсной технике большее распространение в настоящий момент получают схемы на полевых транзисторах, в то время как для управления реле, не слишком мощными индикаторами и т.д. чаще используются более дешевые решения на биполярных транзисторах. Почти 100% практических схем ключей на биполярных транзисторах являются ключами с общим эмиттером, где нагрузка включается в коллекторную цепь.

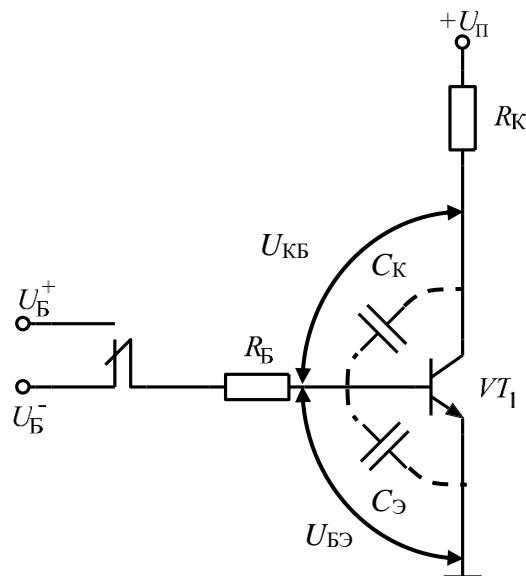


Рис. 45. Схема транзисторного ключа с общим эмиттером

Транзистор в такой схеме, если она рассчитана верно, сколько-нибудь долгое время находится лишь в двух режимах: в режиме насыщения (ключ открыт) и в режиме отсечки (ключ закрыт).

В **режиме отсечки** на коллекторном переходе транзистора действует обратное напряжение, на эмиттерном – обратное или нулевое. В коллекторной цепи протекает ток, близкий к обратному току коллекторного перехода. Он ничтожно мал (менее 1 нА), поэтому в расчетах его не учитывают. Обратный ток эмиттерного перехода имеет тот же порядок. Входное и выходное сопротивления ключа в таком режиме принимают, соответственно, бесконечно большими.

Прямая ветвь входной статической характеристики в первом приближении представляется экспоненциальной зависимостью тока базы  $I_B$  от напряжения база-эмиттер  $U_{БЭ}$  (см. рис. 46, а). В принципе, сколь угодно малое увеличение напряжения  $U_{БЭ}$  вызывает рост тока базы, однако заметным этот рост становится только после достижения напряжением базо-эмиттерного перехода некоторой величины. Эту величину называют напряжением отпирания  $U_{отп}$ , для кремниевых транзисторов оно составляет порядка 0.5-0.6 В.

На выходной статической характеристике (см. рис. 46, б) режиму отсечки соответствует точка А: все напряжение питания  $U_{П}$  падает на цепи коллектор-эмиттер запертого транзистора. Наклонная прямая на характеристике представляет собой, фактически, обращенный закон Ома для участка цепи (т.е. зависимость тока коллектора  $I_K$  равного току нагрузки  $I_H$  от напряжения  $U_{П}-U_{КЭ}$ ).

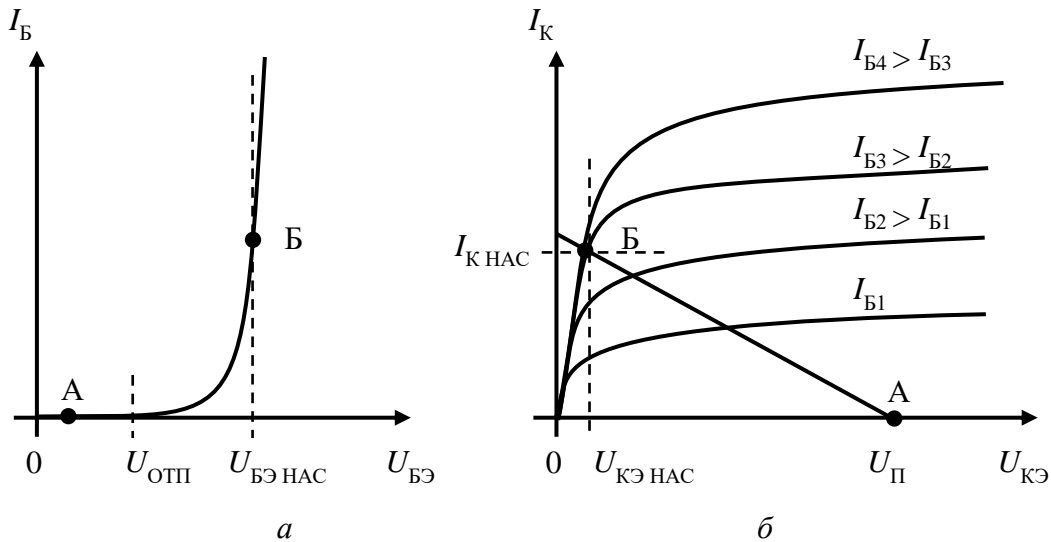


Рис. 46. Входная (а) и выходная (б) характеристики транзисторного ключа

По мере роста напряжения на входе и достижения им значений  $U_{БЭ} > U_{отп}$ , транзистор открывается, коллекторный  $I_K$  и базовый  $I_B$  токи увеличиваются. Коллекторное напряжение  $U_{КЭ}$  уменьшается, т.к. при наличии тока  $I_K$  часть напряжения питания  $U_{П}$  падает на нагрузочном резисторе  $R_K$ . Пока при увеличении тока  $I_B$  на коллекторном переходе имеется обратное напряжение (т.е.  $U_K > U_B$ ), транзистор работает в **активном режиме** и для токов справедливо соотношение:

$$(49) \quad I_K \approx \beta \cdot I_B,$$

где  $\beta$  – коэффициент усиления по току транзистора.

При некотором значении базового тока потенциал коллектора и потенциал базы оказываются равны. Дальнейшее увеличение токов базы  $I_B$  и коллектора  $I_K$  приводит к появлению прямого напряжения  $U_{КБ}$  на базо-коллекторном переходе. Когда оно вырастает до уровня  $U_{КБ} = -U_{отп}$ , в прямом направлении оказываются включены оба перехода транзистора. Дальнейшее увеличение тока базы уже не приводит к росту коллекторного тока. Транзистор оказывается в **режиме насыщения**, в котором коллекторный ток неизменен и равен  $I_{К нас}$ . Пропорциональная зависимость между токами базы и коллектора перестает выполняться. Напряжение на коллекторе  $U_{КЭ нас}$  оказывается меньше напряжения базо-эмиттерного перехода ( $U_{КЭ нас} < U_{БЭ нас}$ ) и для кремниевых транзисторов составляет порядка 0.2-0.3 В. Напряжение насыщения базо-эмиттерного перехода  $U_{БЭ нас}$  примерно на 100 мВ превышает его напряжение отпирания  $U_{отп}$ , для кремниевых транзисторов его обычно считают равным 0.7 В.

Токи, которые протекают в цепях транзистора в режиме насыщения, определяются простыми соотношениями:

$$(50) \quad I_{Б нас} = (U_{Б^+} - U_{БЭ нас}) / R_{Б}, \quad I_{К нас} = (U_{П} - U_{КЭ нас}) / R_K \approx U_{П} / R_K$$

где  $U_{Б^+}$  – напряжение источника, управляющего ключом (отпирającego ключ), а  $U_{П}$  – напряжение источника питания. В практических схемах очень часто выполняется неравенство

$U_B^+ < U_{П}$ , когда низковольтная схема при помощи транзисторного ключа управляет более высоковольтной нагрузкой.

Для корректной работы транзисторного ключа удобно ввести критерий насыщенного состояния транзистора по току. На границе активного режима и режима насыщения  $U_{КБ} = -U_{ОП}$ , а  $I_{К НАС} = \beta \cdot I_{Б ГР}$ , где  $I_{Б ГР}$  – базовый ток, при котором транзистор переходит в режим насыщения. Тогда критерий режима насыщения можно с учетом (49) записать как

$$(51) \quad \begin{aligned} I_{Б НАС} &> I_{Б ГР} = I_{К НАС} / \beta, \\ I_{Б НАС} &> I_{Б ГР} = U_{П} / (R_K \cdot \beta). \end{aligned}$$

Помехоустойчивость транзисторного ключа удобно описывать через коэффициент насыщения, который вычисляется как

$$(52) \quad K_{НАС} = I_{Б НАС} / I_{Б ГР} = \beta \cdot I_{Б НАС} / I_{К НАС} = \beta \cdot I_{Б НАС} \cdot R_K / U_{П}.$$

Чем больше коэффициент насыщения, тем выше помехозащищенность транзисторного ключа (тем труднее помехе вывести его из режима насыщения), однако с ростом коэффициента насыщения снижается быстродействие транзисторного ключа и растет ток, отбираемый от схемы управления в базу транзистора.

Полное описание динамики транзисторного ключа, т.е. процессов его включения и выключения, которые определяют конечное быстродействие схемы, довольно сложно.

Первым этапом **включения транзисторного ключа** является **этап задержки включения**. На этом этапе происходит перезарядка емкостей  $C_{Э}$  и  $C_{К}$  (см. Рис. 45). В первом приближении на этом этапе схему транзисторного ключа можно представить упрощенной схемой согласно Рис. 47.

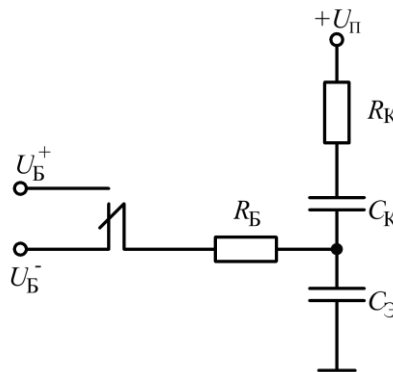


Рис. 47. Эквивалентная схема транзисторного ключа на этапе задержки включения

В практических схемах обычно  $R_B \gg R_K$  в доли  $\beta$  раз (т.е., как минимум, в десятки раз), так что схему можно дополнительно упростить, приняв сопротивление  $R_K$  равным нулю. Несложно показать, что если в нулевой момент времени на такую цепь подается прямоугольный импульс отпирающего ключ сигнала (скачкообразный переход входного напряжения с уровня  $U_B^-$  на  $U_B^+$ ), зависимость напряжения на выходе цепи в времени будет определяться законом

$$(53) \quad U_{БЭ}(t) = U_B^+ - (U_B^+ - U_B^-) e^{-\frac{t}{\tau_{ЗД}}},$$

где  $\tau_{ЗД} = R_B \cdot (C_K + C_{Э})$  – постоянная времени упрощенной эквивалентной цепи. Стадия задержки заканчивается, когда напряжение  $U_{БЭ}(t)$  достигает уровня  $U_{ОП} \approx U_{БЭ НАС}$ , тогда решив (53), получим:

$$(54) \quad t_{ЗД} = \tau_{ЗД} \cdot \ln \left( \frac{U_B^+ - U_B^-}{U_B^+ - U_{БЭ НАС}} \right).$$

На временной диаграмме напряжений схемы транзисторного ключа этот этап включения характеризуется неизменностью напряжения в коллекторной цепи при том, что уровень входного напряжения уже равен  $U_B^+$  (см. Рис. 48).

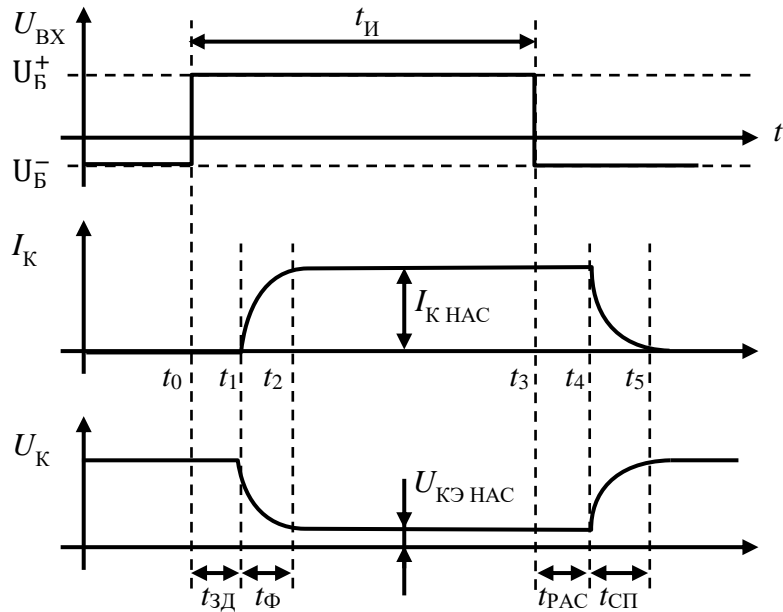


Рис. 48. Временные диаграммы работы транзисторного ключа

В момент времени  $t_1$  эмиттерный переход открывается, начинается процесс нарастания коллекторного тока и снижения напряжения на коллекторе. Этот этап открытия транзисторного ключа называется **этапом формирования фронта**. Он имеет место до момента, когда транзистор переходит в режим насыщения. Длительность сформированного фронта  $t_\Phi$  рассчитывается согласно соотношению:

$$(55) \quad t_\Phi = \tau \cdot \ln \left( \frac{\beta I_B^+}{\beta I_B^+ - I_{K \text{ НАС}}} \right)$$

где  $\tau$  — время жизни неосновных носителей в базе. Важным выводом из (55) являются закономерности, связывающие длительность фронта и токи в схеме: чем больше базовый ток, тем выше быстродействие транзисторного ключа при открытии, а увеличение тока нагрузки ключа наоборот, увеличивает длительность фронта напряжения на нагрузке схемы и снижает скорость открытия транзистора.

**Выключение транзисторного ключа** начинается после того, как уровень напряжения на входе схемы скачкообразно уменьшается до уровня  $U_B^-$ , а базовый ток обнуляется или, в более общем случае, меняет свое направление и становится равным

$$I_B^- = \frac{(U_B^- - U_{БЭ \text{ НАС}})}{R_B}.$$

В результате этого начинается **стадия рассасывания** неосновных носителей заряда в базе. Несмотря на уменьшение заряда, транзистор некоторое время находится в режиме насыщения и коллекторный ток остается равным  $I_{K \text{ НАС}}$ . Эта стадия заканчивается в момент времени  $t_4$  (см. Рис. 48), когда концентрация неосновных носителей около коллекторного перехода уменьшается до нуля и на нем восстанавливается обратное напряжение, указывающее на переход транзистора в активный режим. Интервал времени  $t_{\text{РАС}} = (t_4 - t_3)$  определяет задержку среза импульса коллекторного тока и называется временем рассасывания. Его можно приближенно определить из соотношения

$$(56) \quad t_{\text{РАС}} = \tau_{\text{НАС}} \ln \left( \frac{I_B^+ + I_B^-}{I_B^- + I_{K \text{ НАС}}/\beta} \right),$$

которое показывает взаимосвязь длительности этапа рассасывания и схемотехнических параметров работы схемы.

На заключительном этапе закрытия транзисторного ключа, **стадии формирования спада**, происходит уменьшение базового и коллекторного токов, нарастание напряжения  $U_{КЭ}$ . Точное описание процессов, которые происходят в транзисторе, весьма сложно. На практике

доминирующим фактором, который определяет скорость закрытия ключа, обычно является процесс зарядки емкости коллектора  $C_K$  и емкости нагрузки  $C_H$ . Если учитывать только этот основной фактор, то оценка длительности спада может быть выполнена при помощи очень простого соотношения:

$$(57) \quad t_{\text{СП}} = (3..5) \cdot R_K(C_K + C_H).$$

На практике длительность среза тока нагрузки транзисторного ключа почти всегда оказывается много выше длительности фронта. Если говорить о напряжении, то ситуация обратная: осциллограмма напряжения на коллекторе ключа, построенного на p-n-p транзисторе, представляет собой прямоугольные импульсы с короткими временами среза и на порядки более длительными временами фронта.

Анализ приведенных соотношений подсказывает меры по увеличению быстродействия транзисторных ключей. Так, увеличение базового тока  $I_B^+$  согласно (55) снижает длительность фронта тока, однако при этом увеличится время рассасывания  $t_{\text{РАС}}$  согласно (56). Более того, увеличение базового тока увеличивает нагрузку на источник управляющего сигнала, и вообще, повышает энергопотребление любого устройства.

Построить схему, которая разрешила бы это противоречие, т.е. обеспечивала бы большой уровень тока при переключениях, но во включенном состоянии обеспечивала бы небольшой коэффициент насыщения транзистора, несложно. В стандартную схему транзисторного ключа добавляют конденсатор, шунтирующий базовый резистор  $R_B$  (см. Рис. 49, а). Такой конденсатор называют **форсирующим**. Т.к. он не может перезарядиться мгновенно, непосредственно после переключения входного напряжения с уровня  $U_B^-$  на уровень  $U_B^+$ , ток базы имеет максимальное значение  $I_B^+(0) \approx U_B^+ / R_{\text{ВХ}}$ , где  $R_{\text{ВХ}}$  – входное сопротивление транзистора. По мере зарядки форсирующего конденсатора ток базы опускается до уровня  $I_B^+ \approx \frac{U_B^+ - U_{\text{БЭ НАС}}}{R_B}$ , что существенно меньше величины  $I_B^+(0)$ , т.к. в реальных схемах электронных ключей всегда справедливо соотношение  $R_{\text{ВХ}} < R_B$ .

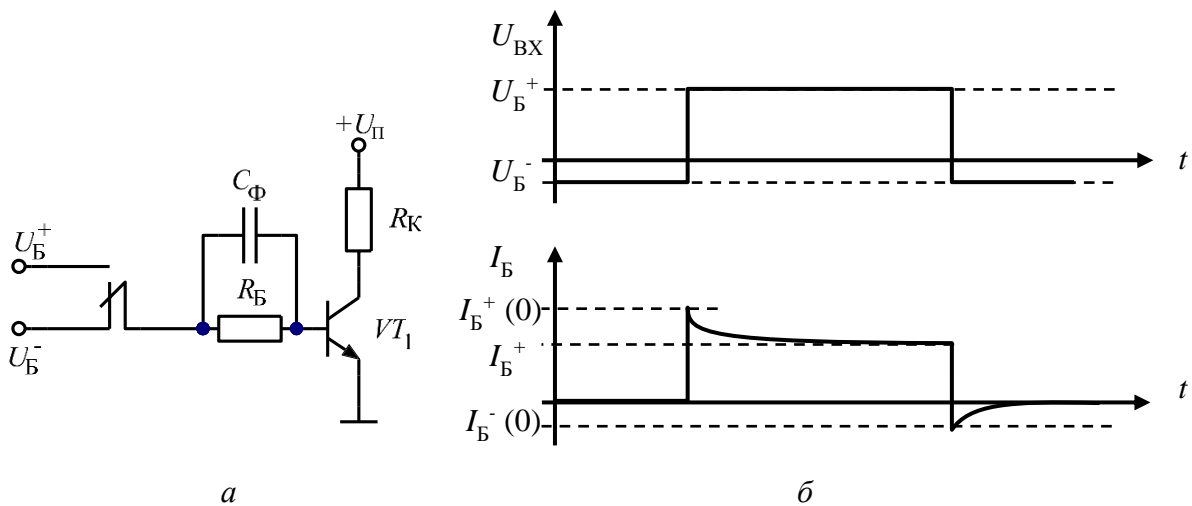


Рис. 49. Схема транзисторного ключа с форсирующим конденсатором (а) и временные диаграммы ее работы (б)

Форсирующий конденсатор снижает не только время фронта  $t_f$ , но и время рассасывания  $t_{\text{РАС}}$ . Когда транзистор открыт сколько-нибудь длительное время, конденсатор  $C_F$  заряжен до уровня напряжения  $(U_B^+ - U_{\text{БЭ НАС}})$ . Когда входное напряжение скачкообразно меняется на  $U_B^-$ , напряжение на форсирующем конденсаторе складывается с этой величиной и начальный ток выключения базы составляет  $I_B^-(0) \approx \frac{U_B^+ + U_B^- - U_{\text{БЭ НАС}}}{R_{\text{ВХ}}}$ , что существенно больше, чем ток выключения без форсирующего конденсатора (или после его перезарядки)  $I_B^- \approx \frac{U_B^- - U_{\text{БЭ НАС}}}{R_{\text{ВХ}}}$ .

Бесконтрольно увеличивать емкость форсирующего конденсатора нельзя, т.к. его наличие увеличивает длительность переходных процессов, длительность импульсов управляющего тока при переключении схемы. Обычно эту емкость выбирают, учитывая временные параметры работы ключевой схемы из простого соотношения  $C_{\Phi} \approx t_{\Phi} / R_{\text{Б}}$ .

Другой популярный способ повышения быстродействия транзисторных ключей заключается в том, что в схеме искусственно ограничивается глубина насыщения транзистора. Такие схемы еще называют схемами с линейной обратной связью. Так, если шунтировать базо-коллекторный переход транзистора диодом Шоттки (см. Рис. 50), имеющим меньшее, чем у кремниевого р-п перехода прямое падение напряжения, существенного накопления неосновных носителей заряда в базе транзистора происходить не будет, а скорость как открытия, так и, особенно, закрытия транзистора возрастет. Вместе с тем у данной схемы есть недостаток: напряжение на коллекторе транзистора в открытом состоянии оказывается выше, чем у обычного транзисторного ключа в режиме глубокого насыщения.

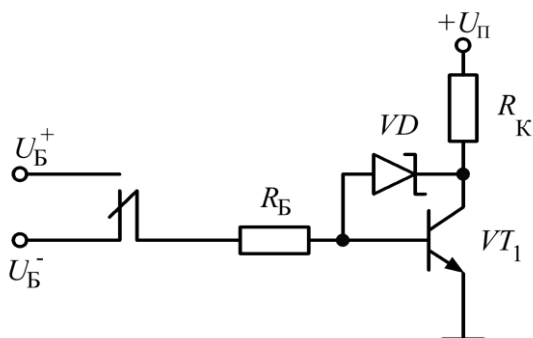


Рис. 50. Схема транзисторного ключа с диодом Шоттки

С позиций схемотехники диод Шоттки выполняет простую роль: когда транзистор близок к режиму насыщения, потенциал коллектора стремится к потенциалу эмиттера, и ток этого диода, отбираемый через резистор базы, уменьшает ток базо-эмиттерного перехода, исключая режим глубокого насыщения. Данное решение находит применение в микросхемотехнике, однако, в приборостроении оно применяется крайне редко.

В современной схемотехнике транзисторные ключи очень часто используют, чтобы буферизовать выходы какой-то весьма маломощной цифровой схемы, позволив ей управлять мощными нагрузками: обмотками мощных реле, индикаторами. Из проведенного анализа следует, что ток базы транзисторного ключа для его нормальной работы должен составлять  $N \cdot (I_{\text{К}} / \beta)$ , где  $N = 2 \dots 3$ . Даже с учетом довольно больших типичных значений коэффициентов передачи по току транзисторов (десятки, сотни) порой такой ток базы не может быть отобран от управляющей схемы вследствие ее низкой нагрузочной способности. В этом случае применяют схему составного транзистора, или схему Дарлингтона (см. Рис. 51).

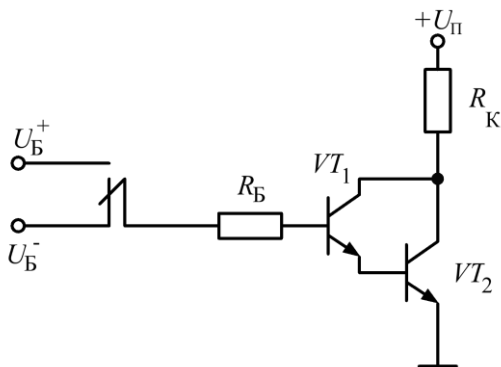


Рис. 51. Составной транзистор Дарлингтона

Ток, который потечет в базу составного транзистора в открытом состоянии, можно вычислить, как  $I_B = (U_B^+ - 2 \cdot U_{BE}) / R_B$ , а коэффициент передачи по току такого транзистора равен произведению  $\beta$  двух транзисторов, использованных в схеме, или  $\beta^2$ , если транзисторы одинаковые.

Недостатком такой схемы является необходимость использовать для управления ключом более высоковольтный источник. Очевидно, такой ключ невозможно открыть при помощи источника напряжения величиной меньшей, чем  $2 \cdot U_{BE} \approx 1.4$  В.

Другим недостатком схемы является тот факт, что в открытом состоянии напряжение  $U_{КЭ}$  составного транзистора весьма велико и обычно превышает  $U_{КЭ \text{ на с}}$  обычного транзистора на величину  $U_{BE}$  (порядка 0.65 В). Выходной транзистор, эмиттер которого подключен к земле, фактически, никогда не входит в режим насыщения, т.к. его базо-коллекторный переход шунтирован входным транзистором и всегда смещен в обратном направлении.

Естественно, составной транзистор Дарлингтона можно применять и в линейных (усилительных) схемах.

Составные транзисторы Дарлингтона очень часто выпускаются в виде интегральных компонентов или даже сборок, таких, как чрезвычайно популярная линейка микросхем ULN200х. Такие компоненты также часто снабжаются встроенными резисторами, рассчитанными на работу с рядом стандартных цифровых источников управляющих напряжений  $U_B^+$ .

Если в качестве нагрузки для транзисторного ключа выступает катушка индуктивности, такой ключ необходимо в обязательном порядке защищать диодом (кремниевым или диодом Шоттки). Схема, показанная на рис. 52, применяется, например, в любом устройстве, содержащем электромагнитные реле. Дело в том, что обмотка индуктивности реле представляет собой индуктивность достаточно большой величины. Для индуктивности справедливо соотношение, связывающее ток, протекающий через нее, и напряжение на ее выводах:  $U_L = L \frac{dI_L}{dt}$ .

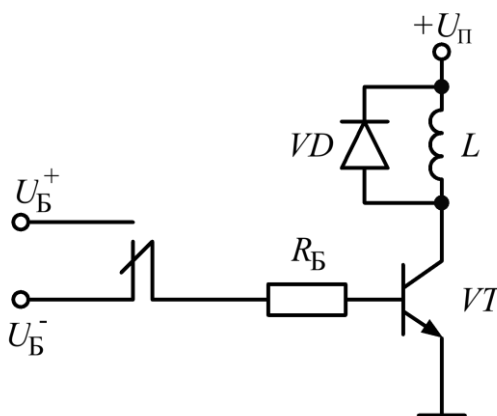


Рис. 52. Транзисторный ключ с защитным диодом для управления индуктивной нагрузкой

В случае, когда транзисторный ключ на рис. 52 открыт, через катушку индуктивности протекает некоторый ток, который на практике ограничивается омическим сопротивлением провода, из которого изготовлена катушка.

В момент времени, когда транзистор закрывается, ток обрывается. Крутизна спада тока достаточно велика: время закрытия транзисторного ключа составляет доли миллисекунды. В этот момент производная тока катушки принимает отрицательные значения, т.е. катушка генерирует на своих выводах выброс напряжения, имеющего обратную полярность с точки зрения направления первоначального протекания тока. В схеме, показанной на рис. 52, это означает, что без защитного диода напряжение  $U_{КЭ}$  в момент закрытия ключа значительно превысит напряжение питания схемы и выведет транзистор из строя. Защитный диод блокирует этот выброс напряжения: энергия, запасенная в дросселе во время протекания через него тока,

выделяется в виде тепла на прямо смещенном диоде, а напряжение  $U_{кэ}$  не превышает величины  $U_{\Pi} + U_{д}$ , где  $U_{д}$  – падение напряжения на прямо смещенном диоде согласно его ВАХ.

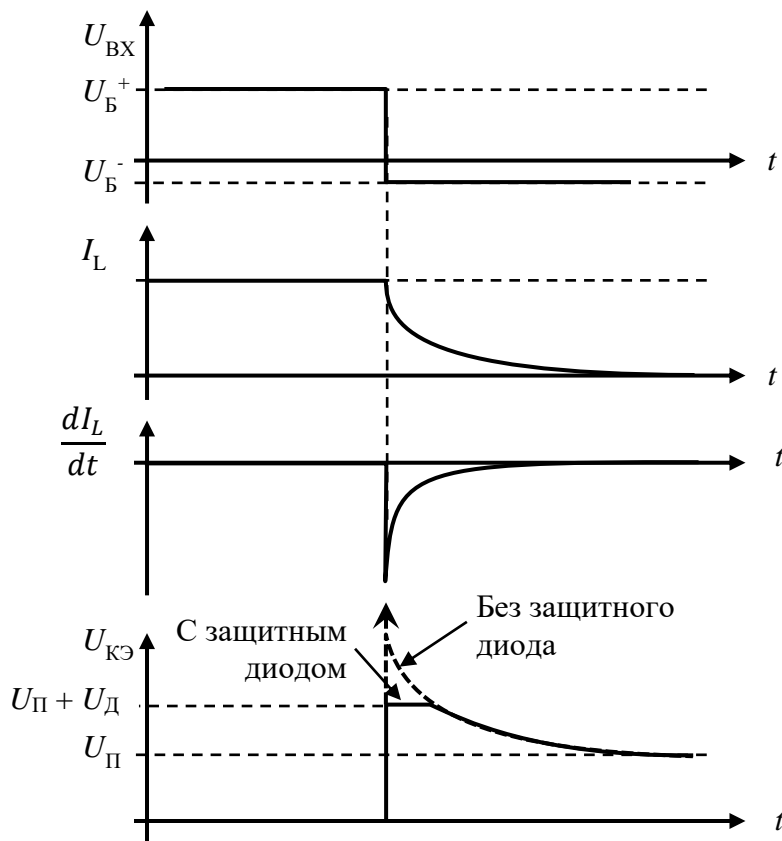


Рис. 53. Временные диаграммы схемы ключа, управляющего индуктивной нагрузкой

С другой стороны, описанная особенность катушек индуктивности применяется и с пользой для построения схем повышения напряжения, генераторов высокого напряжения, электрошокеров, систем зажигания бензиновых двигателей и т.д. Описанный эффект вполне пригоден для создания импульсов напряжения амплитудой в киловольты.

### 5.3. Задание на выполнение работы

1. Соберите схему транзисторного ключа на  $n-p-n$  транзисторе с общим эмиттером (рис. 54). В этой схеме ток базы регулируется переменным резистором  $R_{1Б}$ , а измеряется с помощью постоянного резистора – токового шунта  $R_{2Б}$ . Ток коллектора будет определяться путем измерения падения напряжения на коллекторном резисторе  $R_K$ .

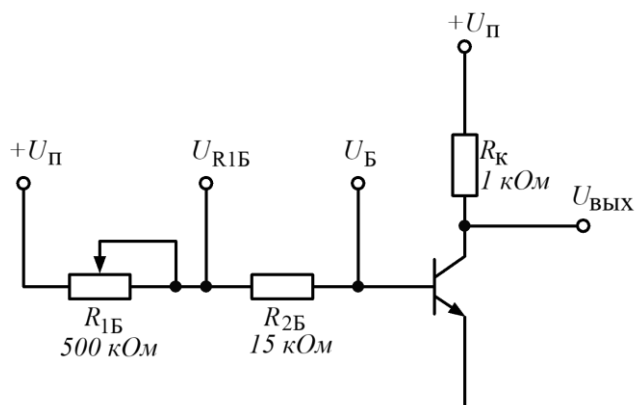


Рис. 54. Измерение параметров простого транзисторного ключа в статическом режиме

2. Подключите к точке  $U_{R1Б}$  (то есть к выводу переменного резистора) первый канал осциллографа, к базе транзистора  $U_B$  – второй канал, а к выходу схемы  $U_{ВЫХ}$  (к коллектору транзистора) – третий канал. Включите питание схемы, установив  $U_{П} = 12$  В. Устанавливая напряжение питания, проконтролируйте его значение при помощи мультиметра.

3. Найдите момент перехода схемы в режим насыщения. Для этого снимите зависимость тока коллектора от тока базы, измеряя при помощи осциллографа падение напряжения на резисторах  $R_{2Б}$  и  $R_K$  при различных значениях тока базы (Таблица 7). Ток базы регулируется при помощи вращения движка переменного резистора  $R_{1Б}$ . Для получения достоверного результата сделайте 5-6 измерений в активном режиме (когда ток коллектора зависит от тока базы и напряжение на выходе сильно отличается от нуля) и 5-6 измерений в режиме насыщения (когда ток коллектора перестанет зависеть от тока базы и на выходе устанавливается практически постоянное напряжение  $U_{КЭ\text{ нас}}$ , равное 0.2-0.3 В). Из результатов эксперимента определите граничный ток  $I_{Б\text{ гр}}$  – базовый ток, при котором транзистор переходит в режим насыщения. Если получить нужное количество точек в одном из режимов не удастся (ток базы слишком велик или слишком мал), измените в нужную сторону сопротивление резистора  $R_{2Б}$  и снимите часть точек при новом значении этого сопротивления.

Таблица 7. Зависимость тока коллектора от тока базы в схеме с общим эмиттером.

$U_{R1Б}$				
$U_B$				
$U_K = U_{ВЫХ}$				
$I_B = (U_B - U_{R1Б}) / R_{2Б}$				
$I_K = (U_{ПИТ} - U_{ВЫХ}) / R_K$				
$\beta$				
$K_{НАС}$				

4. Для каждой точки, полученной в активном режиме, рассчитайте коэффициент усиления транзистора  $\beta = I_K / I_B$ . Для каждой точки, полученной в режиме насыщения, рассчитайте коэффициент насыщения транзистора  $K_{НАС} = I_B / I_{Б\text{ гр}}$ , а также убедитесь в том, что для всех точек в режиме насыщения выполняется условие насыщения  $I_B > \frac{I_K}{\beta}$ .

5. Для измерения временных характеристик ключа соберите схему, в которой в качестве источника управляющего сигнала используется генератор (рис. 55). Необходимо настроить генератор таким образом, чтобы на выходе возникли прямоугольные униполярные импульсы

амплитудой 5 В. Для этого установите значение выходной амплитуды 2.5 В, а также задайте положительное смещение (постоянную составляющую сигнала), равное также 2.5 В. Для установки значения смещения необходимо нажать кнопку «СМЕЩ», ввести с клавиатуры значение 1.25 и нажать кнопку «Vpp». Задайте также частоту выходного сигнала, равную 1 кГц. Убедитесь в работоспособности схемы, наблюдая входной и выходной сигналы на экране осциллографа.

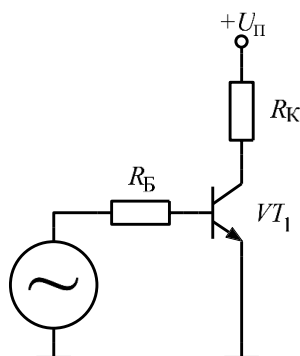


Рис. 55. Схема измерения временных параметров ключа

6. Включите режим синхронизации осциллографа по фронту сигнала в первом канале. Измерьте время задержки включения  $t_{зд}$  и длительность фронта  $t_{ф}$ . Зарисуйте (сфотографируйте) осциллограмму процесса включения (открытия) ключа. Результат измерения занесите в таблицу (Таблица 8).

7. Измерьте напряжение насыщения транзистора  $U_{КЭ\text{ на с}}$  при помощи горизонтального курсора. Это напряжение на выходе схемы (на коллекторе) в те моменты времени, когда транзистор открыт (насыщен). Возможно, что для надежного измерения придется увеличить масштаб по оси Y (по оси напряжения). Результат измерения занесите в таблицу (таблица 8).

8. Включите режим синхронизации осциллографа по срезу сигнала в первом канале. Измерьте время рассасывания носителей  $t_{р а с}$  и длительность среза  $t_{с п}$ . Зарисуйте (сфотографируйте) осциллограмму процесса выключения (закрытия) ключа. Результат измерения занесите в таблицу (Таблица 8).

Таблица 8. Результаты измерения параметров схемы транзисторного ключа

	$R_B$ , кОм	47	15	10	4.7
процесс включения	$t_{зд}$ , нс				
	$t_{ф}$ , нс				
	полное время включения, ( $t_{зд} + t_{ф}$ ), нс				
транзистор открыт	$U_{КЭ\text{ на с}}$ , В				
процесс выключения	$t_{р а с}$ , нс				
	$t_{с п}$ , нс				
	полное время выключения, ( $t_{р а с} + t_{с п}$ ), нс				

Повторите измерения для других номиналов резистора  $R_B$ . Фотографировать осциллограммы для всех значений этого резистора не нужно.

9. Соберите схему транзисторного ключа с форсирующим конденсатором (см. рис. 56). Для этого просто подключите выданный преподавателем конденсатор параллельно базовому резистору. Емкость форсирующего конденсатора  $C_{\Phi}$  можно рассчитать, зная длительность фронта при данном резисторе в цепи базы:

$$C_{\Phi} R_B \approx t_{\Phi}$$

Как правило,  $C_{\Phi} = 30..50$  пФ.

10. Повторите измерения согласно п.п. 6 и 8 для схемы ключа с форсирующим конденсатором. Измерять величину  $U_{кэ}$  нас не нужно, т.к. форсирующий конденсатор не меняет статических режимов работы биполярного транзистора. Пронаблюдайте форму сигнала на базе транзистора (второй канал осциллографа), убедитесь в наличии выбросов отрицательной полярности  $U_{б-}$ . Осциллограмму следует сфотографировать только для какого-то одного номинала резистора  $R_{б}$  на ваш выбор.

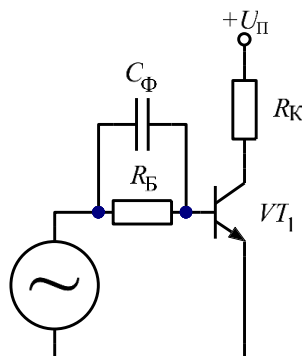


Рис. 56. Схема транзисторного ключа с форсирующим конденсатором

11. Соберите схему транзисторного ключа на составном транзисторе по схеме Дарлингтона (рис. 57) и повторите для этой схемы измерения согласно пп. 6, 7, 8. Измерения проведите только для одного номинала базового резистора  $R_{б} = 100 \text{ кОм}$ .

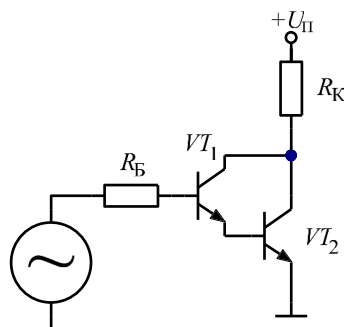


Рис. 57. Схема транзисторного ключа на базе составного транзистора

12. Установите напряжение питания стенда, равное 5 В (при этом блок питания должен быть настроен приблизительно на 5.7 В).

13. Соберите схему простого транзисторного ключа, установив в качестве нагрузки электромагнитное реле RT14005, выданное преподавателем (рис. 58). Обратите внимание, на реле **уже установлен** защитный диод 1N4148 навесным монтажом. **Соблюдая полярность**, подключите реле в коллекторную цепь транзистора: катод защитного диода должен быть подключен к цепи питания (красный провод), анод – к коллектору транзистора (черный провод). Установите на генераторе частоту в пределах 1-5 Гц.

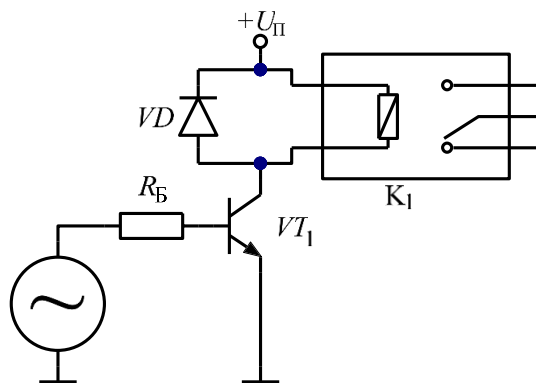


Рис. 58. Транзисторный ключ с защитным диодом для управления реле

Согласно документации, указанное реле имеет сопротивление обмотки в 62 Ома. Тогда ток коллектора транзистора составит приблизительно  $5 / 62 = 80$  мА. Минимальный ток базы при  $\beta \approx 200$  должен составить, соответственно,  $80 / 200 = 0.4$  мА. Взяв пятикратный запас по базовому току для обеспечения глубокого насыщения, установим базовый ток на уровне 2 мА. Тогда сопротивление базового резистора должно составить  $R_B = (5 - 0.7) / 2 = 2.15$  кОм. С учетом взятого запаса по току выберем ближайший доступный номинал  $R_B = 2.2$  кОм.

14. Подключите канал №1 осциллографа к коллектору транзистора, канал №2 – к линии питания  $+U_{П}$ . Настройте синхронизацию по каналу №1, режим Mode = Normal, затем зарисуйте или сфотографируйте осциллограмму напряжения в коллекторной цепи при закрытии транзистора так, чтобы был отчетливо виден выброс напряжения, генерируемый индуктивностью обмотки возбуждения реле, и подавляемый защитным диодом.

15. При помощи курсоров измерьте амплитуду выброса напряжения, подавляемого защитным диодом, и сравните полученную величину с величиной прямого падения напряжения на защитном диоде.

16. При помощи курсоров измерьте длительность выброса напряжения в коллекторной цепи и рассчитайте порядок индуктивности обмотки реле, зная ее сопротивление (62 Ом).

## 6. МУЛЬТИВИБРАТОР НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Цели работы – исследование принципов работы генератора прямоугольных импульсов (мультивибратора), построенного на биполярных транзисторах.

### 6.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе рассчитывается, монтируется и исследуется схема мультивибратора на биполярных п-р-п транзисторах типа BC546.
2. В качестве выходной частоты задаются два значения из диапазона 1-10 Гц и 1-5 кГц.
3. Контроль режимов работы схемы осуществляется осциллографом.
4. Для питания схемы используется фиксированное напряжение  $U_{\Pi} = +5 \text{ В}$ .

### 6.2. Основные теоретические сведения

Мультивибратор – схема, генерирующая прямоугольные импульсы заданной частоты. Любой мультивибратор содержит одну или две времязадающие цепи, определяющие длительности интервалов времени, в течение которых напряжение на выходе схемы равно  $+U_{\Pi}$  или является условно «высоким» (длительность импульса), и в течение которых оно равно напряжению цепи «земля» или  $-U_{\Pi}$  условно «низким» (длительность паузы).

Различают симметричные и несимметричные мультивибраторы. Симметричный мультивибратор генерирует импульсы, имеющие равные длительности  $t_{\text{И}}$  и паузы  $t_{\text{П}}$ . Для более удобного описания соотношения периода колебаний и длительностей импульса (паузы) принято использовать понятие коэффициент заполнения  $D = (t_{\text{И}} / T)$  где  $T$  – период колебаний,  $T = t_{\text{И}} + t_{\text{П}}$ . Обычно коэффициент заполнения выражается в процентах.

Схема на биполярных транзисторах, показанная на рис. 59, позволяет создать как симметричный, так и несимметричный мультивибратор. Это связано с тем, что схема содержит две времязадающие цепи, которые могут состоять из компонентов как одинаковых, так и разных номиналов.

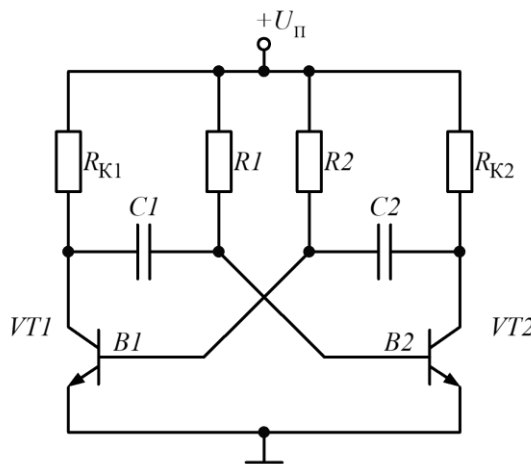


Рис. 59. Схема мультивибратора на биполярных транзисторах

В показанной схеме оба биполярных транзистора основную часть времени находятся в одном из двух режимов – насыщения и отсечки. Время пребывания транзисторов в активном режиме чрезвычайно мало и, фактически, не видно на временных диаграммах напряжений узлов схемы.

Такой режим эксплуатации биполярного транзистора называется ключевым, а сам транзистор вместе со вспомогательными элементами, задающими такой режим его работы – транзисторным ключом.

Транзисторный ключ управляется входным током, протекающим через базо-эмиттерный переход транзистора. Если ток равен нулю, транзисторный ключ закрыт, т.е. ток коллектора транзистора равен нулю. Если ток достаточно велик для перевода транзистора в режим насыщения, транзистор открыт, ток коллектора не равен нулю и определяется нагрузкой в коллекторной цепи, а напряжение между коллектором и эмиттером составляет  $U_{КЭнас} \approx 0.1 \dots 0.2$  В и при расчете схем мультивибраторов как правило округляется до нуля. При управлении транзисторными ключами следует избегать промежуточных значений базовых токов, при которых транзистор оказывается в активном режиме, характерном для усилительных схем.

Схема, показанная на рис. 59, имеет два транзисторных ключа, работающих в противофазе. Для анализа работы схемы будем мысленно заменять транзистор на короткое замыкание между коллектором и эмиттером для открытого транзисторного ключа, и на разрыв между коллектором и эмиттером для закрытого.

После подачи питания на схему мультивибратора оба транзистора  $VT_1$  и  $VT_2$  начинают открываться, т.к. их эмиттеры подключены к земле, а базы – к  $+U_{\Pi}$  через резисторы  $R_1$  и  $R_2$ . Очевидно, что из-за естественного разброса параметров элементов схемы один из транзисторов откроется (перейдет в режим насыщения) чуть быстрее другого. Пусть, для определенности, первым в режим насыщения перейдет транзистор  $VT_1$ . Конденсатор  $C_1$  в первый момент времени не может изменить напряжение на своих обкладках мгновенно, таким образом, база транзистора  $VT_2$  оказывается заземлена через  $C_1$  и  $VT_1$ , а сам транзистор  $VT_2$  переходит в режим отсечки. В этом случае схему мультивибратора можно упростить до показанного на рис. 60.

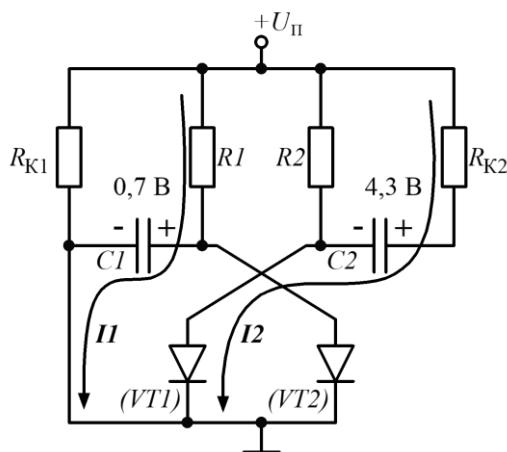


Рис. 60. Состояние схемы мультивибратора при открытом транзисторе  $VT_1$  и закрытом  $VT_2$  в конце цикла зарядки конденсаторов

Базо-эмиттерные переходы обоих транзисторов на упрощенной схеме показаны как диоды. Как видно, пока схема находится в данном состоянии, через конденсаторы протекает два тока:

- Ток  $I_1$ , протекающий через резистор  $R_1$ , постепенно заряжает конденсатор  $C_1$ . При этом напряжение, развивающееся на базе транзистора  $VT_2$  (цепь В2, показана как анод диода базо-эмиттерного перехода) никогда не превысит величины в 0.7 В. Именно до этого напряжения может зарядиться конденсатор  $C_1$ .
- Ток  $I_2$ , протекающий через резистор  $R_{K2}$  и базо-эмиттерный переход  $VT_1$ , постепенно заряжает конденсатор  $C_2$  (база показана как цепь В1). При этом максимальное напряжение, до которого может зарядиться конденсатор  $C_2$ , составит приблизительно,  $U_{\Pi} - 0.7 \text{ В} = 5 - 0.7 = 4.3 \text{ В}$ .

По мере того, как заряжается конденсатор  $C_1$ , в базу транзистора  $VT_2$  начинает втекать ток. Когда напряжение на базе  $VT_2$  достигает уровня 0.7 В,  $VT_2$  открывается и быстро переходит в режим насыщения. Конденсатор  $C_2$ , заряженный до напряжения 4.3 В, не может перезарядиться мгновенно, и отрицательное напряжение с его левой обкладки прикладывается к базе транзистора  $VT_1$ , в результате чего тот переходит в режим отсечки. В этом случае схему мультивибратора можно упростить до показанного на рис. 61.

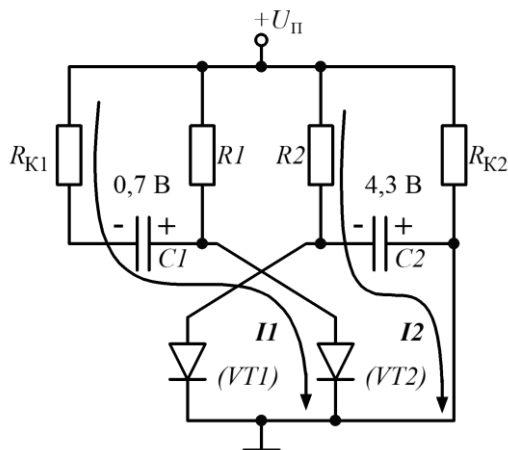


Рис. 61. Состояние схемы мультивибратора при открытом транзисторе VT2 и закрытом VT1 в начале цикла перезарядки конденсаторов

Как видно, непосредственно после изменения состояния схемы мультивибратора на противоположное, транзистор VT2 останется открытым до момента, когда конденсатор C2 перезарядится с напряжения  $-4.3$  В до уровня порядка  $0.6 - 0.7$  В, что достаточно для открытия транзистора VT1.

Времязадающими цепями схемы мультивибратора являются цепи  $R_1C_1$  и  $R_2C_2$ , токи которых заряжают конденсаторы от исходного напряжения  $-4.3$  В до конечного порядка  $+0.7$  В.

При выборе номиналов резисторов существует ряд ограничений. В частности, номиналы резисторов  $R_{К1,2}$  следует выбрать так, чтобы время зарядки конденсаторов до уровня  $-4.3$  В было существенно меньше времени, необходимого для перезарядки конденсаторов до уровня  $+0.7$  В. При соблюдении этого правила частота выходного сигнала мультивибратора задается исключительно номиналами  $R_{1,2}$  и  $C_{1,2}$ . Из этого вытекает условие  $R_{1,2} \gg R_{К1,2}$ .

С другой стороны, коэффициент передачи по току  $\beta$  транзисторов не бесконечен. Обычно для современных маломощных транзисторов он составляет порядка  $100 \dots 800$ . Ток коллектора, таким образом, не может превышать ток базы более чем в  $\beta$  раз с некоторым запасом (в  $2 \dots 3$  раза):

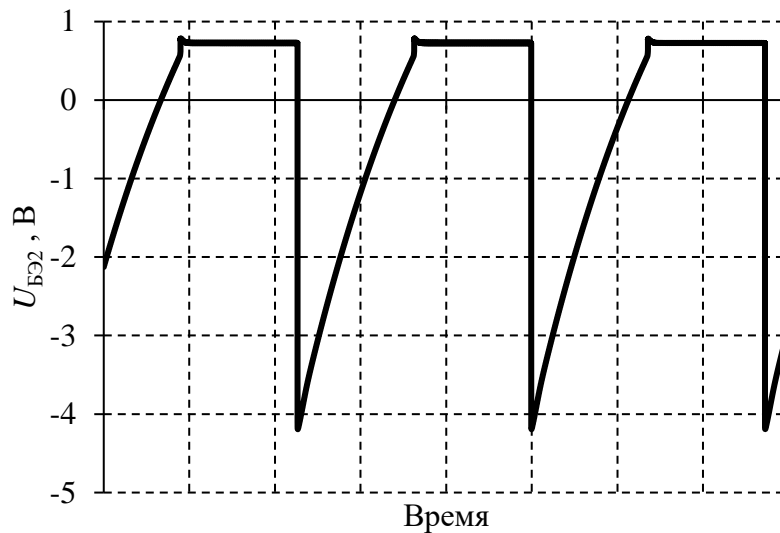
$$(58) \quad I_K < (2 \dots 3) \cdot I_B \cdot \beta_{min},$$

т.е. необходимо следить за тем, чтобы выполнялось условие  $R_{К1,2} < (2 \dots 3) \cdot R_{1,2} \cdot \beta_{min}$ . Если один из транзисторов нагружен дополнительно, например, на светодиод с токоограничительным резистором, ток этой нагрузки должен быть учтен при выборе резисторов  $R_{1,2}$  с учетом соотношения (58).

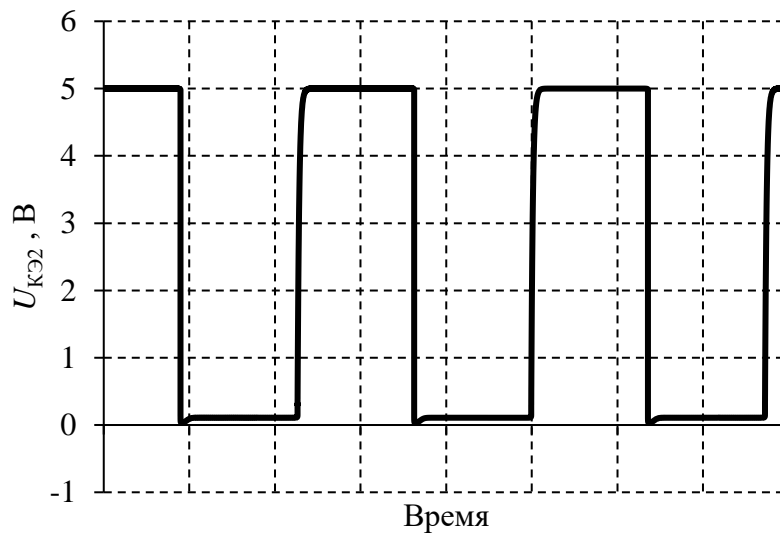
Использовать в данной схеме электролитические конденсаторы, обладающие высокой емкостью, не допускается, т.к. конденсатор в процессе работы заряжается до напряжений обоих знаков. С другой стороны, выбирать конденсаторы очень малой емкости (менее единиц пФ) не рекомендуется, т.к. эти емкости могут оказаться того же порядка, что и внутренние емкости транзисторов, и паразитные емкости монтажа, что сделает установку рабочей частоты мультивибратора затруднительной.

Ввиду того, что напряжения на базах транзисторов опускаются до уровней  $-(U_{п} - 0.7 \text{ В})$ , необходимо следить за тем, чтобы эта величина не превышала максимально допустимого обратного напряжения базо-эмиттерного перехода. Для маломощных транзисторов оно составляет, обычно,  $-5 \dots -6$  В. Напряжение  $+5$  В, являющееся стандартным напряжением питания многих интегральных схем, таким образом, является наиболее подходящим для питания мультивибратора на маломощных транзисторах.

В правильно рассчитанной и собранной схеме на коллекторах транзисторов присутствуют прямоугольные импульсы амплитудой порядка  $U_{п}$ , а на базах транзисторов пилообразный сигнал: в течение времени, когда транзистор открыт, на его базе удерживается постоянное напряжение порядка  $0.6 \dots 0.7$  В, а в течение времени, когда он закрыт напряжение имеет экспоненциальный вид (см. рис. 62).



*a*



*б*

Рис. 62. Временные диаграммы напряжений на коллекторах (б) и базах (а) транзисторов

Рис. 62 показывает временные диаграммы только для одного из транзисторов, в данном случае,  $VT_2$ . Временные диаграммы напряжений для второго транзистора в схеме симметричного мультивибратора ( $R_1 = R_2$ ,  $C_1 = C_2$ ) полностью аналогичны, однако, сдвинуты во времени на половину периода колебаний, т.к. транзисторы работают в противофазе.

Форма растущего напряжения на базе закрытого транзистора описывается уравнением, которое можно составить для ФНЧ первого порядка (RC-цепь) с начальным условием  $U_C = -(U_{П} - 0.7 \text{ В})$  при подаче на него прямоугольного импульса.

В простейшем случае для анализа такой цепи (см. рис. 63) достаточно использовать известное соотношение для конденсатора  $i_C = C \frac{dU_C}{dt}$ .

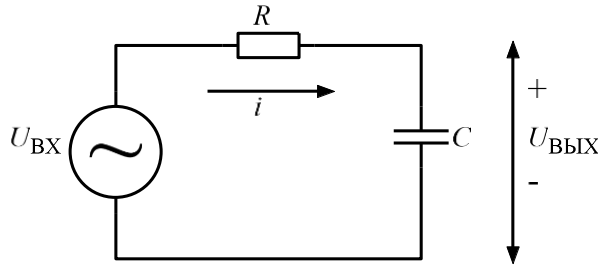


Рис. 63. Простейшая RC-цепь

Ток, протекающий через конденсатор, согласно закону Ома равен

$$(59) \quad i(t) = (U_{BX}(t) - U_{ВЫХ}(t)) / R,$$

тогда

$$(60) \quad C \frac{dU_{ВЫХ}(t)}{dt} = \frac{(U_{BX}(t) - U_{ВЫХ}(t))}{R}, \quad \frac{dU_{ВЫХ}(t)}{dt} = \frac{(U_{BX}(t) - U_{ВЫХ}(t))}{RC}.$$

Если обозначить  $\tau = RC$ , то уравнение (60) можно переписать как

$$(61) \quad \frac{dU_{ВЫХ}(t)}{dt} + \frac{U_{ВЫХ}(t)}{\tau} = \frac{U_{BX}(t)}{\tau}$$

Пусть, для простоты анализа изначально конденсатор разряжен,  $U_{BX} = 0$ , а в момент времени  $t = 0$  генератор напряжения  $U_{BX}(t)$  мгновенно меняет напряжение с 0 до 1 Вольта. В этом случае нетрудно убедиться в том, что решением дифференциального уравнения (61) является функция вида  $U_{ВЫХ}(t) = (1 - e^{-t/\tau})$ . Действительно, согласно правилам дифференцирования экспоненциальной функции, первое слагаемое левой части уравнения (61) можно преобразовать следующим образом:

$$(62) \quad \frac{d(1 - e^{-t/\tau})}{dt} = -\frac{d(e^{-t/\tau})}{dt} = \frac{1}{\tau} e^{-t/\tau},$$

тогда вся левая часть уравнения (61) окажется равной

$$(63) \quad \frac{1}{\tau} e^{-t/\tau} + \frac{1 - e^{-t/\tau}}{\tau} = \frac{1}{\tau} = \frac{U_{BX}(0^+)}{\tau},$$

если в любой момент времени  $t > 0$   $U_{BX}(t) = 1$  В.

В схеме мультивибратора конденсаторы перезаряжаются с напряжения  $-(U_{П}-0.7)$  В до  $+0.7$  В через резистор, подключенный к источнику  $+U_{П}$ . Если пренебречь величиной напряжения  $U_{БЭнас}$  открытого транзистора, которая мала по сравнению с напряжением питания, то можно рассматривать конденсатор как перезаряжающийся от начального уровня напряжения  $-U_{П}$  через резистор, подключенный к напряжению  $+U_{П}$ . Если использовать упрощенную схему рис. 63, то амплитуда прямоугольного импульса должна оставить, соответственно,  $2 \cdot U_{П}$ . Зарядка прекращается и схема меняет свое состояние, когда напряжение на конденсаторе достигло величины  $+0.7$  В или, с учетом сделанного допущения, нулевого значения, преодолев, таким образом, половину возможного диапазона напряжений в цепи. Иными словами, для оценки временного интервала, когда схема симметричного мультивибратора пребывает в одном из двух состояний, можно использовать следующее соотношение:

$$(64) \quad 1 - e^{-t/\tau} = 0.5 \text{ или } t = -\ln(0.5) \cdot \tau = 0.693 \cdot \tau \approx 0.7 \cdot \tau$$

Поскольку для симметричного мультивибратора коэффициент заполнения  $D = 50\%$ , а  $t_{И} = t_{П}$ , то период колебаний на выходе схемы составит приблизительно:

$$(65) \quad T = 2 \cdot t_{И} = 2 \cdot t_{П} \approx 1.4 \cdot \tau \text{ где } \tau = RC.$$

### 6.3. Задание на выполнение работы

1. Отключив лабораторный стенд от источника питания, соберите схему симметричного мультивибратора на *n-p-n* транзисторах на частоту порядка 10 Гц. Транзисторные ключи мультивибратора должны управлять светодиодами двух разных цветов (см. рис. 64).

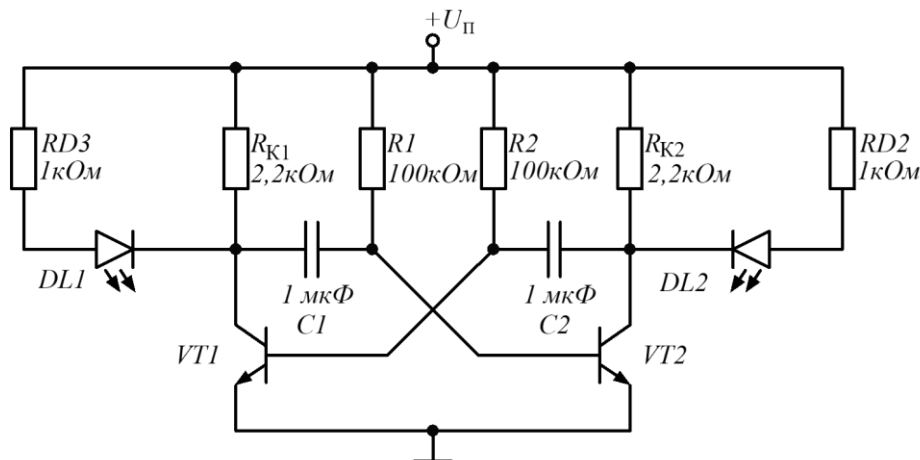


Рис. 64. Схема низкочастотного мультивибратора со светодиодной индикацией

При выборе номиналов пассивных компонентов схемы следует учитывать перечисленные выше ограничения.

Используемый транзистор имеет коэффициент  $\beta$  порядка 200. В качестве нагрузки для транзисторного ключа в схеме будет присутствовать две подключенные параллельно цепи: коллекторный резистор и светодиод с токоограничительным резистором.

Выберем неполярные конденсаторы наибольшего номинала, доступного в лабораторном стенде – 1 мкФ. Для получения частоты порядка 10 Гц (период 0.1 с) потребуется, соответственно, резистор времязадающей цепи номиналом в

$$(66) \quad R = \frac{0.1}{1.4 \cdot 10^{-6}} = 71428 \text{ Ом.}$$

Выберем ближайшее большее доступное сопротивление в 100 кОм и рассчитаем теоретическое значение периода колебаний на выходе мультивибратора как

$$(67) \quad T = 1.4 \cdot R \cdot C = 1.4 \cdot 100 \text{ кОм} \cdot 1 \text{ мкФ} = 0.14 \text{ с}; \quad f = 1/0.14 = 7.14 \text{ Гц.}$$

С учетом предполагаемой минимальной величины коэффициента передачи по току  $\beta = 200$ , получим, что сопротивление в коллекторной цепи не должно быть меньше, чем:

$$(68) \quad 100 \text{ кОм} / 200 = 500 \text{ Ом}$$

Выберем в качестве резистора коллекторной цепи сопротивление  $R_{K1} = R_{K2} = 2.2 \text{ кОм}$ .

2. Для визуализации работы мультивибратора подключите к собранной схеме два светодиода с токоограничительными резисторами номиналом, который не создаст тока коллектора, являющегося слишком большим для ключевого режима работы транзистора. Согласно (68), суммарное сопротивление в коллекторной цепи не должно превышать 500 Ом. Однако, поскольку последовательно токоограничительному резистору включается светодиод, использовать формулу для параллельного включения резисторов нельзя.

Рассчитаем ток базы транзисторного ключа как

$$(69) \quad I_B = (U_{\Pi} - 0.7) / R_{1,2} = (5 - 0.7) / 100 \text{ кОм} = 43 \text{ мкА.}$$

Таким образом, исходя из  $\beta = 200$ , максимальный ток коллектора с некоторым запасом не должен превышать величины  $0.043 \cdot 200 = 8.6 \text{ мА}$ .

Часть этого тока для каждого из транзисторов будет протекать через  $R_{K1} = R_{K2} = 2.2 \text{ кОм}$ . Пренебрегая напряжением  $U_{KЭ,нас}$ , получим ток коллекторных резисторов  $I_{R_{K1,2}} = 5/2200 = 2.27 \text{ мА}$ . Таким образом, ток, доступный светодиоду, не превышает  $8.6 - 2.27 = 6.33 \text{ мА}$ . Если задать

больший ток, то транзистор не будет переходить в режим насыщения. Для обеспечения надежности работы схемы зададим ток светодиода вдвое меньше, а именно, 3 мА.

Если принять, что на светодиоде падает напряжение порядка 2 В, то величину токоограничительного резистора можно рассчитать, как

$$(70) \quad R_{D1,2} = (U_{\Pi} - U_{\text{Д}}) / I_{\text{Д}} = (5 - 2) / 3 = 1 \text{ кОм}.$$

3. Установите напряжение питания схемы на уровне 5 В (учитывая наличие защитных диодов в стенде) и включите схему. Убедившись в том, что светодиоды работают в прерывистом режиме с частотой порядка 10 Гц, продемонстрируйте работоспособную схему преподавателю. Затем при помощи осциллографа измерьте параметры сигнала на коллекторе любого из транзисторов, а именно: частоту, коэффициент заполнения, длительность фронта сигнала, длительность среза сигнала, и заполните таблицу по образцу (Таблица 9).

Таблица 9. Результаты измерения параметров мультивибратора

Параметр	Значение
Частота $f$ , Гц	
Длительность импульса $t_{\text{и}}$ , с	
Коэффициент заполнения $D$ , %	
Длительность фронта $t_{\text{ф}}$ , с	
Длительность среза $t_{\text{с}}$ , с	

Сравните полученную частоту с расчетной.

4. Зарисуйте либо сфотографируйте осциллограммы напряжений на базе и коллекторе любого из транзисторов. Масштабы по осям подберите так, чтобы полученные осциллограммы были аналогичны примеру, показанному на рис. 62.

5. Отключите питание стенда, светодиоды и токоограничительные резисторы, и измените номиналы пассивных компонентов, задающих режимы работы схемы так, чтобы мультивибратор выдавал звуковую частоту в несколько кГц (см. рис. 65).

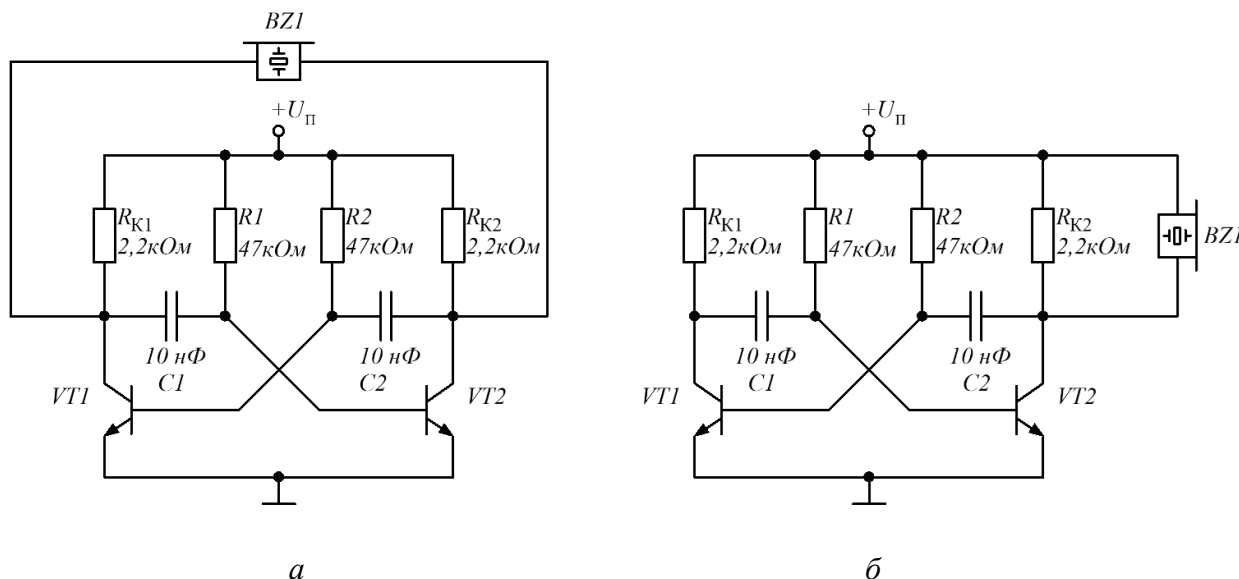


Рис. 65. Мультивибратор на звуковую частоту с пьезокерамическим излучателем, подключенным по мостовой (а) и однополярной (б) схеме

Зададим частоту, равную 1.5 кГц и выберем конденсатор номиналом 10 нФ. Согласно (65) рассчитаем номинал резистора:

$$(71) \quad R = \frac{1}{1500 \cdot 1.4 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 47619 \text{ Ом}$$

Выберем ближайший номинал из доступных – 47 кОм.

6. Подключите между коллекторными цепями двух транзисторов пьезокерамический излучатель звука и включите питание схемы. Убедившись в том, что излучатель звука работает, продемонстрируйте работоспособную схему преподавателю и повторите измерения согласно п. 3. Подключите излучатель звука между коллектором любого из транзисторов и землей. Качественно оцените разницу в громкости звука и внесите результаты наблюдений в протокол измерений: «громче», «так же», «тише».

7. При помощи осциллографа измерьте параметры сигнала на коллекторе любого из транзисторов, а именно: частоту, коэффициент заполнения, длительность фронта сигнала, длительность среза сигнала и заполните таблицу по образцу (таблица 9).

Обратите внимание на то обстоятельство, что мультивибратор, нагруженный на пьезокерамический излучатель, генерирует импульсы с большими длительностями фронта и среза, нежели схема, нагруженная на светодиоды с токоограничительными резисторами. Это связано с тем, что, с одной стороны, с электрической точки зрения пьезоизлучатель аналогичен конденсатору небольшого номинала. С другой стороны, отсутствие токоограничительных резисторов в коллекторной цепи делает перезаряд суммарной емкости, имеющейся между коллектором транзистора и землей, более длительным. Эта емкость состоит из внутренней емкости транзистора, входной емкости щупа осциллографа, паразитной емкости монтажа и т.д.

## 7. ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ОУ

Цель работы – изучить свойства и приобрести навыки сборки схем усилительных каскадов на операционном усилителе (ОУ).

### 7.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе рассчитывается, монтируется и исследуется универсальная усилительная схема на ОУ TL082 с двуполярным питанием  $\pm 10\text{В}$ .
2. Исследуется зависимость выходного напряжения от входного напряжения с различными напряжениями смещения в режиме постоянного тока. При этом схема используется и в качестве неинвертирующей, и в качестве инвертирующей.
3. Построенные статические характеристики усилительных каскадов сравниваются с теоретически рассчитанными зависимостями.
4. Измеряются напряжение насыщения и напряжение смещения предложенного ОУ.
5. С использованием лабораторного генератора и осциллографа исследуются частотные свойства неинвертирующего усилительного каскада.

### 7.2. Основные теоретические сведения

Самыми простыми и широко известными схемами на ОУ являются так называемые схемы инвертирующего и неинвертирующего усилителя, подробно описанные в любом учебнике.

**Инвертирующий усилитель** (рис. 66, а) изменяет знак выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$  по отношению к входному напряжению  $U_{\text{ВХ}}$  на противоположный.

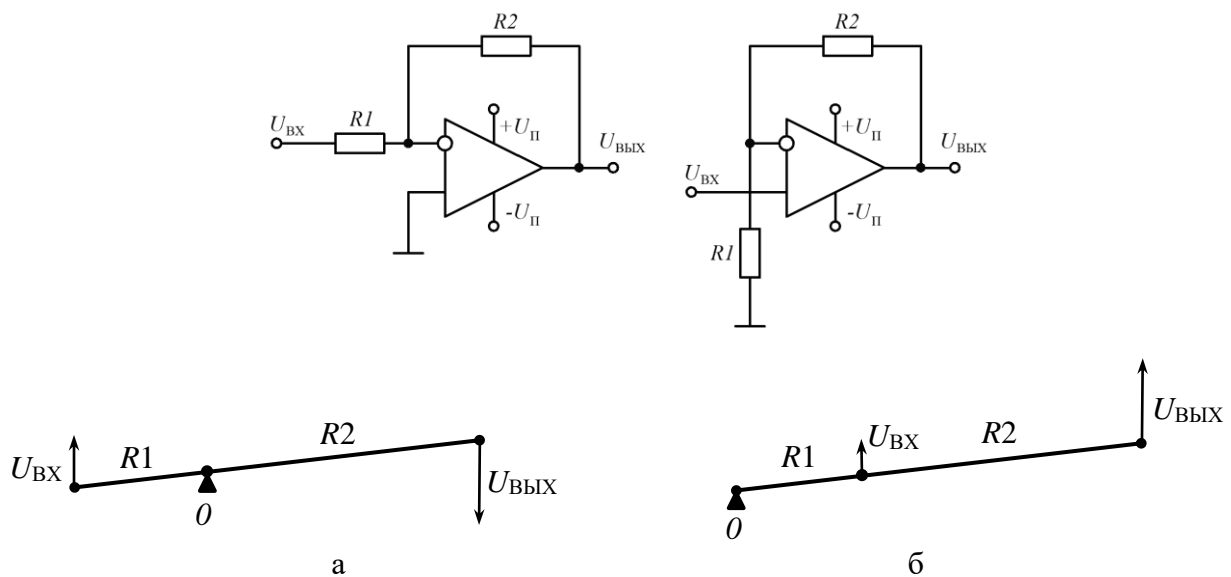


Рис. 66. Усилители на ОУ и их геометрическая интерпретация: а – инвертирующий; б – неинвертирующий

Коэффициент усиления  $k_U$  инвертирующего усилителя рассчитывается с помощью простого выражения

$$(72) \quad k_U = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} = -R_2/R_1$$

Данное выражение может быть легко выведено с использованием простейших соображений, также известных как **золотые правила операционного усилителя**. В частности, если учесть, что во вход ОУ ток не течет, а напряжения на его входах в усилительном режиме равны, то напряжение на инвертирующем входе ОУ на схеме рис. 66, а, оказывается равным нулю. Для данной схемы про инвертирующий вход ОУ еще говорят, что он виртуально заземлен. При этом через резистор  $R_1$  будет протекать ток  $I = U_{\text{ВХ}} / R_1$ . При  $U_{\text{ВХ}} > 0$  ток будет вытекать из источника входного сигнала. Весь этот ток протекает через резистор  $R_2$ , создавая на нем падение напряжения величиной  $I \cdot R_2 = U_{\text{ВХ}} \cdot R_2 / R_1$ . Так как вывод резистора, подключенный к инвертирующему входу ОУ, виртуально заземлен, то выходное напряжение будет численно

равно  $U_{ВХ} \cdot R_2 / R_1$ , а знак напряжения на выходе схемы при положительном входном напряжении будет отрицательным, и наоборот. Входное сопротивление инвертирующего усилителя по той же причине оказывается численно равно  $R_1$ .

**Неинвертирующий усилитель** на ОУ (рис. 66, б) сохраняет на выходе знак входного напряжения и его коэффициент усиления рассчитывается по следующей формуле:

$$(73) \quad k_U = U_{ВЫХ} / U_{ВХ} = 1 + R_2 / R_1$$

Вывод этой формулы совершенно аналогичен формуле для инвертирующего усилительного каскада. С учетом золотого правила ОУ напряжение на инвертирующем входе оказывается равным напряжению  $U_{ВХ}$ , действующему на неинвертирующем входе; через резистор  $R_1$  протекает ток  $I = U_{ВХ} / R_1$ . Этот ток создает на резисторе  $R_2$  падение напряжения величиной  $I \cdot R_2 = U_{ВХ} \cdot R_2 / R_1$ . По правилу Кирхгофа выходное напряжение каскада относительно земли равно сумме падений напряжений на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  и составляет, соответственно,  $U_{ВХ} + U_{ВХ} \cdot R_2 / R_1 = U_{ВХ} \cdot (1 + R_2 / R_1)$ .

Входное сопротивление неинвертирующего усилительного каскада весьма велико и, в случае рассмотрения идеального ОУ, бесконечно.

Из (73) вытекает, что  $k_U = 1$  при условии  $(R_2 / R_1) = 0$ . Данное условие легко выполнить, если замкнуть выход ОУ с его инвертирующим входом и (или) удалить из схемы  $R_1$ . Такая схема называется повторителем, он обладает малым, в случае идеального ОУ – нулевым выходным сопротивлением и сохраняет при этом высочайшее входное сопротивление. Данное свойство повторителя широко используется на практике для согласования высокого выходного сопротивления некоторых источников сигнала с низким входным сопротивлением ряда усилителей.

Реальные ОУ отличаются от идеальных тем, что они, в той или иной мере, нарушают все характерные для них «золотые правила». Применять эти правила следует, соответственно, только убедившись в том, что свойства реального ОУ в схеме вносят в ее поведение пренебрежимо малый вклад. Рассмотрим ключевые отличия реального ОУ от идеального.

Во-первых, реальные ОУ имеют хоть малые, но ненулевые входные токи (указываются в документации на ОУ как «токи смещения»), так что входное сопротивление неинвертирующего каскада на практике оказывается не бесконечным, а просто очень высоким (десятки МОм и выше). Лучшие образцы ОУ имеют входные токи в несколько фА, простейшие – до единиц мкА. Соответственно, при разработке практической схемы нужно гарантировать, что токи цепей обратной связи и допустимые выходные токи, отбираемые от источника сигнала для усилителя, на несколько порядков превышают токи смещения ОУ. Для схем, показанных на рис. 66, это вносит ограничение на максимальные допустимые сопротивления резисторов. В случае если входные токи ОУ имеют порядок мкА, сопротивления этих резисторов не должны превышать, соответственно, десятков кОм.

Во-вторых, собственный коэффициент усиления ОУ составляет, в зависимости от модели, десятки, сотни тысяч, миллионы. Требуемый коэффициент усиления в схеме должен быть на несколько порядков ниже этого значения, что, впрочем, при решении практических задач обычно выполняется автоматически, в том числе, потому, что собственный коэффициент усиления, умноженный на напряжение смещения ОУ (см. ниже), привел бы практически любой ОУ в режим насыщения даже при нулевом входном сигнале.

Далее, полоса частот для реальных ОУ не бесконечна. По мере роста частоты входного сигнала собственный коэффициент усиления ОУ падает. В документации на ОУ его полоса указывается как GBP (от англ. Gain Bandwidth Product, «произведение собственного коэффициента усиления на полосу»). На частоте, численно равной GBP, собственный коэффициент усиления ОУ, чрезвычайно высокий на низких частотах, обращается в единицу. Если построить повторитель, то вплоть до частоты, примерно равной GBP, коэффициент усиления будет равен единице, а далее начнет падать. Если построить схему с коэффициентом усиления  $k_U > 1$ , то данный коэффициент усиления будет обеспечиваться для частот входного сигнала вплоть до, приблизительно,  $GBP / k_U$ , а при частоте входного сигнала, равной GBP, схема, фактически, превратится в повторитель. Чем выше коэффициент усиления схемы на некотором ОУ, тем уже, соответственно, частотный диапазон данной схемы. Также виду наличия во

внутренних схемах ОУ реактивных элементов по мере приближения к предельной рабочей частоте усилительного каскада перед спадом  $k_U$  обычно наблюдается его рост до уровней, превышающих расчетный коэффициент усиления. Полоса ОУ меняется, в зависимости от его типа, в широких пределах. Исследуемый ОУ TL082 имеет полосу в несколько МГц, в то время как быстродействующие современные ОУ имеют полосу, измеряемую гигагерцами.

Реальные ОУ не могут отдавать бесконечный ток. Максимальные значения выходного тока обоих знаков указываются в документации. Резисторы цепей обратной связи и сопротивление нагрузки усилителя не должны быть слишком низкими, чтобы максимальный выходной ток ОУ не был превышен. Для обычных ОУ выходные токи имеют порядок единиц и десятков мА. Специальные ОУ с силовыми выходными каскадами могут иметь на порядок большие выходные токи.

ОУ в схемах с обратной связью выполняет правило, касающееся равенства напряжений на его входах, с некоторой ошибкой, называемой напряжением смещения (англ. «offset voltage»). В любой усилительной схеме это напряжение может быть измерено в статическом режиме непосредственно на входах ОУ как разность их потенциалов при помощи точного прибора, т.к. обычно оно невелико. Напряжение смещения составляет несколько мВ для простейших ОУ и несколько мкВ для сложных ОУ с отдельными цепями компенсации смещения. Напряжение смещения добавляется в выходное напряжение любой усилительной схемы, будучи умноженным на установленный коэффициент усиления. Соответственно, более точно определить напряжение смещения ОУ можно задав высокий коэффициент усиления схемы и заземлив ее вход. Выходное напряжение усилителя в таком режиме, разделенное на коэффициент усиления, даст напряжение смещения. Знак напряжения смещения в документации не указывается и зависит от экземпляра микросхемы. Напряжение смещения конкретного экземпляра ОУ меняется с изменением его температуры.

Питание ОУ может быть как двуполярным ( $+U_{\Pi}$ ,  $-U_{\Pi}$ , исследуется в настоящей работе), так и однополярным ( $GND$ ,  $+U_{\Pi}$ , более широко применяется в современной схемотехнике). При использовании двуполярного питания «земля» ни к одному входу питания ОУ не подключается. Очевидно, что ОУ не в состоянии выдавать на выходе напряжения за пределами напряжений питания (более  $+U_{\Pi}$  и менее  $-U_{\Pi}$ ). В реальности и значения, равные напряжениям питания, оказываются недостижимы. ОУ переходит в режим **насыщения**, не достигая по выходному напряжению уровня питания. То, насколько максимальное  $+U_{\text{НАС}}$  (минимальное  $-U_{\text{НАС}}$ ) напряжение на выходе ОУ отличается в меньшую (большую) сторону от его напряжения питания  $+U_{\Pi}$  ( $-U_{\Pi}$  или  $GND$ ), является одним из показателей совершенства ОУ и важнейшим признаком классификации этих электронных компонентов. ОУ в режиме насыщения (см. рис. 67) выходит из линейного режима и правило, указывающее на равенство потенциалов входов, перестает работать. Установка режима насыщения усилительных схем случается тогда, когда совокупность входного напряжения и коэффициента усиления схемы требует от ОУ выдать напряжение за пределами  $+U_{\text{НАС}}$ ,  $-U_{\text{НАС}}$ .

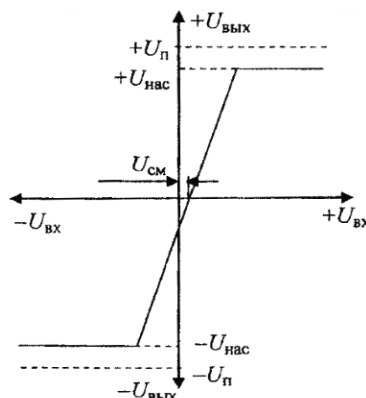


Рис. 67. Формализованная передаточная характеристика неинвертирующего усилителя.

Обычные ОУ способны выдавать на выходе напряжения, отстоящие от напряжений питания на 0.8...0.9 В и более. Обычно такие ОУ питаются напряжениями до  $\pm 18$  В, что

обеспечивает достаточный диапазон изменения  $U_{\text{ВЫХ}}$  в любой практической схеме. Однако, применение таких простых ОУ в низковольтных цифроаналоговых схемах с однополярным питанием  $0 \dots +3.3/+5\text{В}$  оказывается невозможным, поскольку величина  $\pm U_{\text{НАС}}$  при таком питании делает ширину линейного участка передаточной характеристики практически нулевой.

В этой связи в настоящее время более популярны ОУ, выходное напряжение которых может изменяться практически в полном диапазоне напряжений питания, т.е.  $+U_{\text{НАС}}$  и  $-U_{\text{НАС}}$  ненагруженного ОУ отличаются от  $+U_{\text{П}}$  и  $-U_{\text{П}}$  на не более, чем на единицы или десятки мВ. Выходные каскады таких ОУ, как и сами ОУ, в англоязычной литературе получили название «Rail-to-Rail Output» (RRO). Обычно максимальное напряжение питания таких микросхем существенно ниже, чаще всего до  $+6\text{ В}$ . Рассчитаны они на работу в цифроаналоговых схемах с низковольтным однополярным питанием.

Рассуждения, касающиеся доступного диапазона выходного напряжения, можно распространить и на входные напряжения. Если ОУ корректно работает с входными сигналами в полном диапазоне напряжений питания, его называют ОУ типа «Rail-to-Rail Input».

Самые популярные на сегодня ОУ имеют возможность работать в схемах, где и входные, и выходные напряжения изменяются почти в полном диапазоне напряжений питания. Называются такие усилители – ОУ типа RRIO («Rail-to-Rail Input/Output»).

Инвертирующий и неинвертирующий усилители, с точки зрения работы самого ОУ и с точки зрения архитектуры схем, на самом деле, представляют собой одну и ту же схему, но используемую по-разному.

Действительно, резистор  $R_2$ , соединяющий инвертирующий вход и выход ОУ, подключен в двух схемах идентично (см. рис. 66). Резистор  $R_1$  в обеих схемах одним выводом подключен к инвертирующему входу. В схеме инвертирующего усилителя второй его вход подключается к источнику усиливаемого сигнала, неинвертирующий вход ОУ заземляется. В неинвертирующем усилителе ситуация обратная. Источник сигнала подключается к неинвертирующему входу, а заземляется второй вывод резистора  $R_1$ .

В более общем случае, когда заземляемые узлы цепей обеих простейших схем (неинвертирующий вход ОУ и второй вывод резистора  $R_1$ , соответственно) подключены не к «земле», а к некоторому источнику напряжения, мы получаем обобщенную схему усилителя сигналов, выходное напряжение которой зависит от двух входных напряжений  $U_1$  и  $U_2$ .

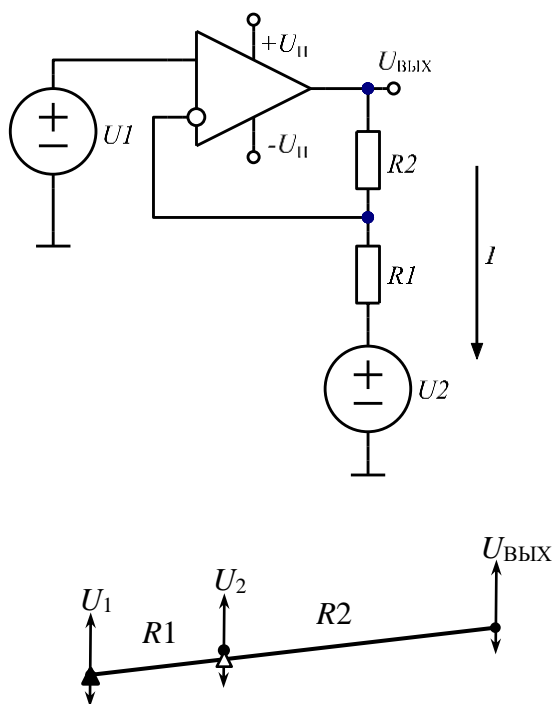


Рис. 68. Обобщенная схема простого усилителя на ОУ

Схема, показанная на рис. 68, является простейшим неинвертирующим усилителем, если  $U_2 = 0$ , а  $U_1 = U_{ВХ}$ , и инвертирующим, если  $U_1 = 0$ , а  $U_2 = U_{ВХ}$ , где  $U_{ВХ}$  – напряжение источника сигнала, подлежащее усилению. С точки зрения функционирования самого ОУ протекающие в схеме процессы одинаковы для обоих применений обобщенной схемы (в качестве простейшего инвертирующего или неинвертирующего усилителя).

Выясним, как выходное напряжение показанной схемы  $U_{ВЫХ}$  зависит от  $U_1$  и  $U_2$ , а также от номиналов резисторов. Если на выходе схемы действует некоторое напряжение  $U_{ВЫХ}$ , то через резисторы в источник напряжения  $U_2$  протекает ток, который по закону Ома и с учетом правила Кирхгофа для суммы напряжений в контуре равен:

$$(74) \quad I = (U_{ВЫХ} - U_2) / (R_1 + R_2)$$

Пусть, для определенности, направление протекания тока – из выхода ОУ в источник напряжения  $U_2$ , хотя качественно направление протекания тока анализа не меняет.

Падение напряжения на резисторе  $R_1$ , которое вызывает этот ток, составит  $I \cdot R_1$ , тогда потенциал инвертирующего входа ОУ будет определяться выражением  $U_2 + R_1 \cdot I$ . С другой стороны, согласно золотым правилам ОУ, потенциалы его входов равны. Тогда, с учетом (74), можно записать:

$$(75) \quad U_1 = U_2 + R_1(U_{ВЫХ} - U_2) / (R_1 + R_2)$$

Преобразуем выражение (75), выразив из него величину  $U_{ВЫХ}$ :

$$(76) \quad R_1(U_{ВЫХ} - U_2) = (U_1 - U_2) \cdot (R_1 + R_2), \text{ или } U_{ВЫХ} = (U_1 - U_2) \cdot (R_1 + R_2) / R_1 + U_2$$

Полученное соотношение для  $U_{ВЫХ}$  удобнее переписать в виде двух слагаемых, первое из которых содержит только напряжение  $U_1$ , а второе – только  $U_2$ . Сделаем это:

$$(77) \quad U_{ВЫХ} = (U_1 - U_2) + (U_1 - U_2) \cdot R_2 / R_1 + U_2 = U_1 + (U_1 - U_2) \cdot R_2 / R_1.$$

Окончательно,

$$(78) \quad U_{ВЫХ} = U_1 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_2 \frac{R_2}{R_1}$$

Полученное выражение упрощается до уже известных формул для коэффициента усиления инвертирующего и неинвертирующего усилителей (72) и (73), если принять нулевыми, соответственно,  $U_1$  или  $U_2$ , и рассчитать  $k_U$  как  $U_{ВЫХ} / U_{ВХ}$ . Сама формула состоит из двух слагаемых, каждое из которых хорошо знакомо по анализу простейших схем усилителей.

Далее, если принять, что  $U_1$  – усиливаемый сигнал  $U_{ВХ}$ , а  $U_2$  – некоторое постоянное ненулевое напряжение  $U_{СМ}$  (не путать с собственным напряжением смещения ОУ), то усилитель, показанный на рис. 68, осуществляет преобразование напряжения согласно закону вида  $U_{ВЫХ} = a \cdot U_{ВХ} - b$  ( $a$  и  $b$  – константы). Иными словами, поведение схемы можно описать как неинвертирующий усилитель, прибавляющий к выходному сигналу некоторое напряжение, которое получило название «смещение» (не путать с собственным напряжением смещения ОУ). При этом положительная величина  $U_2$  приводит к отрицательному смещению выходного сигнала и наоборот.

Аналогично, если принять, что  $U_2$  – усиливаемый сигнал  $U_{ВХ}$ , а  $U_1$  – некоторое постоянное ненулевое напряжение  $U_{СМ}$ , то усилитель, показанный на рис. 68, осуществляет преобразование напряжения согласно закону вида  $U_{ВЫХ} = -c \cdot U_{ВХ} + d$  ( $c$  и  $d$  – константы). Такая схема является инвертирующим усилителем, причем положительное напряжение  $U_1$  приводит к положительному смещению  $U_{ВЫХ}$ .

Статические характеристики для двух этих случаев показаны на рис. 69.

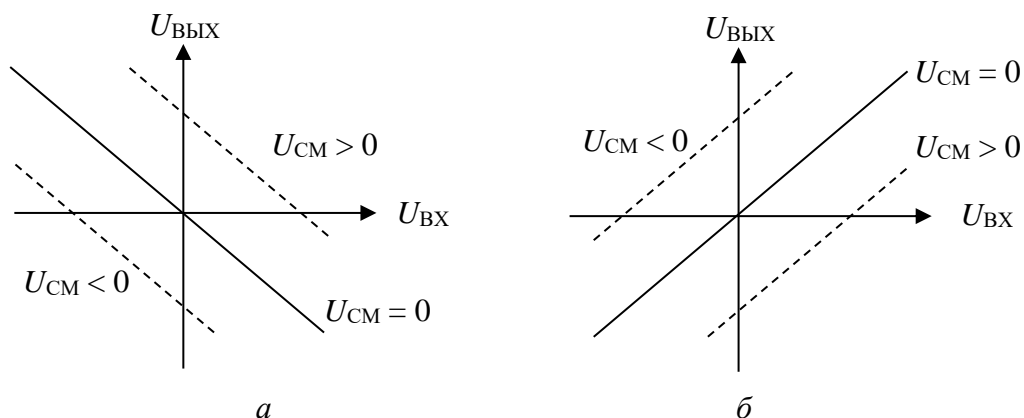


Рис. 69. Статические характеристики усилителей на ОУ со смещением: инвертирующего (а) и неинвертирующего (б)

Задача построения усилительного каскада со смещением весьма типична для конструирования цифроаналоговых систем с однополярным питанием (в системе отсутствуют отрицательные напряжения). Если при этом требуется получить неинвертирующий усилитель с положительным смещением, используют два инвертирующих каскада, включенных последовательно. Напряжение  $U_{CM}$  для каждого из них положительно.

### 7.3. Задание на выполнение работы

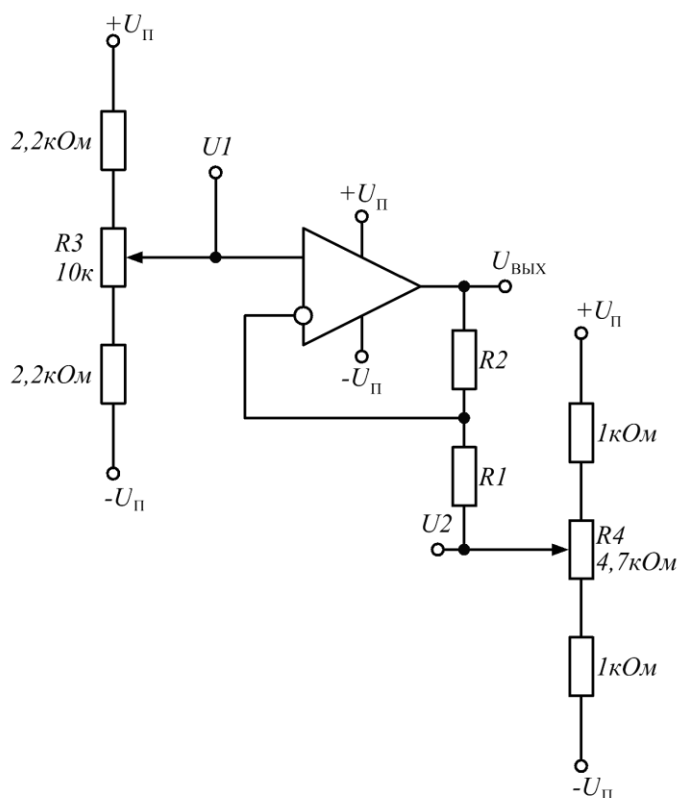


Рис. 70. Усилитель на ОУ с регулировкой смещения

1. Назовем цепь скользящего контакта потенциометра  $R_3$ , где действует напряжение  $U_1$ , **прямым входом** схемы,  $R_4$  (напряжение  $U_2$ ) – **инверсным входом** схемы (не путать с терминами «прямой» и «инверсный» вход ОУ). Выберите из таблицы (таблица 10) необходимые значения сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$  в соответствии с номером своей бригады. Рассчитайте коэффициенты усиления  $k_u$  для сигналов, поданных на прямой и инверсный входы схемы (рис. 70) по формулам:

$$k_u^{\text{пр}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad k_u^{\text{инв}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_2} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Таблица 10. Номиналы резисторов и величина напряжения смещения для схемы усилителя на ОУ

№ бригады	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$R_1$ , кОм	47	15	10	100	47	15	10	47	15	10
$R_2$ , кОм	100	47	47	220	220	100	47	100	47	47
$U_{\text{см}}$ , В	1.4	1	0.5	1.2	0.4	0.2	0.3	1.2	0.8	0.6

2. Соберите универсальную схему усилителя на ОУ (рис. 70). В качестве источников сигнала используется средние точки потенциометров  $R_3$ ,  $R_4$ , подключенных к положительному и отрицательному полюсам источника питания. Обратите внимание, что потенциометры подключены к питанию через дополнительные резисторы для защиты от короткого замыкания в случае неправильной сборки схемы (ошибочного подключения цепи питания к средней точке потенциометра).

Если использовать универсальную схему как инвертирующий усилитель, входное напряжение  $U_{\text{ВХ}} = U_2$  поступает с переменного резистора  $R_4$ , а напряжение смещения  $U_{\text{см}} = U_1$  снимается со скользящего контакта  $R_3$ .

Если использовать данную схему как неинвертирующий усилитель, источником входного напряжения  $U_{\text{ВХ}} = U_1$  будет выступать переменный резистор  $R_3$ , источником напряжения смещения  $U_{\text{см}} = U_2$  – резистор  $R_4$ .

3. Подключите питание лабораторного стенда. Перед подключением убедитесь, что на источнике выставлено напряжение +10В (положительный канал) и –10В (отрицательный канал). Примите к сведению, что ввиду наличия в схеме стенда защитных диодов в цепях питания, реальные значения напряжений питания оказываются примерно на 0.7 В ниже.

4. Снимите статическую характеристику **инвертирующего** усилительного каскада без смещения, который легко может быть получен из собранной универсальной схемы. Для этого, вращая ручку переменного резистора  $R_3$ , при помощи мультиметра установите в ноль напряжение  $U_1$  (напряжение на прямом входе).

Затем, изменяя напряжение, снимаемое с переменного резистора  $R_4$ , задающего  $U_2$  (напряжение на инверсном входе схемы), снимите статическую характеристику – зависимость  $U_{\text{ВЫХ}}$  от  $U_{\text{ВХ}} = U_2$  (таблица 11). Наибольшее количество точек измерьте в области линейной характеристики усилителя, когда ОУ не находится в насыщении. Напряжения на входах и на выходе схемы измеряйте при помощи функции измерения осциллографа, при этом для постоянных напряжений удобнее всего воспользоваться режимом вычисления среднего значения (mean).

Таблица 11. Результаты измерений статических характеристик усилителя на ОУ

Конфигурация схемы	Смещение	$U_{\text{ВХ}}$ , В		...	
Инвертирующая ( $U_{\text{ВХ}} = U_2$ )	без смещения ( $U_1 = 0$ )	$U_{\text{ВЫХ}}$ , В			
		$k_u^{\text{инв}}$			
Инвертирующая ( $U_{\text{ВХ}} = U_2$ )	с положительным смещением ( $U_1 = U_{\text{см}}$ )	$U_{\text{ВЫХ}}$ , В			
Инвертирующая ( $U_{\text{ВХ}} = U_2$ )	с отрицательным смещением ( $U_1 = -U_{\text{см}}$ )	$U_{\text{ВЫХ}}$ , В			
Неинвертирующая ( $U_{\text{ВХ}} = U_1$ )	без смещения ( $U_2 = 0$ )	$U_{\text{ВЫХ}}$ , В			
		$k_u^{\text{пр}}$			
Неинвертирующая ( $U_{\text{ВХ}} = U_1$ )	с положительным смещением ( $U_2 = U_{\text{см}}$ )	$U_{\text{ВЫХ}}$ , В			
Неинвертирующая ( $U_{\text{ВХ}} = U_1$ )	с отрицательным смещением ( $U_2 = -U_{\text{см}}$ )	$U_{\text{ВЫХ}}$ , В			

5. Из полученной зависимости  $U_{\text{ВЫХ}}$  от  $U_{\text{ВХ}}$  вычислите экспериментальное значение коэффициента усиления схемы  $k_u^{\text{инв}}$  как среднее значение отношения  $U_{\text{ВЫХ}}$  к  $U_{\text{ВХ}}$  в точках, где, с одной стороны, не наблюдается насыщения, а с другой стороны, входное напряжение не слишком близко к нулю ( $|U_{\text{ВХ}}| > 0.5 \text{ В}$ , чтобы на получаемый конечный результат не влияли точки, в которых точное определение  $k_u$  затруднено ввиду низкой точности измерения исходных напряжений).

6. Введите схему в режим положительного насыщения, для чего установите максимальное входное напряжение. Далее, при помощи мультиметра измерьте точные значения  $+U_{\text{НАС}}$  и  $+U_{\text{П}}$ . Оцените, насколько максимальное значение напряжения на выходе ОУ отличается от напряжения  $+U_{\text{П}}$ . Затем установите минимальное входное напряжение и повторите такие же измерения для отрицательного насыщения, определив  $-U_{\text{П}}$  и  $-U_{\text{НАС}}$ . Сравните полученные величины с паспортными характеристиками микросхемы ОУ.

7. Подайте на прямой вход ( $U_1$ ) напряжение смещения, взятое из таблицы (таблица 10) в соответствии с номером бригады. Для этого вращайте движок переменного резистора  $R_3$  и при помощи мультиметра или осциллографа контролируйте значение напряжения  $U_1$ . Учитывая, что точно «попасть» в заданную величину невозможно, после установки запишите в протокол значение  $U_{\text{СМ}}$ , которое в итоге у вас получилось. Затем, аналогично п. 4, плавно изменяя напряжение  $U_2$  (напряжение на инверсном входе схемы), снимите статическую характеристику инвертирующего усилительного каскада с положительным смещением.

8. Установите на прямом входе такое же по модулю, но отрицательное напряжение смещения. Запишите точное получившееся значение  $-U_{\text{СМ}}$ . Снимите статическую характеристику инвертирующего усилительного каскада с этим отрицательным смещением.

9. Наконец, снимите статические характеристики **неинвертирующего** усилительного каскада, сначала без смещения ( $U_2 = 0$ ), а затем с отрицательным и положительным смещениями ( $U_2 = \pm U_{\text{СМ}}$ ). Для получившейся характеристики без смещения вычислите экспериментальное значение коэффициента усиления схемы  $k_u^{\text{нп}}$ , так, как это было описано в п.5.

10. При обработке результатов исследований постройте экспериментальные и теоретические графики трех зависимостей выходного напряжения от входного для трех значений напряжения смещения (одно нулевое и два ненулевых) на одной диаграмме, отдельно для двух способов использования универсальной схемы (в качестве инвертирующего и неинвертирующего усилителей). Для обработки данных рекомендуется использовать табличный процессор на ПК (например, MS Excel). Формулы, использованные для расчетов в табличном процессоре, приведите в отчете по лабораторной работе.

11. Измерьте напряжение собственного смещения ОУ. Для этого подключите оба входа **схемы** к «земле» (отключите цепи  $U_1$  и  $U_2$  от потенциометров и заземлите их), включите мультиметр в режим измерения малых напряжений «mV» и измерьте напряжение на выходе схемы  $U_{\text{ВЫХ}}^0$ . Напряжение смещения вычислите как  $U_{\text{СМ}} = U_{\text{ВЫХ}}^0 / k_u^{\text{нп}}$ . Сравните полученное значение с паспортными характеристиками микросхемы ОУ.

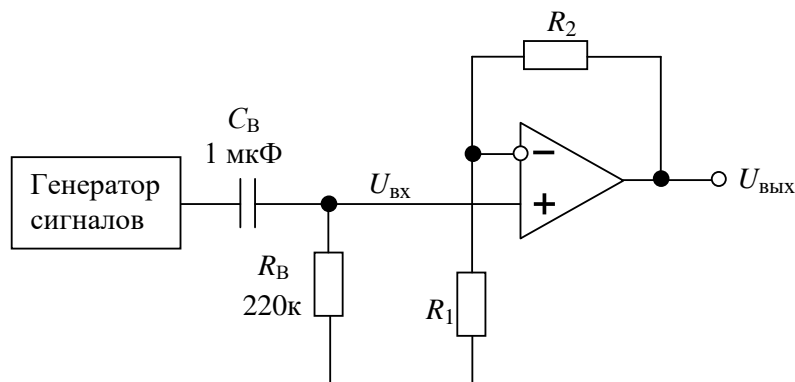


Рис. 71. Подключение источника сигнала к неинвертирующему усилителю на ОУ

12. Соберите схему для исследования частотных характеристик усилителя (рис. 71). В этой схеме сигнал с генератора поступает через разделительный конденсатор  $C_B$  на прямой вход усилительного каскада, инверсный вход заземлен. Установите амплитуду выходного сигнала генератора 1 В, частоту 1 кГц, форму – синусоидальную.

13. Подключите к входу и выходу схемы два канала осциллографа и измерьте амплитуды входного и выходного сигналов. Вычислите коэффициент усиления схемы как отношение амплитуд выходного и входного сигналов. Обратите внимание, что для корректных измерений средствами осциллографа необходимо, чтобы в осциллограмму полностью вписывалось 2-3 периода сигналов, а двойной размах каждого из них занимал на экране осциллографа 3-4 клетки.

14. Найдите частоту единичного усиления  $f_1$  схемы, которая численно равна такому параметру ОУ, как GBP. Для этого увеличивайте частоту сигнала на выходе генератора до тех пор, пока коэффициент усиления схемы не станет равным единице (амплитуда выходного сигнала станет примерно равной амплитуде входного сигнала). Амплитуды сигналов измеряйте при помощи осциллографа, периодически меняя масштаб по оси X с тем, чтобы в осциллограмму вписывалось несколько периодов сигнала с генератора. Сравните полученный результат с техническими характеристиками ОУ TL082.

15. Снимите зависимость коэффициента усиления схемы от частоты, измеряя амплитуды входного и выходного сигналов (10-12 точек). Изменяйте частоту в направлении уменьшения от  $2f_1$  до 1 кГц, всякий раз уменьшая ее приблизительно в 2-3 раза. Например, для  $f_1 = 4$  МГц выбирайте частоты 8, 4, 2, 1 МГц, 500, 250, 100, 50, 25, 10, 5, 2.5, 1 кГц. Постройте АЧХ схемы на графике с логарифмической осью X.

## 8. СУММИРУЮЩИЙ И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛИ

Цели работы – изучить свойства и приобрести навыки сборки схем суммирующего и дифференциального усилителей, построенных на основе микросхемы операционного усилителя.

### 8.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе рассматриваются широко распространенные решения для обработки нескольких входных сигналов – сумматор и усилитель разностного сигнала.
2. Сумматор напряжений исследуется как в статическом, так и в динамическом режимах.
3. Дифференциальный усилитель исследуется в статическом режиме, а также рассматривается пример использования дифференциального усилителя в качестве устройства подавления синфазной помехи.

### 8.2. Основные теоретические сведения

На основании схемы усилителя, рассмотренной в предыдущей лабораторной работе (рис. 68), можно построить более сложные устройства, выполняющие ряд преобразований двух и более входных сигналов.

Схема сумматора напряжений представлена на рис. 72.

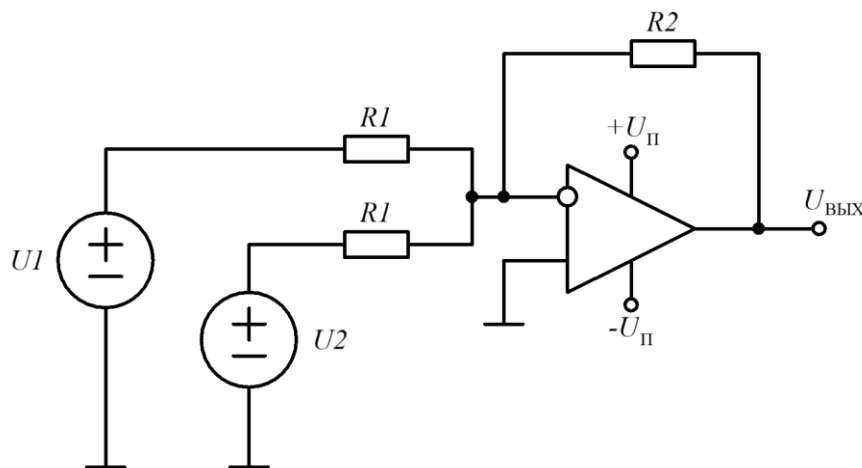


Рис. 72. Сумматор напряжений

Рассуждения, использованные для вывода соотношения (72), могут быть применены и к этой схеме. Однако ток, протекающий через резистор  $R_2$ , здесь создается не одним источником входного напряжения  $U_{ВХ}$ , а двумя источниками  $U_1$  и  $U_2$ . Их выходные токи протекают через два одинаковых резистора  $R_1$  и суммируются в точке подключения инвертирующего входа ОУ. Результирующий ток протекает через резистор  $R_2$ . Выходное напряжение по-прежнему определяется законом Ома, записанным для резистора  $R_2$ , и составляет  $U_{ВЫХ} = -I \cdot R_2$ . Таким образом, для показанной схемы справедливо соотношение:

$$(79) \quad U_{ВЫХ} = -(U_1/R_1 + U_2/R_1) \cdot R_2 = -(U_1 + U_2) \cdot R_2/R_1.$$

Если вместо двух одинаковых резисторов  $R_1$  в схеме рис. 72 установлены резисторы разных номиналов  $R_{1А}$  и  $R_{1Б}$ , то получается схема асимметричного сумматора, и соотношение (79) принимает вид  $U_{ВЫХ} = -(U_1 \cdot R_2/R_{1А} + U_2 \cdot R_2/R_{1Б})$ , то есть сумматор работает по алгоритму «сумма с весовыми коэффициентами». Весовым коэффициентом для каждого из источников входного напряжения является отношение  $R_2$  к величине соответствующего входного сопротивления.

Очевидно, на одном ОУ нетрудно построить схему, которая суммирует не два, а большее количество напряжений. Практическое применение подобные решения находят, например, в схемах аналоговых микшеров аудиосигналов.

Интересной разновидностью усилительного каскада со смещением, рассмотренного в предыдущей работе, является **дифференциальный усилитель**, схема которого показана на рис. 73.

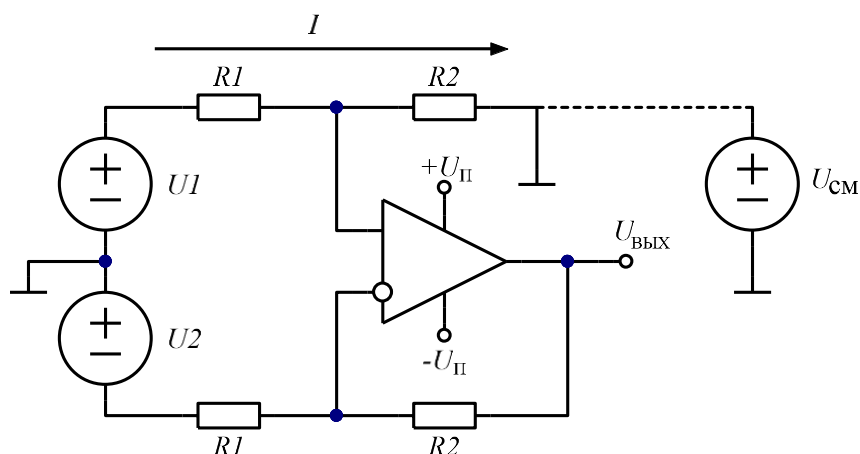


Рис. 73. Схема дифференциального усилителя на ОУ

В действительности, эта схема совершенно аналогична схеме универсального усилительного каскада на ОУ (рис. 68), однако здесь источник напряжения  $U_1$  подключен к неинвертирующему входу ОУ не напрямую, а через делитель  $R_1R_2$ , состоящий из таких же резисторов, как и резисторы, задающие коэффициент усиления каскада. В простейшем случае правый вывод резистора  $R_2$  подключается к «земле». С точки зрения анализа схема тождественна схеме простого усилителя, с учетом того, что напряжение  $U_1$  предварительно подвергается делению на резисторах. С учетом формулы для делителя напряжения и соотношения (78), можно записать выражение для выходного напряжения такого каскада в зависимости от  $U_1$  и  $U_2$  следующим образом:

$$(80) \quad U_{\text{ВЫХ}} = U_1 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_2 \frac{R_2}{R_1} = U_1 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - U_2 \frac{R_2}{R_1} = U_1 \frac{R_2}{R_1} - U_2 \frac{R_2}{R_1}.$$

Окончательно,

$$(81) \quad U_{\text{ВЫХ}} = (U_1 - U_2) \frac{R_2}{R_1}.$$

Как видно, такая простейшая модификация схемы усилителя со смещением дает усилитель, выходное напряжение которого есть разность напряжений на входах схемы, умноженная на коэффициент усиления, зависящий от двух номиналов резисторов. То есть, этот усилитель может быть рассмотрен как схема **вычитания** напряжений с последующим усилением (коэффициент усиления изменяется соотношением сопротивлений от нуля до бесконечности).

Эта схема крайне востребована в случаях, когда необходимо передать сигнал между блоками какого-то прибора по достаточно длинному кабелю. Исходное напряжение преобразуется в разностный сигнал при помощи двух усилителей (инвертирующего и неинвертирующего), затем разностный сигнал через кабель (чаще всего – типа «витая пара») передается в приемный блок, где поступает на входы дифференциального усилителя. Дифференциальный усилитель восстанавливает исходное напряжение, а помеха, добавленная в равной степени в напряжения  $U_1$  и  $U_2$ , в результате вычитания «сокращается». Тем самым обеспечивается качественная передача сигнала с глубоким подавлением помехи. Помеха должна влиять на оба напряжения одинаково, для чего используется кабель с равными длинами и формой проводников. Такая помеха называется синфазной.

Дифференциальный усилитель также может иметь смещение – напряжение, добавляемое в выходной сигнал. На схеме (рис. 73) источник этого напряжения обозначен подключенным пунктирной линией компонентом  $U_{\text{см}}$ . Ток, который будет протекать через верхнюю пару резисторов, по закону Ома можно выразить как  $I = (U_1 - U_{\text{см}}) / (R_1 + R_2)$ . Пусть, для определенности, этот ток протекает из источника напряжения  $U_1$  в источник  $U_{\text{см}}$ , хотя качественно направление тока ничего не меняет. Этот ток создаст на резисторе  $R_1$  падение

напряжения вида  $I \cdot R_1 = (U_1 - U_{CM}) \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$ . Тогда напряжение, поступающее на неинвертирующий вход ОУ, с учетом правила Кирхгофа можно записать как:

$$(82) \quad U_{(+)} = U_1 - (U_1 - U_{CM}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_1 \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) + U_{CM} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Полученное выражение следует подставить в соотношение (78) вместо исходной величины  $U_1$ . Получающееся выражение примет вид:

$$(83) \quad U_{ВЫХ} = \left( U_1 \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) + U_{CM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - U_2 \frac{R_2}{R_1}$$

Проведем простые алгебраические преобразования полученного выражения для  $U_{ВЫХ}$ :

$$(84) \quad U_{ВЫХ} = \left( U_1 \left( \frac{R_1 + R_2 - R_1}{R_1 + R_2} \right) + U_{CM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - U_2 \frac{R_2}{R_1},$$

$$U_{ВЫХ} = \left( U_1 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) + U_{CM} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - U_2 \frac{R_2}{R_1}.$$

Окончательно

$$(85) \quad U_{ВЫХ} = U_1 \frac{R_2}{R_1} + U_{CM} - U_2 \frac{R_2}{R_1} = (U_1 - U_2) \frac{R_2}{R_1} + U_{CM}.$$

Таким образом, очевидно, для дифференциального усилителя напряжение  $U_{CM}$ , подключенное показанным на рис. 73 образом, просто добавляется в выходной сигнал. Оно может быть как положительным, так и отрицательным. То, насколько смещается статическая характеристика дифференциального усилителя, не зависит от сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Строить статическую характеристику дифференциального усилителя следует в осях « $U_{ВЫХ}$ ,  $(U_1 - U_2)$ », и выглядит она следующим образом (рис. 74):

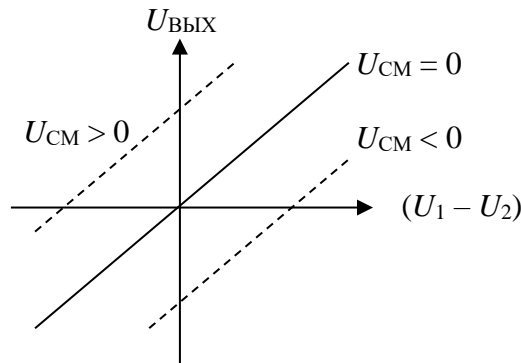


Рис. 74. Статическая характеристика дифференциального усилителя

К недостаткам схемы дифференциального усилителя в ряде случаев можно отнести низкое входное сопротивление, которое задается суммой сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Этого недостатка лишена схема инструментального усилителя, представляющая собой дифференциальный усилитель, перед которым установлен еще один каскад из двух связанных неинвертирующих усилителей.

### 8.3. Задание на выполнение работы

1. Соберите сумматор на ОУ согласно рис. 75 с одинаковыми для всех бригад номиналами резисторов, задающих зависимость выходного напряжения от двух входных:  $U_{\text{ВЫХ}} = -(U_1 + U_2) \cdot R_2 / R_1 = -(U_1 + U_2) \cdot 2.2$ .

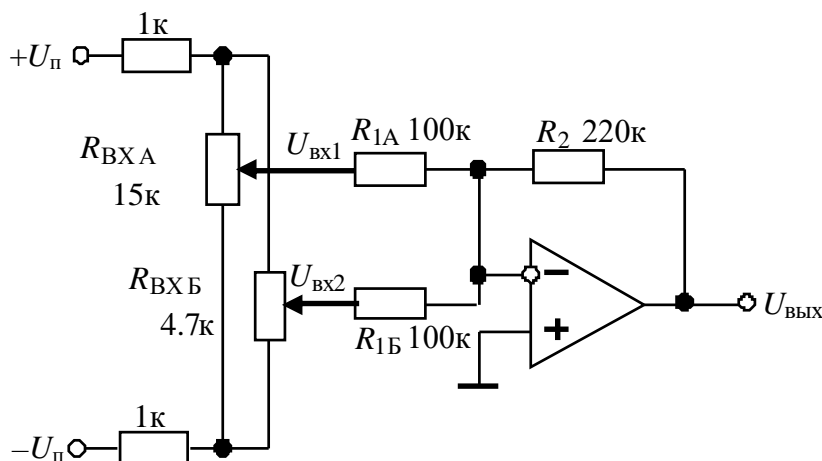


Рис. 75. Сумматор для проведения исследований

2. В зависимости от номера бригады установите указанное в таблице первое входное напряжение  $U_{\text{ВХ1}} = R_{\text{ВХа}}$ :

Таблица 12. Входное напряжение сумматора

№ бригады	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_{\text{ВХ1}}, \text{В}$	-5	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4	5

3. Изменяя напряжение  $U_{\text{ВХ2}} = R_{\text{ВХб}}$  на скользящем контакте резистора  $R_{\text{ВХб}}$  в пределах от  $-8$  до  $+8$  В, снимите зависимость  $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_2)$ . При этом наибольшее количество значений напряжения измерьте в той части статической характеристики усилителя, где ОУ не находится в насыщении.

4. При обработке результатов постройте теоретическую и экспериментальную статические характеристики суммирующего усилителя.

5. Смоделируйте работу микшера сигналов. Для этого скооперируйтесь с соседней бригадой и подключите в качестве источников сигналов **два** генератора: один к входу  $U_{\text{ВХ1}}$ , другой – к входу  $U_{\text{ВХ2}}$  (рис. 76). Установите на обоих генераторах частоту выходного сигнала 1 кГц, амплитуду 1 В, смещение 0 В. Подключите к входам и выходу сумматора три канала осциллографа, наблюдайте формы сигналов, сфотографируйте осциллограммы. Установите на втором генератора частоту 2 кГц и тоже сфотографируйте осциллограммы. Дайте объяснение наблюдаемой картине.

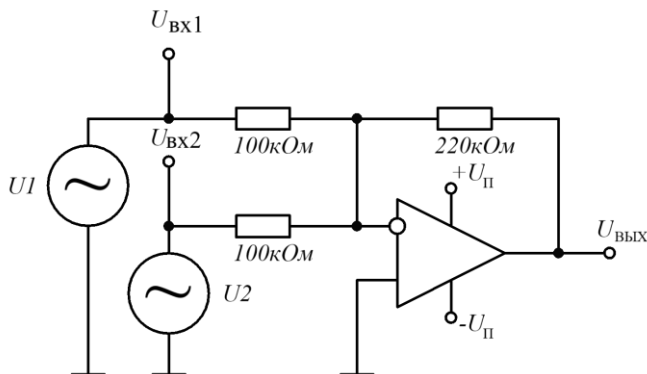


Рис. 76. Схема суммирования сигналов с двух генераторов

6. Соберите схему дифференциального усилителя без смещения с коэффициентом усиления  $(470/220) \approx 2.14$ , показанную на рис. 77.

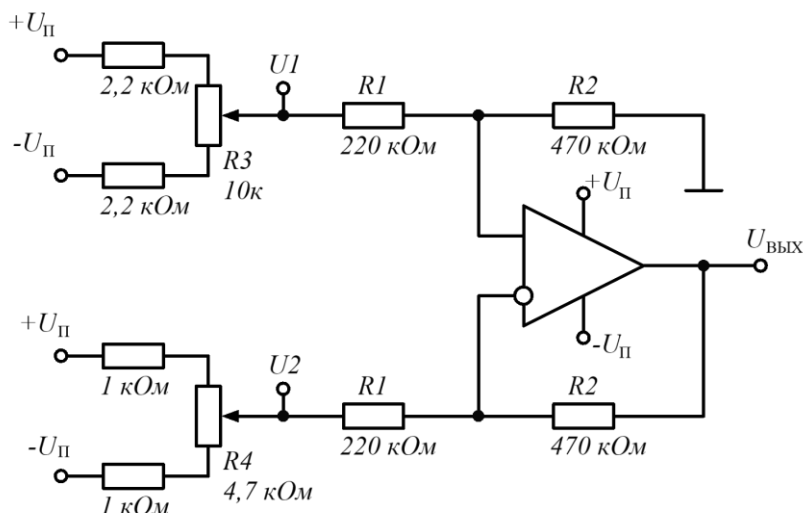


Рис. 77. Схема дифференциального усилителя для измерения статической характеристики

7. В соответствии с номером бригады выберите из таблицы напряжение  $U_2 = U_{R4}$ , которое следует выставить на скользящем контакте резистора  $R_4$ :

Таблица 13. Входное напряжение дифференциального усилителя

№ бригады	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_2 = U_{R4}, \text{В}$	-2.5	-2	-1.5	-1	-0.5	+0.5	+1	+1.5	+2	+2.5

8. Изменяя напряжение  $U_1 = U_{R3}$  на скользящем контакте резистора  $R_3$  в пределах  $-8 \dots +8$  В, снимите зависимость  $U_{ВЫХ}(U_1)$ . При этом наибольшее количество значений напряжения измерьте в части статической характеристики усилителя, когда ОУ не находится в насыщении.

9. При обработке результатов постройте теоретическую и экспериментальную статические характеристики дифференциального усилителя.

10. Модифицируя предыдущую схему, соберите новую схему для исследования чувствительности дифференциального усилителя к синфазной помехе согласно рис. 78.

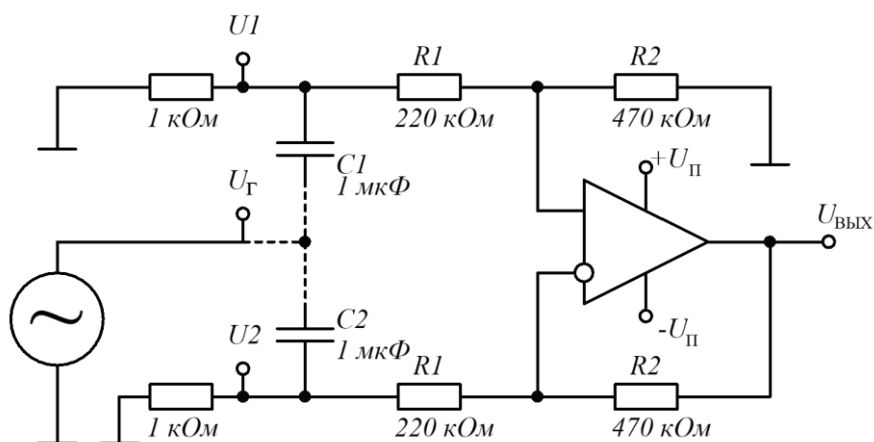


Рис. 78. Схема дифференциального усилителя для исследования влияния синфазной помехи

Подключение генератора сигналов, показанное пунктирной линией, изначально должно отсутствовать. Как видно, оба входа дифференциального усилителя в этом случае заземлены как по постоянной, так и по переменной составляющей напряжения. Корректно собранная схема должна выдавать выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}} = 0$  (убедитесь в этом).

11. Выставьте на генераторе частоту синусоидального сигнала 1 кГц, двойной размах выходного напряжения  $U_{\Gamma}$  порядка 1 В и **поочередно** подключите его к конденсаторам  $C_1$  и  $C_2$  согласно рис. 78. Регистрируйте напряжение  $U_1$  каналом №1,  $U_2$  – каналом №2, а напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  – каналом №3 осциллографа. Синхронизацию включайте по тому каналу, в котором в данный момент наблюдается сигнал. Сфотографируйте обе получившиеся осциллограммы. Используя значения двойного размаха (peak-to-peak) входного и выходного напряжений, и с учетом того, что в каждом эксперименте второй вход усилителя заземлен, рассчитайте экспериментальные значения коэффициента усиления каскада по формуле

$$k_U = U_{\text{ВЫХ}}^{PP} / (U_{1(2)}^{PP} - U_{2(1)}^{PP}) = U_{\text{ВЫХ}}^{PP} / U_{1(2)}^{PP}.$$

Обратите внимание, что в одном из случаев усилитель инвертирует напряжение. Использовать для расчета напряжение на выходе генератора ( $U_{\Gamma}$ ) не допускается, т.к. оно отличается от  $U_{1(2)}$  ввиду ненулевого импеданса конденсаторов  $C_{1(2)}$ .

12. Подключите генератор **одновременно** к конденсаторам  $C_1$  и  $C_2$  и, по аналогии с п. 11, измерьте напряжения и рассчитайте значения коэффициента подавления синфазной помехи  $k_{\text{СП}} = U_{\text{ВЫХ}}^{PP} / U_{1(2)}^{PP}$ . Теоретически,  $k_{\text{СП}}$  равен нулю, однако, разброс номиналов компонентов схемы, а также неидеальность ОУ и монтажа макета делают его ненулевым, хоть и очень малым. Для качественного измерения малого выходного напряжения может потребоваться ограничить полосу канала №3 осциллографа частотой в 20 МГц, а синхронизацию включить по одному из входных каналов (1 или 2). Сфотографируйте получившуюся осциллограмму.

## 9. ИСТОЧНИКИ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ НА ОУ

### 9.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе рассчитываются, монтируются и исследуются схемы источников напряжения и тока на ОУ TL082 с двуполярным питанием  $\pm 10\text{В}$ .
2. В качестве опорного напряжения для источников используется кремниевый диод, смещенный в прямом направлении.
3. Выходное напряжение источника напряжения задается индивидуально, резисторы обвязки ОУ рассчитываются и выбираются.
4. Для источника напряжения исследуется зависимость выходного напряжения от тока нагрузки.
5. Для источника тока исследуется зависимость выходного тока от напряжения, развиваемого на нагрузке.

### 9.2. Основные теоретические сведения

Фактически, **источник напряжения** на ОУ, также называемый в литературе *линейным регулятором напряжения*, является специфической разновидностью обычного усилительного каскада.

От схемы, предназначенной для усиления сигналов, источник напряжения отличается тем, что обычно он имеет больший выходной ток. Будучи источником электропитания, он отдает в нагрузку десятки мА и больше. Стандартные ОУ неспособны отдать такой ток. В этой связи выходы ОУ буферизуются эмиттерными повторителями на достаточно мощных транзисторах. Логика работы схемы при этом не меняется (см. рис. 79).

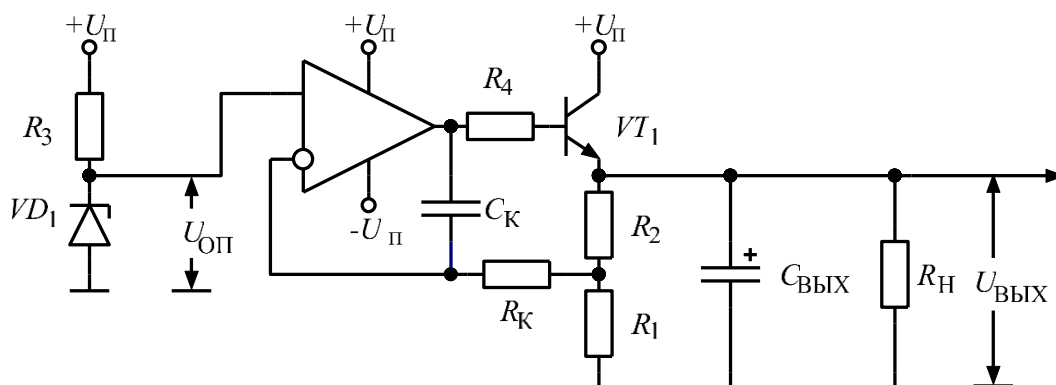


Рис. 79. Источник напряжения на ОУ

Назначение компонентов  $R_K$  и  $C_K$  будет описано ниже. Пока же, мысленно проигнорировав их наличие (закоротив  $R_K$  и удалив  $C_K$ ) можно убедиться, что схема очень похожа на обычный неинвертирующий усилитель. Наличие эмиттерного повторителя на  $VT_1$  не меняет логики работы обратной связи: если для поддержания равенства потенциалов входов операционному усилителю требуется увеличить напряжение на инвертирующем входе, он увеличивает напряжение на выходе, и наоборот. Коэффициент усиления такой схемы по-прежнему задается соотношением  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}(1 + R_2 / R_1)$ .

Для того чтобы напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  на выходе усилителя было неизменным, напряжение на его входе также должно быть стабильным. В схемах источников питания такое напряжение называется *опорным*. Сам по себе источник опорного напряжения обычно не в состоянии обеспечить требуемый для нагрузки выходной ток. Чаще всего источником опорного напряжения выступает шунтирующий регулятор. Простейший шунтирующий регулятор состоит из стабилитрона и резистора, на схеме обозначенных как  $VD_1$  и  $R_3$ . В реальных схемах источников питания вместо стабилитрона чаще используются готовые интегральные шунтирующие регуляторы (например, TL431) или же микросхемы-источники опорного напряжения, которые не

требуют применения резистора. В крайнем случае, ток стабилитрона стабилизируется схемой «токовое зеркало» или ее функциональным аналогом.

Чтобы вычислить значение выходного напряжения, зная параметры источника опорного напряжения, следует воспользоваться простейшим соотношением:

$$(87) \quad U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ОП}} \cdot (1 + R_2/R_1)$$

Как правило, выбор опорного напряжения ограничен номенклатурой стабилитронов, микросхем источников опорного напряжения и т.д. Поэтому при разработке практических схем изначально выбирается значение  $U_{\text{ОП}}$ , а затем подбирается пара резисторов, которые обеспечат требуемое выходное напряжение. Если необходимо получить настраиваемый источник напряжения, в цепь  $R_1$ - $R_2$  можно установить переменный резистор. Минимальное выходное напряжение, которое можно выставить на источнике, согласно (87) составит  $U_{\text{ОП}}$  (при  $R_2 = 0$ ,  $R_1 = \infty$ ). В этой связи для большей гибкости получаемых схем принято выбирать опорное напряжение небольшой величины, в районе 1 В.

Резистор  $R_4$  играет защитные функции, ограничивая ток, отбираемый из выхода ОУ в нагрузку через базо-эмиттерный переход. Обычно его номинал невелик, а выбирать его следует так, чтобы в штатном режиме работы при номинальной нагрузке падение напряжения на нем не превышало нескольких сотен мВ. Зная ток нагрузки, оценить падение напряжения на  $R_4$ , пренебрегая током, протекающим через  $R_1$  и  $R_2$ , можно по формуле:

$$(88) \quad U_{R4} = I_{\text{Б}} \cdot R_4 \approx (I_{\text{Н}} / \beta) \cdot R_4.$$

Максимально достижимое выходное напряжение схемы связано с входным напряжением питания  $+U_{\text{П}}$ , а также с параметрами ОУ. Очевидно, даже при использовании идеального ОУ или ОУ типа «Rail-to-Rail output» выходное напряжение окажется меньше входного как минимум на 0.6-0.7В (напряжение базо-эмиттерного перехода  $VT_1$ , смещенного в прямом направлении) плюс падение напряжения на резисторе  $R_4$ . Если максимальное выходное напряжение ОУ меньше, чем  $+U_{\text{П}}$ , максимальное выходное напряжение всей схемы дополнительно снижается. Минимально достижимая разница ( $+U_{\text{П}} - U_{\text{ВЫХ}}$ ) для схем, аналогичных Рис. 79, называется *минимальным падением напряжения на регуляторе*. Если минимальное падение напряжения не превышает примерно 3 В, схему называют LDO от англ. «Low-Dropout Voltage Regulator». Такие схемы обычно выпускаются в интегральном исполнении со встроенным источником опорного напряжения, выходным транзисторным каскадом и ОУ. Популярные примеры подобных интегральных микросхем – 7805, LM317 и т.д.

В случае, когда схема выходит из штатного режима работы, ее выходное напряжение становится меньше заданного. Помимо насыщения ОУ из-за слишком низкого  $+U_{\text{П}}$ , это может быть вызвано перегрузкой по току выходных каскадов, с учетом коэффициента  $\beta$  выходного транзистора и номинала резистора, ограничивающего максимальный ток в его базу. Возможна и перегрузка самого ОУ, что свидетельствует об ошибках в проектировании схемы.

У практических схем линейных регуляторов напряжения есть ряд дополнительных отличий от усилительных схем, работающих на звуковых частотах.

Во-первых, все они требуют на выходе емкости определенного номинала (чаще всего – не менее 100 нФ). Эта емкость при конечном быстродействии регулятора позволяет сохранить стабильность выходного напряжения при скачках тока, отбираемого нагрузкой.

С другой стороны, как следует из рис. 79, ОУ в схеме регулятора, поддерживающий требуемое выходное напряжение, в состоянии лишь увеличивать выходное напряжение, увеличивая базовый и, соответственно, эмиттерный ток транзистора  $VT_1$ . За уменьшение выходного напряжения в процессе регулирования «отвечает» нагрузка, которая разряжает выходной конденсатор  $C_{\text{ВЫХ}}$ . Чаще всего линейные регуляторы напряжения питаются от нестабильного  $+U_{\text{П}}$ , поступающего, например, от трансформаторного первичного источника электропитания с диодным мостом и сглаживающим конденсатором. Если из-за пульсаций и ввиду конечного быстродействия схемы напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  превысило заданное, а сопротивление нагрузки  $R_{\text{Н}}$  слишком велико, схеме не удастся быстро выровнять напряжение на входах ОУ и она теряет стабильность. Для сохранения стабильности подобные схемы обычно должны быть

нагружены так, чтобы с их выхода отбирался ток, по крайней мере, в несколько мА. Если схема должна работать как под нагрузкой, так и на холостом ходу, минимальный ток, отбираемый из эмиттера  $VT_1$ , обеспечивается суммарным сопротивлением  $R_1+R_2$ . Выходное напряжение определяется опорным напряжением и их соотношением, сохраняя которое можно менять ток  $I_{R_1-R_2}$  в широких пределах.

Этот же эффект потери стабильности (вплоть до возбуждения) можно наблюдать в случаях, когда быстродействие ОУ превышает быстродействие выходных каскадов регулятора с учетом  $C_{вых}$ , вследствие чего фазовая задержка цепи ООС на некоторой частоте составляет  $180^\circ$ , и отрицательная ОС превращается, фактически, в положительную.

Устранить эффекты временной нестабильности выходного напряжения и возбуждения помогает цепь  $R_K-C_K$ . Конденсатор, время перезарядки которого определяется током, ограниченным  $R_K$ , не может мгновенно изменить напряжение между своими обкладками, и малейшая вариация напряжения на выходе ОУ (а не на эмиттере  $VT_1$ ) мгновенно отражается на потенциале инвертирующего входа, вследствие чего золотое правило ОУ выполняется и заметных колебаний его выходного напряжения не происходит. В режиме постоянного тока же цепь  $R_K C_K$  не влияет на работу схемы. Этот результат можно описывать и другими способами. Например, справедливо утверждение, что постоянная времени  $\tau = 0.7 \cdot R_K C_K$  ограничивает полосу ОУ на уровне порядка  $1/\tau$  Гц. Более строгое описание процесса регулирования подразумевает анализ АФЧХ петли ООС регулятора, а сама цепь  $R_K-C_K$  называется схемой *компенсации* этой АФЧХ, которая не является равномерной. Естественно, в показанном на Рис. 79 примере номинал  $R_K$  должен быть много больше суммы  $R_1+R_2$ , или же сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  потребуется учитывать при оценке  $\tau$ .

Маломощные стабилизаторы тока (генераторы стабильного тока) необходимы в измерительных устройствах, использующих мост Уитстона и резистивные датчики физических величин. Стабилизация тока большой силы требуется в электромагнитных и нагревательных устройствах, а также для обеспечения неизменного лучистого потока источников света.

Простой источник тока можно построить на основе ОУ и выходного транзистора, сняв напряжение обратной связи так, что оно пропорционально току нагрузки (см. рис. 80).

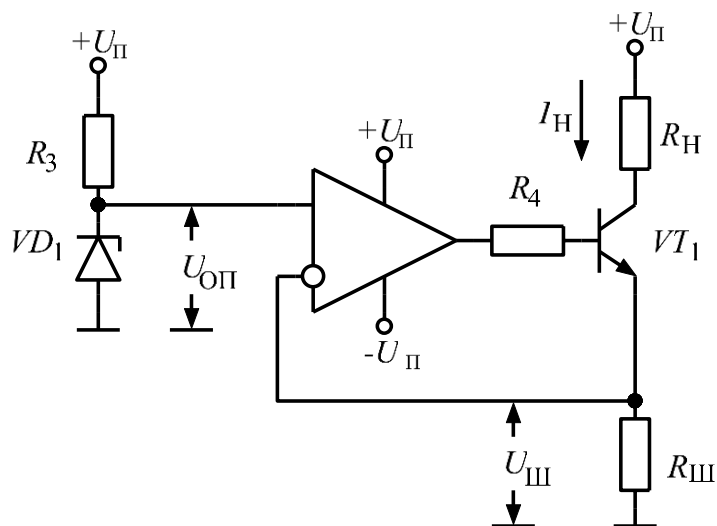


Рис. 80. Источник тока на ОУ

Если пренебречь током базы транзистора по сравнению с током нагрузки, можно утверждать, что в контур, куда включается нагрузка  $R_H$ , включен резистор  $R_{III}$  постоянной величины. Функционируя по тем же принципам, что и регулятор напряжения, регулятор тока поддерживает неизменным напряжение  $U_{III}$  на резисторе  $R_{III}$ , и, по закону Ома – ток, протекающий через этот резистор:  $I_{R_{III}} = U_{R_{III}} / R_{III} = U_{ОП} / R_{III}$ . Пренебрегая током базы  $VT_1$

считаем, что  $I_{\Sigma} = I_{R_{\text{ш}}} = I_K = I_H$ . Таким образом, ток нагрузки неизменен и может быть вычислен по формуле

$$(89) \quad I_H = U_{\text{оп}} / R_{\text{ш}}.$$

Сама нагрузка, как видно, включается в коллекторную цепь выходного транзистора. Название резистора  $R_{\text{ш}}$  происходит от слова «шунт». Шунтом называют низкоомный резистор, обеспечивающий протекание в какой-то цепи значительного тока. В источниках тока шунты используются для того, чтобы преобразовывать ток нагрузки в напряжение, которое, в свою очередь, стабилизируется на уровне опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$ . Как и для источника напряжения, рекомендуется выбирать низкие значения  $U_{\text{оп}}$  и, соответственно,  $R_{\text{ш}}$ . Это позволяет источнику поддерживать требуемый ток, меняя напряжение на нагрузке в широких пределах, то есть, работать с нагрузками широкого диапазона сопротивлений.

Тем не менее, в ряде случаев схема переходит в режим насыщения и оказывается не в состоянии выдать требуемый ток нагрузки. Первая из возможных причин заключается в сочетании напряжения питания  $+U_{\text{п}}$  и сопротивления нагрузки. Максимальное напряжение, достижимое на нагрузке, составляет  $+U_{\text{п}}$  за вычетом падения напряжения  $U_{\text{ш}} = U_{\text{оп}}$  и напряжения насыщения  $V_{T1}$   $U_{K-\Sigma}$   $U_{\text{нас}}$  транзистора. Однако при слишком низком напряжении питания свой вклад может внести и насыщение ОУ, которому для управления транзистором необходимо развивать на своем выходе напряжения порядка  $U_{\text{оп}} + 0.7 \text{ В} + U_{R4}$ . Величину падения напряжения на защитном резисторе  $R_4$  можно оценить с использованием (88), рассуждая аналогично.

Коэффициент полезного действия (КПД), или эффективность линейных источников питания (и источника тока, и источника напряжения) тем выше, чем ближе напряжение, развиваемое на нагрузке, к напряжению питания. Пренебрегая собственным потреблением ОУ и током цепи обратной связи, которые по сравнению с выходным током источника питания обычно малы, мощность рассеяния, которая выделяется в виде тепла на элементах схемы, можно оценить по формуле:

$$(90) \quad P_{\text{расс}} = (+U_{\text{п}} - U_H) / I_H$$

Формула справедлива для обеих схем. Для источника напряжения практически вся мощность выделяется на транзисторе  $V_{T1}$ , а в источнике тока часть мощности  $P_{\text{расс}}$  выделяется на резисторе  $R_{\text{ш}}$ :

$$(91) \quad P_{R_{\text{ш}}} = I_H^2 \cdot R_{\text{ш}}$$

КПД можно приблизительно оценить, соответственно, как отношение полезной мощности, отдаваемой в нагрузку, к полной. Получающееся выражение нетрудно сократить до простого соотношения

$$(92) \quad \eta = \frac{U_H}{U_{\text{п}} + U_H} \cdot 100\%,$$

справедливого и для источников тока, и для источников напряжения. Задача оптимизации КПД линейных источников в линейных трансформаторных блоках питания весьма противоречива. С одной стороны, уменьшение напряжения после диодного моста повышает КПД. С другой стороны, чем меньше превышение  $+U_{\text{п}}$  над  $U_{\text{вых}}$ , тем меньшим запасом по входному напряжению обладает схема, и при некотором снижении входного напряжения выходное оказывается нестабильным. В современной схемотехнике линейные источники применяются в случаях, когда требуется качественное и не зашумленное питание чувствительных аналоговых схем, либо когда  $+U_{\text{п}}$  гарантированно стабильно и запас по входному напряжению не нужен. Во всех остальных случаях линейные источники питания заменяются более сложными импульсными схемами.

### 9.3. Задание на выполнение работы

1. Соберите схему, показанную на рис. 81 и установите на лабораторном блоке питания напряжения  $+U_{\Pi} = 10 \text{ В}$ ,  $-U_{\Pi} = -10 \text{ В}$ , контролируя эти напряжения непосредственно на плате стенда при помощи мультиметра.

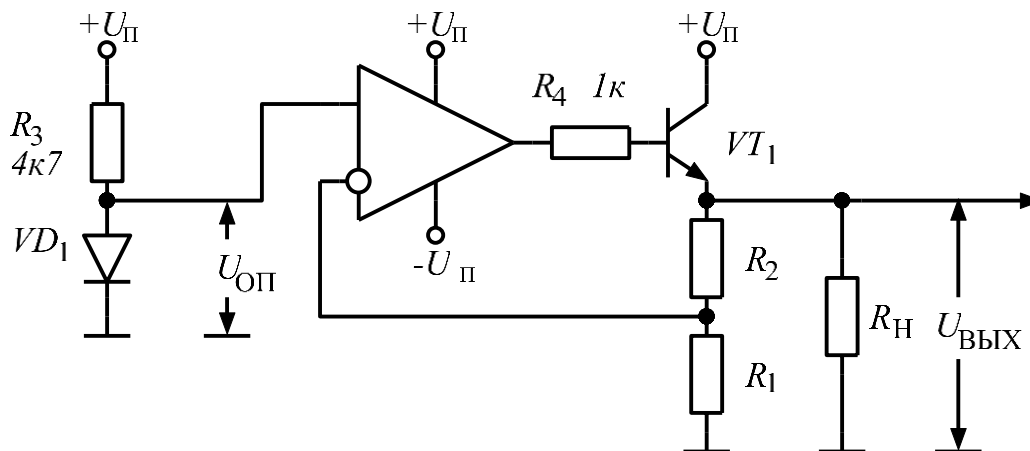


Рис. 81. Схема источника напряжения для проведения исследований

В качестве источника опорного напряжения используется кремниевый диод в прямом смещении. Ток через диод задает резистор  $R_3$  номиналом 4700 Ом. При напряжении питания в 10 В ток через диод составит, соответственно,  $10 \text{ В} / 4,7 \text{ кОм} \approx 2 \text{ мА}$ . Приблизительное значение напряжения  $U_{\text{оп}}$  равно падению напряжения на открытом кремниевом диоде и составляет 0,7 В.

2. Согласно номеру бригады, найдите в таблице значение выходного напряжения регулятора и значение одного из резисторов, задающих выходное напряжение.

Таблица 14. Задание на проведение работы

№ бригады	$R_1, \text{ Ом}$	$R_2, \text{ Ом}$	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$
1	2200	—	1,02
2	—	10000	1,17
3	10000	—	1,40
4	—	15000	1,75
5	470	—	2,19
6	—	47000	2,89
7	2200	—	3,88
8	—	2200	3,98
9	15000	—	5,37
10	—	15000	5,47

С учетом формулы, связывающей выходное напряжение источника с опорным напряжением, рассчитайте и выберите номинал второго резистора из доступных на плате:

$$(93) \quad U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{оп}} \cdot (1 + R_2/R_1), \text{ следовательно, } \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{оп}}} - 1.$$

Компоненты из блока «Резисторы мощные» не используйте.

3. Включите макет без нагрузки  $R_H$  и при помощи мультиметра в режиме вольтметра измерьте уточненное значение величины  $U_{\text{оп}}$ . Оно практически не будет меняться в течение всей лабораторной работы.

4. Измерьте выходное напряжение схемы и сравните его с теоретическим. Во всех расчетах используйте **измеренное** значение  $U_{\text{оп}}$ .

5. При помощи мультиметра измерьте ряд значений выходного напряжения схемы, поочередно подключая к ней сопротивления из блока «Резисторы мощные» (62, 100, 220, 330, 499 Ом) – всего 6 значений с учетом уже измеренного выходного напряжения холостого хода.

Рассчитав по закону Ома для каждого значения резистора нагрузки выходной ток, постройте экспериментальную зависимость выходного напряжения схемы от тока нагрузки. Сравните ее с теоретическими соображениями о неизменности выходного напряжения. Во всех расчетах используйте измеренное значение  $U_{OP}$ .

6. Соберите схему источника тока согласно рис. 82.

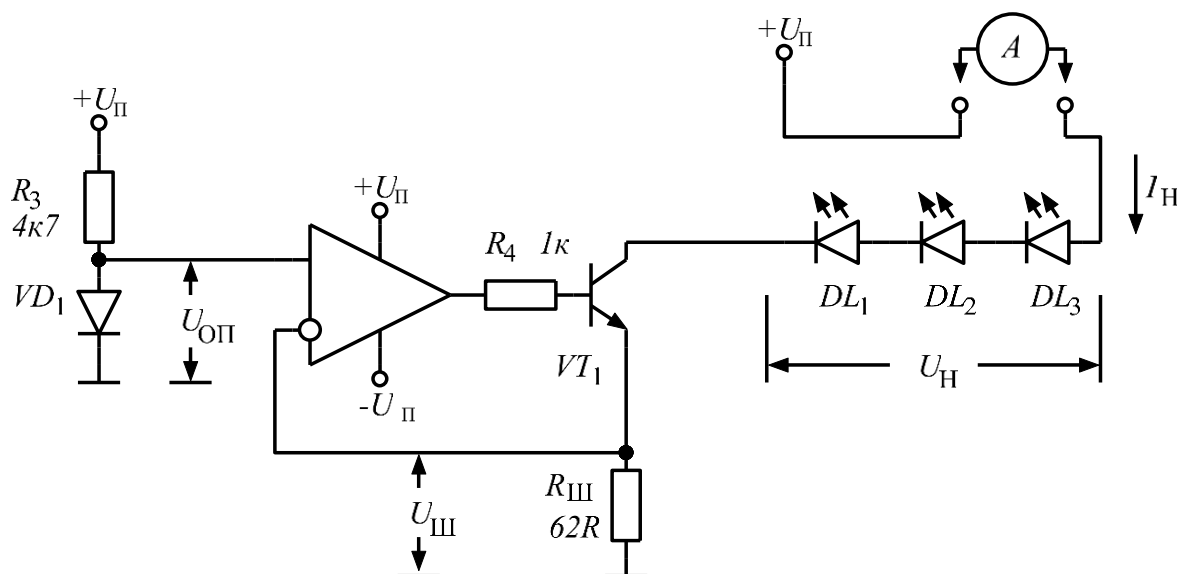


Рис. 82. Схема источника тока для проведения исследований

В качестве нагрузки включите последовательно три имеющихся в плате светодиода, соблюдая полярность включения. Теоретическое значение выходного тока составляет  $I_H = U_{OP} / R_{III} \approx 0.7 / 62 = 11.3$  мА. Это значение следует уточнить, используя измеренное значение  $U_{OP}$ .

7. Запишите показания амперметра при трех включенных светодиодах, и сравните их с уточненным теоретическим значением тока.

8. Далее, при помощи дополнительного монтажного провода закоротите один, два и все три светодиода, каждый раз измеряя ток (всего 4 значения).

9. Отключите мультиметр от схемы, подключите анод DL3 напрямую к источнику питания. **Переставьте красный щуп мультиметра в гнездо для измерения напряжений и включите этот режим.**

10. Повторите действия п. 8 всякий раз измеряя мультиметром напряжение на коллекторе VT1.

11. Зная напряжение питания  $+U_{П}$ , измеренное в п. 1, на основе данных, измеренных в пп. 8 и 10, постройте зависимость выходного тока схемы от падения напряжения на нагрузке. Сравните ее с теоретическими соображениями о неизменности выходного тока. Во всех расчетах используйте измеренное значение  $U_{OP}$ .

## 10. АКТИВНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ НА ОУ

### 10.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе монтируются и исследуются схемы активных выпрямителей (однополупериодного и двухполупериодного) на ОУ TL082 с двуполярным питанием  $\pm 10\text{В}$ .
2. Коэффициент усиления схем задается индивидуально.
3. В качестве источника выпрямляемого напряжения используется лабораторный генератор сигналов специальной формы.

### 10.2. Основные теоретические сведения

Любой выпрямитель на диодах (одно- и двухполупериодный, однофазный и трехфазный), имеет фундаментальный недостаток: падение напряжения на нем не нулевое и составляет до  $2\text{В}$  в случае мощного диодного моста. Для силовых схем это неизбежно, однако, когда речь идет о схемах измерения напряжений, можно сконструировать выпрямители, непригодные для построения источников питания, но лишенные этого недостатка. Напряжение на выходе этих схем будет полностью совпадать с положительной полуволной входного напряжения для однополупериодного выпрямителя, и в точности равно  $|U_{\text{ВХ}}|$  для двухполупериодного.

Рис. 83, а содержит схему однополупериодного выпрямителя на ОУ. Как видно, она чрезвычайно проста и представляет собой, фактически, повторитель напряжения, где на выход ОУ установлен диод. Согласно золотым правилам ОУ, он поддерживает равными напряжения на своих входах. В «положительный» полупериод входного напряжения  $U_{\text{ВХ}}$  это означает, что напряжение на выходе схемы  $U_{\text{ВЫПР}}$  будет в точности равно напряжению на входе. При этом на выходе ОУ будет действовать более высокое напряжение порядка  $(U_{\text{ВХ}} + U_{\text{Д}})$ , что никак не скажется на выходном напряжении схемы до тех пор, пока ОУ не перейдет в режим насыщения, что будет свидетельствовать о перегрузке схемы по входу. В отрицательный полупериод, когда  $U_{\text{ВХ}} < 0$ , ОУ вновь попытается выровнять напряжения на входах, в результате чего напряжение на его выходе окажется отрицательным. Это приведет к тому, что диод  $VD_1$  окажется обратно смещенным. Т.к. ток, протекающий из катода в анод диода, пренебрежимо мал, напряжение на нагрузке  $R_{\text{Н}}$  окажется нулевым, а ОУ перейдет в режим отрицательного насыщения.

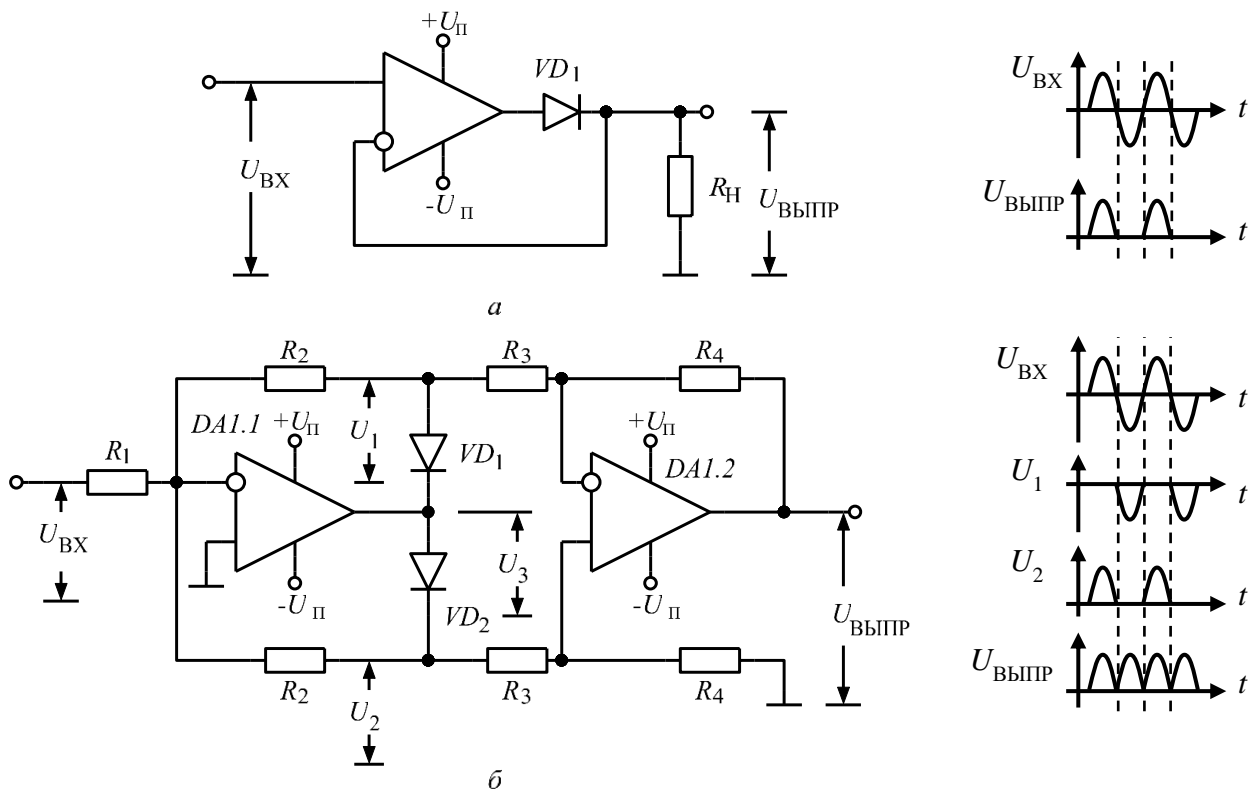


Рис. 83. Схемы выпрямителей на ОУ: однополупериодного (а) и двухполупериодного (б) и временные диаграммы напряжений в их ключевых точках

Таким образом, напряжение на нагрузке оказывается в точности равно входному в течение положительного полупериода, и нулю – в течение отрицательного, а схема ведет себя как «идеальный диод», который проводит ток только в одном направлении, причем падение напряжения в прямом смещении – нулевое.

Схема двухполупериодного выпрямителя на ОУ существенно сложнее (см. Рис. 83, б). Установим резисторы  $R_1 = R_2$ , а  $R_3 = R_4 \gg (R_1 + R_2)$ .

Рассмотрим первый каскад схемы, построенный на ОУ  $DA1.1$ , мысленно проигнорировав существование второго каскада, состоящего из ОУ  $DA1.2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ . Первый каскад представляет собой специфический инвертирующий усилитель. ОУ этого каскада всегда находится в линейном режиме и не переходит в насыщение. В зависимости от знака напряжения  $U_{ВХ}$ , одну из цепей  $VD_{1(2)}-R_2$  можно мысленно удалить из схемы, и это не повлияет на работу первого каскада.

Так, в течение полупериода, когда входное напряжение положительно ( $U_{ВХ} > 0$ ), ОУ, выравнивая напряжения на своих входах, выдает отрицательное напряжение  $U_3$  на своем выходе. Диод  $VD_2$  оказывается обратно смещенным и не влияет на поведение схемы, а диод  $VD_1$  – смещенным в прямом направлении. Через  $VD_1$  во вход ОУ протекает ток, отбираемый из источника  $U_{ВХ}$ . Учтя золотое правило ОУ относительно равенства напряжений на его входах, и с учетом того, что  $R_2 = R_1$ , получим, что  $U_1 = -U_{ВХ}$ ,  $U_1 < 0$ . Напряжение на выходе ОУ будет равно, соответственно,  $U_3 \approx -(U_{ВХ} + 0.7) \text{ В} < 0$ .  $U_2$  при этом окажется равным нулю, т.к. при отсутствии тока, протекающего через цепь  $R_2-VD_2$ , падение напряжения на нижнем резисторе  $R_2$  равно нулю.

В течение полупериода, когда  $U_{ВХ} < 0$ , ситуация в точности обратная. Диод  $VD_1$  обратно смещен, напряжение на выходе ОУ положительно и составляет  $U_3 \approx (-U_{ВХ} + 0.7) \text{ В} > 0$ , напряжение  $U_2 = -U_{ВХ}$ ,  $U_2 > 0$ . Аналогично,  $U_1$  при этом оказывается равным нулю.

Итого, если опустить второй каскад, справедливо:

- для положительной полуволны входного напряжения  $0 > (U_1 = -U_{ВХ})$ ,  $U_2 = 0$ ;
- для отрицательной полуволны входного напряжения  $0 < (U_2 = -U_{ВХ})$ ,  $U_1 = 0$ .

Второй каскад схемы, построенный на  $DA1.2$ , представляет собой обычный дифференциальный усилитель с равными резисторами, для которого, согласно (81), и с учетом текущих обозначений на схеме, справедливо:

$$(94) \quad U_{\text{ВЫПР}} = (U_2 - U_1) \frac{R_4}{R_3} = U_2 - U_1 = \begin{cases} +U_{ВХ} & \text{при } U_{ВХ} > 0 \\ -U_{ВХ} & \text{при } U_{ВХ} < 0 \end{cases} = |U_{ВХ}|$$

Для того чтобы наличие второго каскада с конечным входным сопротивлением не меняло логики работы схемы, резисторы  $R_3$  и  $R_4$  в обвязке  $DA1.2$  выбирают на 2-3 порядка большими, чем  $R_1$  и  $R_2$ :  $(R_3 + R_4) \gg (R_1 + R_2)$ . В этом случае входным сопротивлением второго каскада можно пренебречь.

Как нетрудно догадаться, выпрямители на ОУ, представляющие собой специфические усилительные каскады, могут иметь коэффициент усиления, отличный от единицы.

Для того чтобы построить однополупериодный выпрямитель на ОУ с коэффициентом усиления больше единицы, достаточно добавить в схему два резистора:

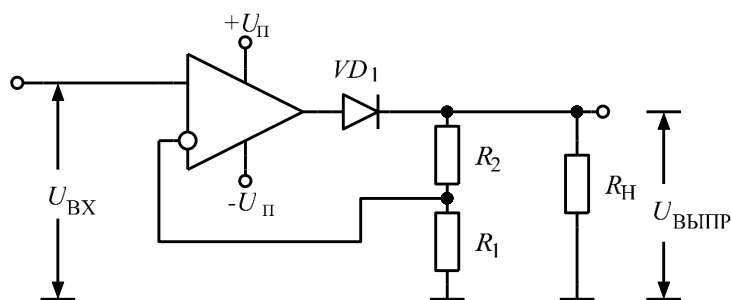


Рис. 84. Выпрямитель на ОУ с настраиваемым коэффициентом усиления

Очевидно, что для этой схемы справедливо соотношение:

$$(95) \quad U_{\text{ВЫПР}} = U_{\text{ВХ}} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \text{ если } U_{\text{ВХ}} > 0 \\ 0 \text{ если } U_{\text{ВХ}} < 0$$

Для того чтобы инвертировать полярность выходного напряжения, достаточно изменить полярность включения в цепь диода  $VD_1$ , поменяв местами анод и катод. Модифицированная схема будет выдавать на выходе напряжение  $U_{\text{ВЫПР}} = U_{\text{ВХ}} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$  для отрицательной полуволны  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫПР}} = 0$  для положительной.

Для того чтобы изменить коэффициент усиления двухполупериодного усилителя на ОУ, существует два способа. Схема содержит два усилительных каскада – инвертирующий усилитель, дифференциальный усилитель. Каждый из них может иметь коэффициент усиления, изменяющийся от 0 до бесконечности. В общем случае, когда  $R_1 \neq R_2$ ,  $R_3 \neq R_4$ , справедлива формула:

$$(96) \quad U_{\text{ВЫПР}} = |U_{\text{ВХ}}| \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3}$$

Для того чтобы изменить полярность напряжения на выходе двухполупериодного усилителя на ОУ, необходимо поменять местами входы второго каскада (дифференциального усилителя). То есть, напряжение  $U_1$  необходимо подключить к делителю  $R_3$ – $R_4$ , который формирует напряжение на неинвертирующем входе ОУ. Напряжение  $U_2$ , соответственно, необходимо подключить к цепи  $R_3$ – $R_4$ , которая формирует петлю отрицательной обратной связи ОУ и соединена с его инвертирующим входом.

Схемы выпрямителей на ОУ в современной практической схемотехнике находят широкое применение в качестве детекторов для цифроаналоговых систем, где используется передача информации с модуляцией, например, по инфракрасному каналу. Простейшие из примеров таких систем – примитивные пульты дистанционного управления, оптопары для турникетов, концевые датчики и т.д. Перед отправкой по инфракрасному каналу связи, сигнал от источника (напряжение  $U_{\text{И}}$ , см. рис. 85) *модулируется*. Низкий уровень напряжения источника сигнала соответствует, в примере с ИК-связью, выключенному светодиода, а высокий – наличию импульсов (вспышек) с некоторой достаточно высокой частотой, которая называется *несущей*. Ток светодиода  $I_{\text{СД}}$ , соответственно, представляет собой пакеты импульсов. Из сигнала, зарегистрированного фотодиодом (напряжение  $U_{\text{ФД}}$ , возникающее на  $R_3$ ), перед усилением при помощи разделительного конденсатора  $C_1$  вычитается низкочастотная составляющая, за счет чего устраняется влияние фоновой засветки (от ламп освещения, солнца и т.д.). Разделительный конденсатор  $C_1$  с резистором  $R_4$  являются, фактически, простейшим ФВЧ. Его выходное напряжение поступает на вход детектора ( $U_{\text{ВХ}}$ ).

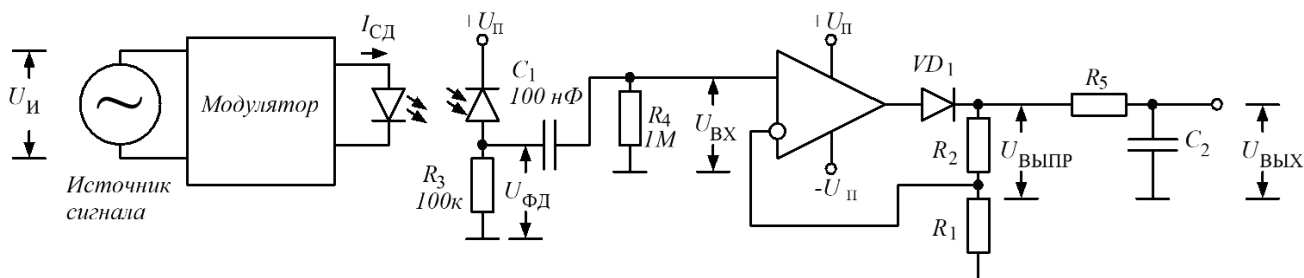


Рис. 85. Пример использования выпрямителя на ОУ в качестве детектора

Для того чтобы восстановить исходный сигнал, необходимо выделить огибающую кривую принятого пакета импульсов. Это можно сделать и при помощи обычного выпрямительного диода, однако по описанным выше причинам идеальный выпрямитель на ОУ с заданным коэффициентом усиления выигрывает у диода по всем параметрам. На одном ОУ реализуется как функция выпрямителя, так и функция усилителя; схема не ограничена входными напряжениями, заметно превышающими падение напряжения на диоде (как минимум, 200 мВ для диодов Шоттки).

Принцип действия детектора предельно прост: первым же импульсом в пакете конденсатор  $C_2$  заряжается через низкоомный (порядка 100 Ом) резистор  $R_5$  до уровня напряжения, соответствующего  $U^{(1)}_{ВХ} \cdot K_U$  (см. рис. 86). Необходимость в резисторе  $R_5$  возникает в связи с тем, что выходные токи ОУ невелики, и вообще внутренние цепи компенсации ОУ (см. главу 9) не рассчитаны на емкостную нагрузку.

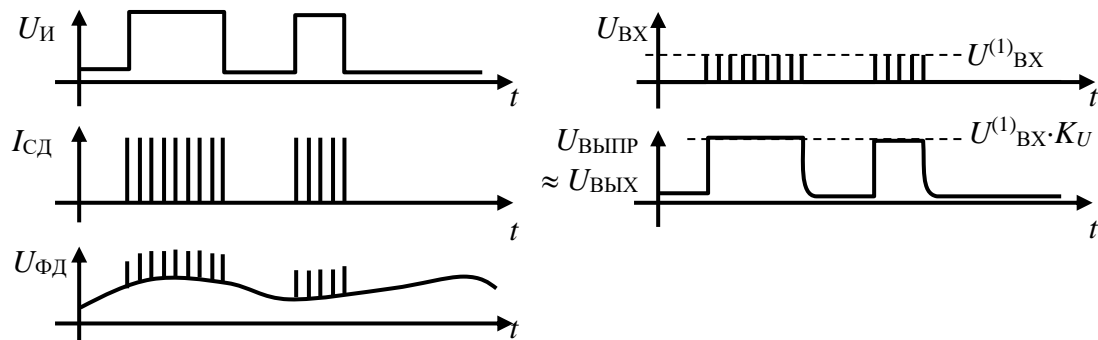


Рис. 86. Временные диаграммы системы передачи данных с применением детектора

Следующие импульсы в пакете не дают конденсатору разрядиться слишком глубоко, и уровень пульсаций на выходе схемы в пределах пакета оказывается крайне низким. Напряжение  $U_{ВЫХ}$  остается примерно равным  $U^{(1)}_{ВХ} \cdot K_U$ . Когда пакет заканчивается, конденсатор постепенно разряжается через высокоомный составной резистор  $R_1 + R_2 + R_5$ , в результате чего в определенный момент напряжение на выходе оказывается близким к нулю. Иными словами, принцип действия детектора – быстрая зарядка и медленная разрядка конденсатора напряжением, поступающим с выпрямителя. Для того чтобы рассчитать детектор, достаточно использовать простейшие соотношения для постоянной времени RC-цепи  $\tau = 0.7 \cdot RC$ . Время зарядки конденсатора  $\tau_3 = 3 \cdot 0.7 R_5 C_2$  должно быть в несколько раз меньше периода несущей частоты. Время разрядки  $\tau_p = 3 \cdot 0.7 \cdot (R_1 + R_2 + R_5) \cdot C_2$  должно быть на порядок больше времени зарядки  $\tau_3$ , но и в несколько раз меньше времени, через которые пакеты импульсов могут повторяться.

### 10.3. Задание на выполнение работы

1. Соберите схемы простого однополупериодного выпрямителя на диоде и однополупериодного выпрямителя на ОУ (рис. 87). В качестве источника входного сигнала используется лабораторный генератор. Установите на выходе генератора частоту 1 кГц, амплитуду 5 В, смещение 0 В (для получения симметричного двуполярного сигнала).

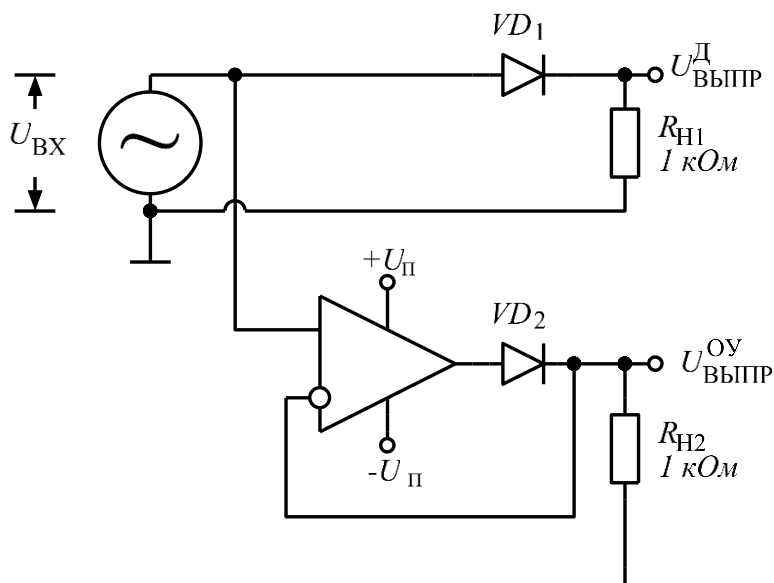


Рис. 87. Схема для сравнения однополупериодных выпрямителей

Первый канал осциллографа подключите к выходу генератора ( $U_{BX}$ ), второй – к выходу диодного выпрямителя ( $U^D_{ВЫПР}$ ), а третий – к выходу схемы выпрямителя на ОУ ( $U^{OY}_{ВЫПР}$ ).

2. Подберите масштаб по оси X осциллограммы так, чтобы в экран вписывалось 3-4 периода сигнала с генератора. Масштабы по оси Y для каналов должны быть одинаковыми и таковы, чтобы сигналы помещались в экран полностью. Уровни нуля для всех каналов совместите. Зарисуйте или сфотографируйте осциллограмму.

3. Измерьте и запишите значение амплитуды сигнала  $U_{BX}$  с генератора,  $U^D_{ВЫПР}$ ,  $U^{OY}_{ВЫПР}$  и сравните их, принимая во внимание теоретические соображения относительно принципа действия исследованных схем.

4. Соберите схему, моделирующую передачу данных по оптическому каналу (рис. 88). В качестве приемника сигнала выступает фототранзистор, который вместе с токоограничительным резистором размещен на внешней плате (выдается преподавателем). В качестве источника питания светодиода передатчика используется генератор, тактовая кнопка S1 имитирует модулятор. Установите выходную частоту генератора 10 кГц; форму выходного сигнала – прямоугольные импульсы. Для того, чтобы выходные импульсы были унipoлярными, настройте также амплитуду сигнала 5 В, смещение 2.5 В.

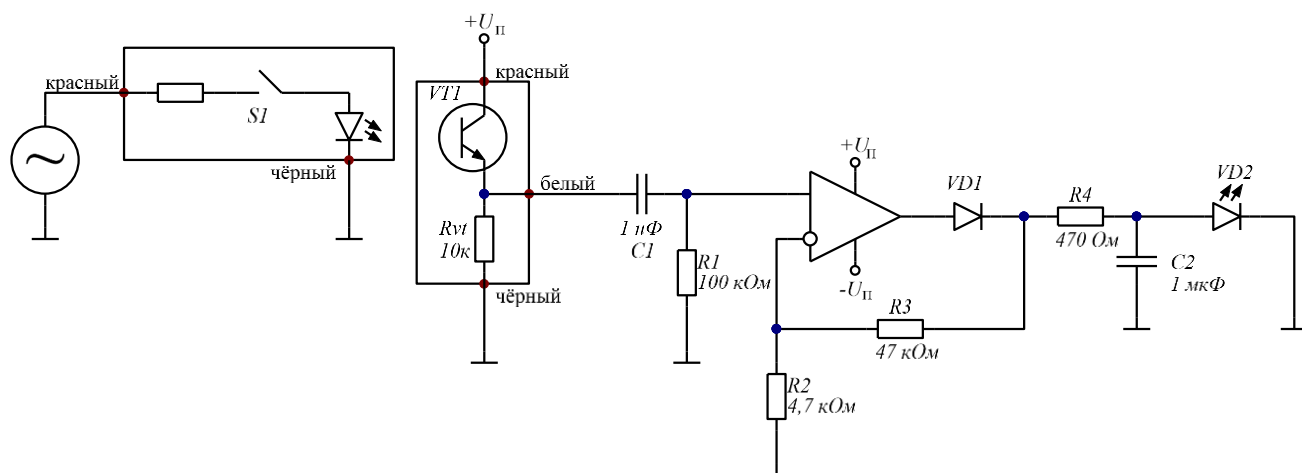


Рис. 88. Схема модели передачи данных по оптическому каналу

5. При помощи осциллографа убедитесь в том, что фоновая засветка не влияет на входной сигнал операционного усилителя: подключите канал 1 осциллографа к эмиттеру фототранзистора  $VT_1$ , канал 2 – к прямому входу ОУ. Включите режим медленной развертки осциллографа (500 мс / деление). Включите фонарик телефона и засветите фототранзистор. Остановите развертку (при помощи кнопки RUN/STOP) таким образом, чтобы на экране наблюдался момент засветки и сфотографируйте осциллограмму.

6. Подключите канал 1 осциллографа к выходу схемы детектора, канал 2 оставьте подключенным к входу ОУ. Масштаб развертки по времени оставьте прежним. Направьте светодиод передатчика  $VD_1$  на фототранзистор и, нажав несколько раз кнопку  $S_1$ , получите несколько выходных импульсов. По миганию подключенного к выходу детектора светодиода  $VD_2$  убедитесь в работоспособности схемы. Остановите развертку и сфотографируйте осциллограмму, на которой хорошо виден один или несколько импульсов. При помощи курсоров измерьте время зарядки и время разрядки конденсатора  $C_2$ . Сравните результаты измерения с теоретически рассчитанными.

7. Соберите схему для исследования двухполупериодного выпрямителя на ОУ. Подключать резистор нагрузки для исследования этой схемы не требуется (см. рис. 89).

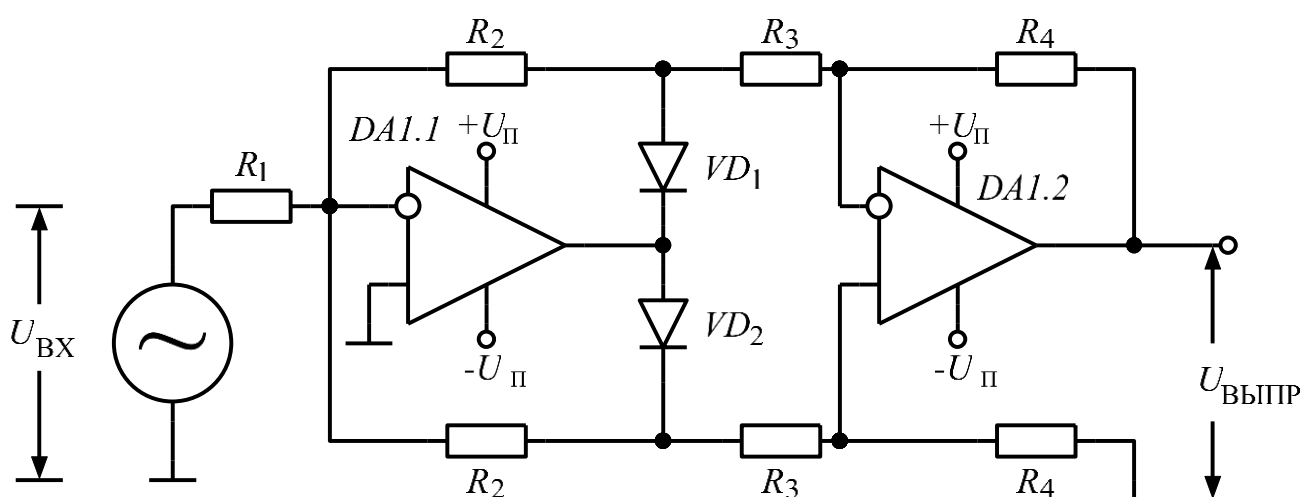


Рис. 89. Схема для исследования двухполупериодного выпрямителя на ОУ

Выберите из таблицы значение коэффициента усиления схемы выпрямителя и номиналы части резисторов, которые необходимо использовать.

Таблица 15.

№ бригады	$K_U$	$R_1$ , кОм	$R_2$ , кОм	$R_3$ , кОм	$R_4$ , кОм
1	1.42	–	1	470	220
2	1.00	–	2.2	470	100
3	1.42	0.33	2.2	–	100
4	10.00	0.47	–	100	470
5	0.64	0.33	1	470	–
6	2.19	–	2.2	470	220
7	1.42	0.33	–	470	100
8	1.42	–	1	470	220
9	1.00	0.47	–	470	100
10	1.42	0.33	2.2	470	–

Согласно соотношению  $U_{\text{выпр}} = |U_{\text{вх}}| \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3}$  рассчитайте недостающие номиналы резисторов. Округлив их, выберите резисторы из имеющихся в стенде.

8. Подключите канал №1 осциллографа к цепи  $U_{\text{вх}}$ , канал №2 – к выходу ( $U_{\text{выпр}}$ ) и измерьте зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного сигнала генератора, изменяя ее от нуля до 5 В с шагом 0.5 В (не более 10 точек).

9. Установите амплитуду выходного напряжения генератора так, чтобы она не вызывала насыщения ОУ, и сфотографируйте или зарисуйте осциллограммы сигналов обоих каналов.

10. Установите амплитуду выходного напряжения генератора так, чтобы она **вызывала** насыщение ОУ (должны наблюдаться значительные искажения выходного сигнала). Сфотографируйте или зарисуйте осциллограммы сигналов обоих каналов. Измерьте при помощи курсоров амплитуды выходного сигнала для двух соседних полупериодов входного напряжения. Сравните измеренные значения и, в случае, если они отличаются, дайте этому объяснение.

## 11. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОУ

### 11.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе монтируются и исследуются схемы активных фильтров Саллена-Ки 2-го порядка, построенных на ОУ TL082 с двуполярным питанием  $\pm 10\text{В}$ .
2. Для одной из схем (ФНЧ или ФВЧ) измеряются амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики.
3. Полученные зависимости сравниваются с рассчитанными теоретически.
4. В качестве источника сигнала для фильтров используется лабораторный генератор сигналов синусоидальных напряжений.

### 11.2. Основные теоретические сведения

В отличие от пассивных фильтров, активные фильтры содержат, помимо резисторов, конденсаторов и (иногда) дросселей, один или несколько активных компонентов. В настоящее время такими компонентами являются операционные усилители. По сравнению с пассивными, активные фильтры имеют ряд преимуществ:

- Возможность регулировки различных параметров фильтра, например, добротности и коэффициента усиления, крутизны АЧХ в районе частоты среза и т.д. в широких пределах.
- Выходом активного фильтра физически обычно является выход ОУ, имеющий малую величину выходного сопротивления. Это позволяет каскадировать активные фильтры, включая их последовательно, и при этом каскады не влияют друг на друга, т.к. второй фильтр в каскаде не влияет на поведение первого. Это позволяет легко получать выражение для передаточной функции многокаскадного фильтра путем перемножения функций для каждого из каскадов, что невозможно для пассивных фильтров.

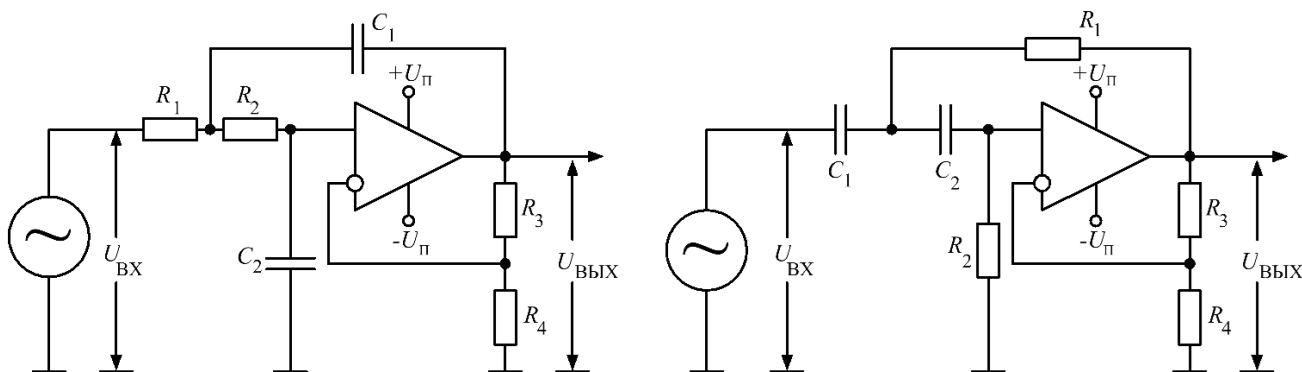


Рис. 90. Принципиальная электрическая схема фильтров Саллена-Ки: а – ФНЧ, б – ФВЧ.

Рассмотрим ФНЧ Саллена-Ки (см. Рис. 90, а). В такой схеме чаще всего номиналы резисторов и конденсаторов чаще всего выбирают одинаковыми ( $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ ). Тому есть ряд достаточно сложных причин, например, необходимость обеспечения стабильности работы схемы без возбуждения при высоких коэффициентах усиления каскада, построенного на ОУ.

С учетом того, что выход ОУ представляет собой источник напряжения, а вход ОУ – разрыв (т.к. входные токи ОУ равны нулю), схему активного ФНЧ можно представить как два последовательно включенных однозвенных RC-фильтра. При этом нижняя обкладка конденсатора  $C_1$  подключена не к земле, а к выходу неинвертирующего усилительного каскада на ОУ, который, в свою очередь, можно представить в виде источника напряжения  $U_{\text{вых}}$ , управляемого напряжением на конденсаторе  $C_2$  ( $U_{C2}$ ), как показано на рис. 91. Используем эту эквивалентную схему для получения формулы, описывающей передаточную функцию фильтра. Для наглядности обозначим источник входного сигнала как источник постоянного напряжения.

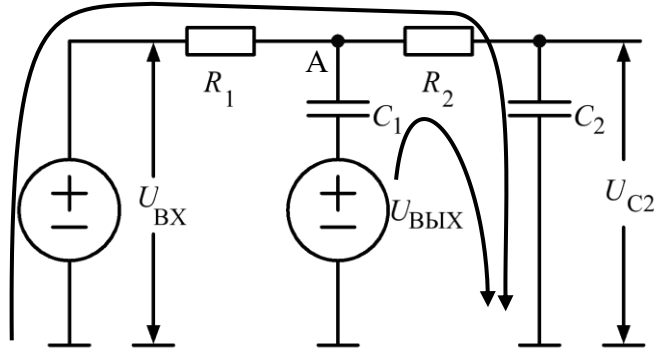


Рис. 91. Эквивалентная схема активного ФНЧ Саллена-Ки

Напряжение, которое в данной схеме развивается на конденсаторе  $C_2$ , приложено к неинвертирующему входу ОУ (см. Рис. 90, а). Согласно золотому правилу ОУ, напряжения на его входах равны, а напряжение на инвертирующем входе связано с выходным напряжением по формуле для делителя напряжения, состоящего из резисторов  $R_3$  и  $R_4$ , т.е.  $U_{C2} = U_{ВЫХ} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ . Через конденсатор  $C_2$  потечет ток, определяемый законом Ома для участка цепи, в котором участвует комплексное выражение для реактивности конденсатора.

$$(97) \quad I_{C2} = \frac{U_{C2}}{Z} = U_{ВЫХ} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{1}{Z} = U_{ВЫХ} \frac{1}{\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot Z},$$

где  $Z = \frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{\omega C}$  – реактивность конденсатора  $C_2$  (выражение для реактивности  $C_1$  аналогично). Нетрудно заметить, что выражение (97) содержит в себе часть, представляющую формулу для коэффициента усиления неинвертирующего каскада. Обозначим  $K_{YC} = 1 + \frac{R_3}{R_4}$ , тогда:

$$(98) \quad I_{C2} = \frac{U_{ВЫХ}}{K_{YC} \cdot Z},$$

Предположим для определенности, что токи в контурах эквивалентной схемы фильтра протекают в направлениях, показанных на рис. 91. Запишем для контура схемы, включающего в себя источник напряжения  $U_{ВЫХ}$ , правило Кирхгофа:

$$-U_{ВЫХ} + I_{R1}R - I_{C1}Z + U_{ВЫХ} = 0, \text{ или } U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ} - I_{R1}R + I_{C1}Z$$

Разделим обе части полученного соотношения на величину  $U_{ВЫХ}$  и сделаем ряд простых преобразований:

$$(99) \quad 1 = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}} - \frac{I_{R1}}{U_{ВЫХ}}R + \frac{I_{C1}}{U_{ВЫХ}}Z \text{ или } \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}} = 1 + \frac{I_{R1}}{U_{ВЫХ}}R - \frac{I_{C1}}{U_{ВЫХ}}Z$$

Запомним, что выражение (99), фактически, содержит в себе член, равный передаточной функции фильтра  $\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}} = \frac{1}{K}$  и токи резистора  $R_1$  и конденсатора  $C_1$ , разделенные на  $U_{ВЫХ}$ . Благодаря этому выражению можно легко получить формулу для передаточной функции, если выразить эти токи через произведение некоей величины на  $U_{ВЫХ}$ .

Согласно правилу Кирхгофа для контура, включающего в себя конденсатор  $C_2$ , справедливо:

$$-U_{ВЫХ} + I_{C1}Z + I_{R2}R + I_{R2}Z = 0.$$

Очевидно, что через конденсатор  $C_2$  и резистор  $R_2$  течет один и тот же ток, т.е.  $I_{C2} = I_{R2}$ . Это позволяет подставить (98) в полученную формулу. Выразим из полученного таким образом соотношения величину  $I_{C1}$ :

$$(100) \quad I_{C1} = \frac{U_{ВЫХ} - I_{R2}(R + Z)}{Z} = \frac{U_{ВЫХ}}{Z} - \frac{U_{ВЫХ}}{K_{YC} \cdot Z^2} (R + Z) = \frac{U_{ВЫХ}}{Z} \left( 1 - \frac{1}{K_{YC}} \left( \frac{R}{Z} + 1 \right) \right).$$

Запишем правило Кирхгофа для токов в узле А с учетом равенства  $I_{C2} = I_{R2}$  (см. рис. 91):

$$I_{R1} = I_{R2} - I_{C1} = \frac{U_{ВЫХ}}{K_{YC} \cdot Z} - I_{C1}.$$

Подставим в полученное выражение соотношение (100), тогда:

$$I_{R1} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_{\text{УС}} \cdot Z} - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{Z} \left( 1 - \frac{1}{K_{\text{УС}}} \left( \frac{R}{Z} + 1 \right) \right) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{Z} \left( \frac{1}{K_{\text{УС}}} - 1 + \frac{1}{K_{\text{УС}}} \left( \frac{R}{Z} + 1 \right) \right),$$

$$(101) \quad I_{R1} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{Z} \left( \frac{1}{K_{\text{УС}}} \left( \frac{R}{Z} + 2 \right) - 1 \right).$$

Итак, мы получили выражения для искомых токов в требуемом виде. Подставим эти выражения, (100) и (101), в формулу (99):

$$\frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = 1 + \frac{R}{Z} \left( \frac{1}{K_{\text{УС}}} \left( \frac{R}{Z} + 2 \right) - 1 \right) - \left( 1 - \frac{1}{K_{\text{УС}}} \left( \frac{R}{Z} + 1 \right) \right) = \frac{R}{Z} \left( \frac{1}{K_{\text{УС}}} \left( \frac{R}{Z} + 2 \right) - 1 \right) + \frac{1}{K_{\text{УС}}} \left( \frac{R}{Z} + 1 \right) =$$

$$\frac{R}{Z} \left( \frac{1}{K_{\text{УС}}} \frac{R}{Z} + \frac{2}{K_{\text{УС}}} - 1 \right) + \frac{1}{K_{\text{УС}}} \frac{R}{Z} + \frac{1}{K_{\text{УС}}} = \left( \frac{R}{Z} \right)^2 \frac{1}{K_{\text{УС}}} + \frac{R}{Z} \left( \frac{3}{K_{\text{УС}}} - 1 \right) + \frac{1}{K_{\text{УС}}}$$

После небольших преобразований выражение для передаточной функции принимает вид:

$$(102) \quad K = \frac{K_{\text{УС}}}{\left( \frac{R}{Z} \right)^2 + \frac{R}{Z} (3 - K_{\text{УС}}) + 1}.$$

Согласно введенному обозначению,  $Z = -j \frac{1}{\omega C}$ . Тогда  $\frac{R}{Z} = j\omega RC$ . Обозначим  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ . Соответственно,  $\frac{R}{Z} = j \frac{\omega}{\omega_0}$ , а квадрат этой величины равен  $\left( \frac{R}{Z} \right)^2 = -\left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2$ . Подставим полученные выражения соотношение для передаточной функции и получим окончательно:

$$(103) \quad K(j\omega) = \frac{K_{\text{УС}}}{-\left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + j \frac{\omega}{\omega_0} (3 - K_{\text{УС}}) + 1}.$$

Используя соотношения (8) и (9), можно получить АЧХ и ФЧХ ФНЧ. Для более удобных вычислений преобразуем (103), домножив числитель и знаменатель на комплексно сопряженное знаменателя, и введем обозначение  $x = \frac{\omega}{\omega_0}$ . После упрощений получим:

$$K(j\omega) = \frac{K_{\text{УС}}}{-x^2 + jx(3 - K_{\text{УС}}) + 1} = \frac{K_{\text{УС}}}{(1 - x^2) + jx(3 - K_{\text{УС}})} = K_{\text{УС}} \frac{(1 - x^2) - jx(3 - K_{\text{УС}})}{(1 - x^2)^2 + x^2(3 - K_{\text{УС}})^2} =$$

$$= K_{\text{УС}} \frac{1 - x^2}{(1 - x^2)^2 + x^2(3 - K_{\text{УС}})^2} + jK_{\text{УС}} \frac{x(3 - K_{\text{УС}})}{(1 - x^2)^2 + x^2(3 - K_{\text{УС}})^2}$$

Согласно (8), АЧХ может быть найдена следующим образом:

$$(104) \quad K(\omega) = K_{\text{УС}} \frac{\sqrt{(1-x^2)^2 + x^2(3-K_{\text{УС}})^2}}{(1-x^2)^2 + x^2(3-K_{\text{УС}})^2} = \frac{K_{\text{УС}}}{\sqrt{(1-x^2)^2 + x^2(3-K_{\text{УС}})^2}} = \dots = \frac{K_{\text{УС}}}{\sqrt{x^4 + (K_{\text{УС}}^2 - 6K_{\text{УС}} + 7)x^2 + 1}}.$$

Фазой на плоскости комплексной частоты является угол, образованный вещественной осью и отрезком, соединяющим начало координат с точкой на комплексной плоскости. С учетом этого удобно найти ФЧХ через арккосинус отношения вещественной части комплексного числа (точки) к его модулю. Соотношение (9) с учетом особенностей полученного выражения для передаточной функции оказывается неудобным ввиду того, что арктангенс определен в диапазоне аргумента от  $-90^\circ$  до  $+90^\circ$ , а рассматриваемый фильтр имеет ФЧХ, значения которой лежат в пределах от 0 до  $-180^\circ$ .

Тогда с учетом четвертей III и IV, в которых могут находиться точки передаточной функции, и полученного выражения для АЧХ ФНЧ, запишем, добавив знак минус перед выражением:

$$(105) \quad \varphi(\omega) = -\arccos \left( \frac{\frac{1-x^2}{(1-x^2)^2 + x^2(3-K_{\text{УС}})^2}}{\frac{1}{\sqrt{(1-x^2)^2 + x^2(3-K_{\text{УС}})^2}}} \right) = \dots = -\arccos \left( \frac{1-x^2}{\sqrt{x^4 + (K_{\text{УС}}^2 - 6K_{\text{УС}} + 7)x^2 + 1}} \right).$$

Диаграмма Бode для ФНЧ, построенная по данным, рассчитанным с использованием полученных выражений, показана на Рис. 92.

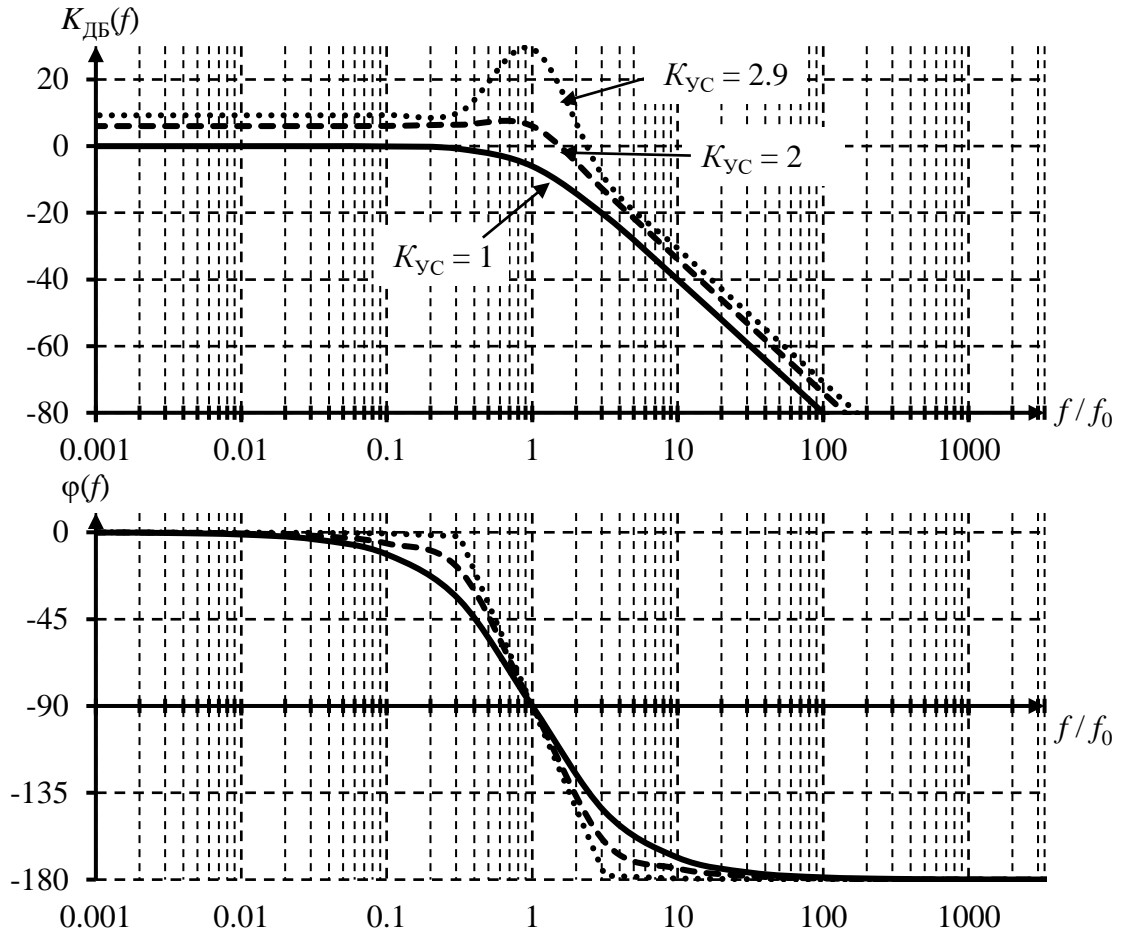


Рис. 92. АЧХ и ФЧХ ФНЧ Саллена-Ки в представлении Бодe для различных коэффициентов усиления

Для того чтобы вывести формулы АЧХ и ФЧХ фильтра **верхних** частот Саллена-Ки, нет необходимости делать все преобразования заново. Нетрудно заметить, что схема ФВЧ отличается от ФНЧ лишь тем, что резисторы поменялись местами с конденсаторами. Это означает, что выражение для передаточной функции ФВЧ может быть элементарно получено из формулы (102) заменой переменной  $R$  на  $Z$ , а  $Z$  – на  $R$ :

$$(106) \quad K = \frac{K_{yc}}{\left(\frac{Z}{R}\right)^2 + \frac{Z}{R}(3 - K_{yc}) + 1}.$$

Рассуждая аналогично, вспомним, что  $Z = -j \frac{1}{\omega C}$ . Тогда  $\frac{Z}{R} = -j \frac{1}{\omega RC}$ . Так как  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ ,  $\frac{Z}{R} = -j \frac{\omega_0}{\omega}$ , а квадрат этой величины равен  $\left(\frac{Z}{R}\right)^2 = -\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2$ . Тогда:

$$(107) \quad K(j\omega) = \frac{K_{yc}}{-\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 - j \frac{\omega_0}{\omega}(3 - K_{yc}) + 1}.$$

Получим выражение для АЧХ ФВЧ способом, описанным выше. Для простоты введем обозначение  $y = \frac{\omega_0}{\omega}$  и преобразуем выражение (107) для передаточной функции ФВЧ:

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= \frac{K_{yc}}{-y^2 - jy(3 - K_{yc}) + 1} = \frac{K_{yc}}{(1 - y^2) + j(-y(3 - K_{yc}))} = K_{yc} \frac{1 - y^2 + jy(3 - K_{yc})}{(1 - y^2)^2 + y^2(3 - K_{yc})^2} = \\ &= K_{yc} \frac{1 - y^2}{(1 - y^2)^2 + y^2(3 - K_{yc})^2} + jK_{yc} \frac{y(3 - K_{yc})}{(1 - y^2)^2 + y^2(3 - K_{yc})^2} \end{aligned}$$

Согласно (8), АЧХ может быть найдена следующим образом:

$$K(\omega) = K_{yc} \frac{\sqrt{(1-y^2)^2 + y^2(3-K_{yc})^2}}{(1-y^2)^2 + y^2(3-K_{yc})^2} = \dots = \frac{K_{yc}}{\sqrt{y^4 + (K_{yc}^2 - 6K_{yc} + 7)y^2 + 1}}$$

Вид полученного выражения означает, что с учетом введенного обозначения для  $y$  форма АЧХ ФВЧ соответствует форме для АЧХ ФНЧ, отраженной относительно вертикали, проведенной через точку  $\omega_0$  на оси абсцисс.

Аналогично описанному выше, получим выражение для ФЧХ. С учетом того, что передаточная функция ФВЧ лежит в четвертях I и II комплексной частоты:

$$(108) \quad \varphi(\omega) = \arccos \left( \frac{\frac{1-y^2}{(1-y^2)^2 + y^2(3-K_{yc})^2}}{\frac{1}{\sqrt{(1-y^2)^2 + y^2(3-K_{yc})^2}}} \right) = \dots = \arccos \left( \frac{1-y^2}{\sqrt{y^4 + (K_{yc}^2 - 6K_{yc} + 7)y^2 + 1}} \right).$$

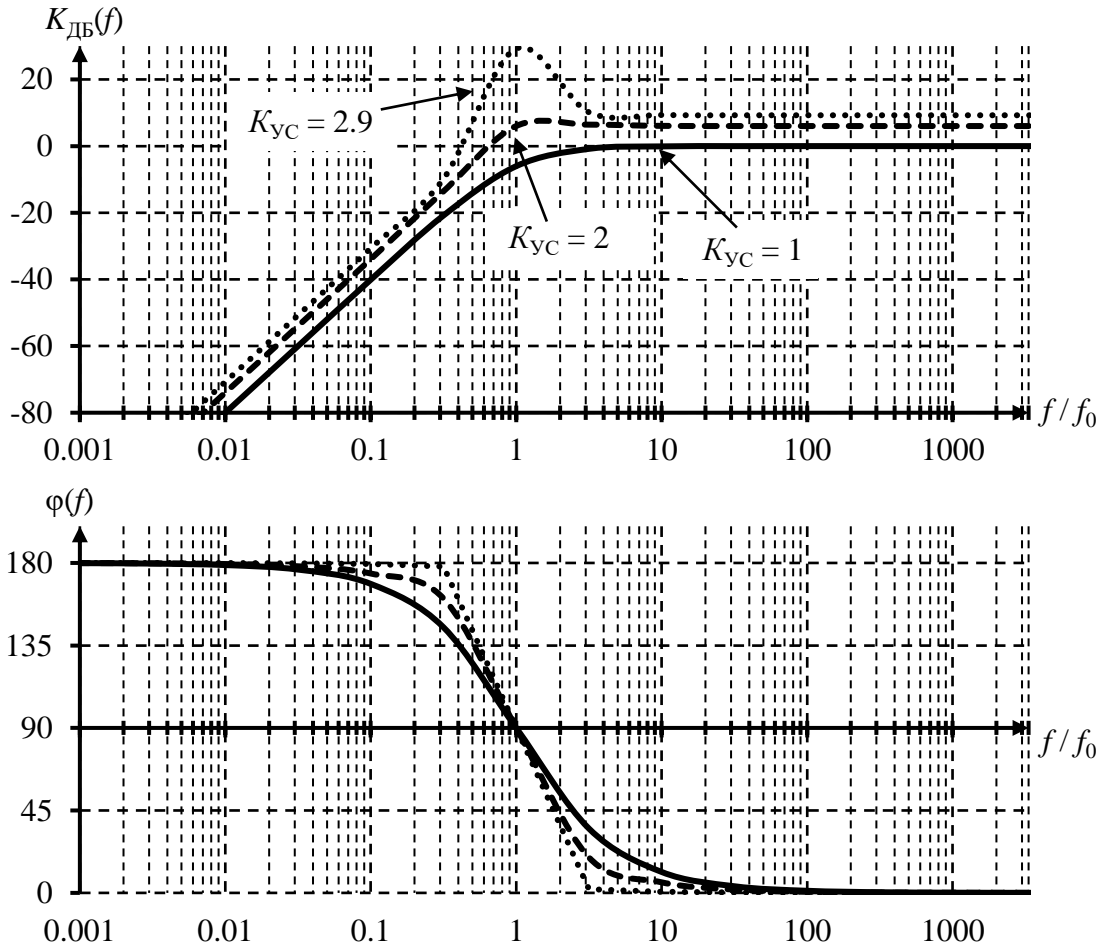


Рис. 93. АЧХ и ФЧХ ФВЧ Саллена-Ки в представлении Бode для различных коэффициентов усиления

Описанные схемы фильтров работоспособны в диапазоне коэффициентов усиления от 1 (возможный минимум) до 3. При достижении  $K_{yc} = 3$  глубина положительной обратной связи (ПОС) на частоте  $\omega_0$  становится равной глубине отрицательной обратной связи, которой охвачен ОУ. Схема перестает работать в линейном режиме и возникает возбуждение. Этот эффект может быть использован для создания генераторных схем. Более подробно он рассматривается в лабораторной работе «Исследование генераторов синусоидальных сигналов на ОУ» (глава 13). При высоких значениях  $K_{yc} < 3$  возбуждения не возникает, однако, пассивные компоненты, которые окружают ОУ, работая аналогично полосно-пропускающему фильтру, создают достаточно глубокую ПОС для того, чтобы частоты, близкие к  $\omega_0$ , усиливались на величины, превышающие  $K_{yc}$ . Это приводит к возникновению максимума на графиках АЧХ обоих фильтров (см. рис. 92 и рис. 93).

### 11.3. Задание на выполнение работы

1. Установите напряжения питания схемы на уровне  $\pm 10$  В, для чего лабораторный блок питания требуется настроить на напряжения порядка 10.7 В.

2. Соберите схему активного фильтра Саллена-Ки (см. рис. 94), параметры которой соответствуют номеру вашей бригады (таблица 16). Для первого эксперимента используйте первую пару значений сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$ .

Перед сборкой схемы рекомендуется уточнить реальные значения емкостей конденсаторов, измерив их при помощи мультиметра. Керамические конденсаторы обладают значительным разбросом параметров, что может привести к расхождению получаемых результатов с расчетными. В плате установлены пары конденсаторов одного типа, поэтому для расчетов теоретических АЧХ и ФЧХ следует использовать среднее значение измеренных величин. В случае, если для емкостей  $C_1$  и  $C_2$  обнаруживается расхождение свыше 20%, следует обратиться к преподавателю.

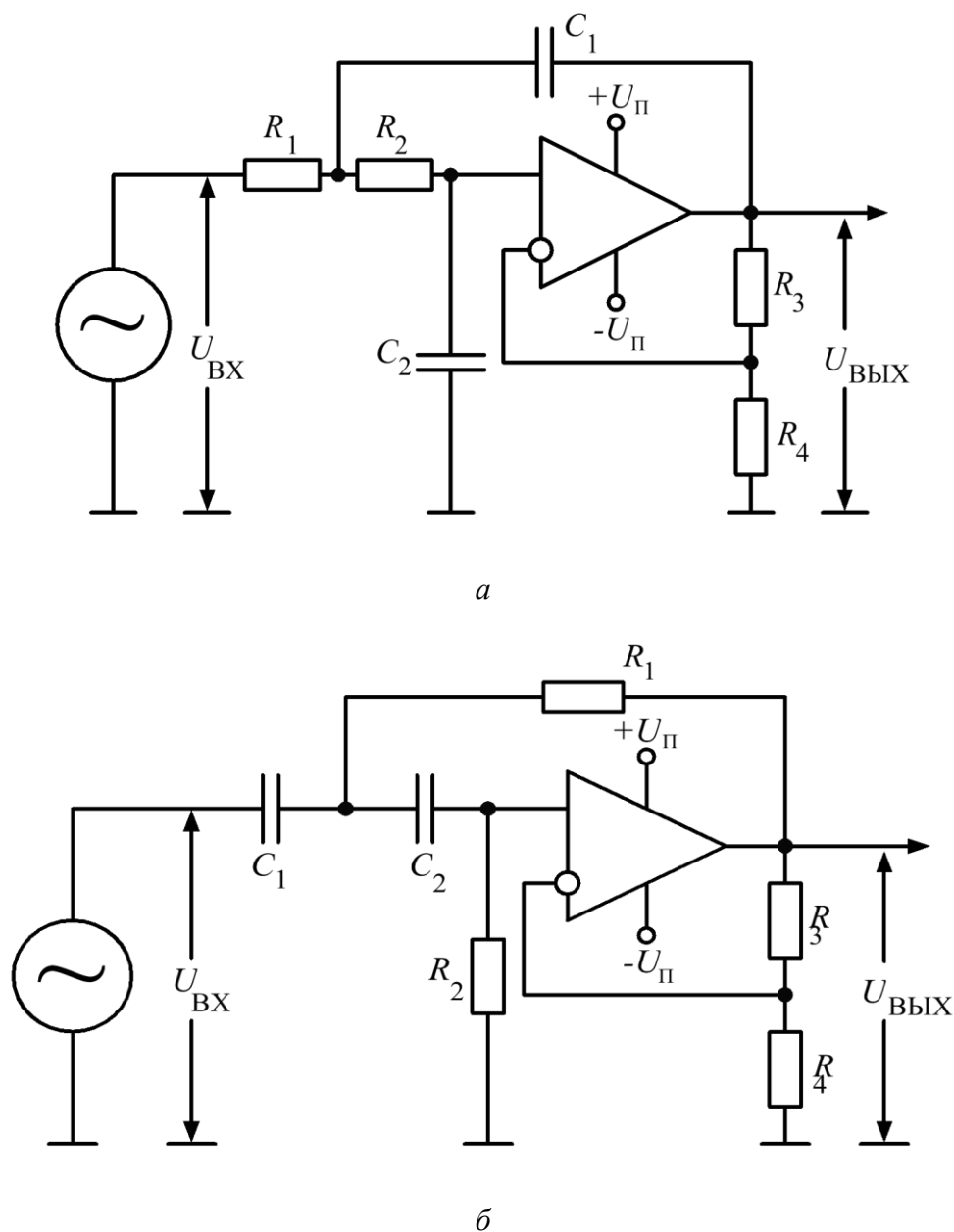


Рис. 94. Активные фильтры Саллена-Ки 2-го порядка: ФНЧ (а) и ФВЧ (б)

Таблица 16. Задание на выполнение работы

№ бригады	Тип фильтра	$R_1$ , кОм	$C_1$ , нФ	$R_2$ , кОм	$C_2$ , нФ	Эксперимент 1		Эксперимент 2	
						$R_3$ , кОм	$R_4$ , кОм	$R_3$ , кОм	$R_4$ , кОм
1	ФНЧ	2.2	100	2.2	100	10	15	15	10
2	ФВЧ	1	1000	1	1000	2.2	4.7	15	10
3	ФНЧ	470	1	470	1	1	2.2	15	10
4	ФВЧ	100	10	100	10	15	10	4.7	10
5	ФНЧ	220	10	220	10	47	100	15	10
6	ФВЧ	47	10	47	10	10	15	15	10
7	ФНЧ	100	100	100	100	2.2	4.7	15	10
8	ФВЧ	470	1	470	1	1	2.2	15	10
9	ФНЧ	1	1000	1	1000	15	10	4.7	10
10	ФВЧ	2.2	100	2.2	100	47	100	15	10

3. С учетом того, что  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$ , вычислите частоту среза фильтра по формуле  $f_{\text{ср}} = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$ .

4. Измерьте АЧХ и ФЧХ полученного фильтра в диапазоне частот от  $0.1 \cdot f_{\text{ср}}$  до  $10 \cdot f_{\text{ср}}$ . Измерения проводятся тем же методом, что и в лабораторной работе, посвященной пассивным RC-фильтрам: два канала осциллографа подключаются ко входу и выходу схемы. Генератор настраивается на синусоидальную форму сигнала с амплитудой порядка 1-2 В.

Перед тем, как проводить измерения, используя поворотный энкодер на лабораторном генераторе, быстро пройдитесь весь исследуемый диапазон частот и убедитесь в отсутствии насыщения на выходе схемы. Оно может возникнуть ввиду того, что коэффициент усиления схемы на определенных частотах может быть значительно выше единицы. В случае если на какой-то частоте обнаружено насыщение, следует уменьшить амплитуду сигнала на выходе генератора до исчезновения искажений синусоидального сигнала, а затем еще дополнительно уменьшить амплитуду на 20-30%.

После этого амплитуду сигнала на входе схемы достаточно измерить один раз и считать ее неизменной в течение всего эксперимента. Амплитуду сигнала на выходе схемы удобнее всего измерять при помощи меню измерения осциллографа. Разность фаз входного и выходного сигналов следует измерять при помощи курсоров (см. рис. 32 и комментарии к нему в главе 2).

5. Рассчитайте теоретические АЧХ и ФЧХ фильтра, используя приведенные выше соотношения. Постройте АЧХ и ФЧХ в представлении Бode. Ось частоты должна иметь логарифмический масштаб, значения нормируются на рассчитанную частоту среза фильтра  $f_{\text{ср}}$ . Значения точек ФЧХ рассчитываются в градусах или радианах с указанием размерности, значения АЧХ – в децибелах.

6. Повторите пп. 4-5 для второй пары значений сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$  (таблица 16).

7. Сравните теоретически и практически полученные результаты. В частности, оцените, как коэффициент усиления каскада влияет на форму АЧХ.

## 12. АНАЛОГОВЫЕ КОМПАРАТОРЫ И СХЕМЫ НА ИХ ОСНОВЕ

### 12.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе исследуются схемы сравнения напряжений на аналоговом компараторе LM393 и ОУ TL082 без гистерезиса, и схема мультивибратора на аналоговом компараторе LM393.
2. В качестве источника напряжений для исследования схемы компаратора без гистерезиса выступает лабораторный генератор, в качестве индикаторов состояния схем компараторов – светодиоды.
3. Для схемы мультивибратора исследуется зависимость выходной частоты от ширины петли гистерезиса схемы сравнения напряжений.

### 12.2. Основные теоретические сведения

ОУ имеют два режима работы – усилительный (линейный) и режим насыщения. В линейном режиме ОУ стремится выполнить правило относительно равенства напряжений на входах. Если напряжение на неинвертирующем входе  $U^{(+)}$  превышает напряжение на инвертирующем входе  $U^{(-)}$ , выходное напряжение ОУ  $U_{\text{вых}}$  растет до выравнивания напряжений входов. Если разность напряжений на входах ненулевая и  $U^{(+)} < U^{(-)}$ , то ОУ, стремясь выровнять напряжения на входах, уменьшает  $U_{\text{вых}}$ . В итоге при работе в правильно рассчитанных усилительных схемах ОУ удастся выровнять напряжения на входах за счет наличия отрицательной обратной связи: увеличение  $U_{\text{вых}}$  увеличивает  $U^{(-)}$  или уменьшает  $U^{(+)}$ , и наоборот. Если ОУ не удастся выполнить правило равенства напряжений на входах, он переходит в насыщение, и выдает на выходе напряжение, близкое  $\pm U_{\text{п}}$ .

Если спроектировать схему вообще без ООС, то малейшее превышение  $U^{(+)}$  над  $U^{(-)}$  обеспечит высокое выходное напряжение, а если  $U^{(-)}$  хоть сколько-нибудь превышает  $U^{(+)}$  – низкое. Иными словами, ОУ без ООС можно использовать для весьма точного сравнения напряжений: малые разности напряжений на входах схемы будут приводить к выдаче выходных напряжений порядка  $\pm U_{\text{п}}$ .

Однако при использовании ОУ в роли устройства сравнения напряжений (в схеме *компаратора*) возникает ряд проблем. Во-первых, диапазон выходных напряжений обычных ОУ уже диапазона питания на 1-2 В сверху и снизу. Во-вторых, многие ОУ рассчитаны на линейный режим работы и имеют на входе встречно-параллельно включенные диоды, т.е.  $|U^{(+)} - U^{(-)}| < 0.7$  В. Такой ОУ нельзя использовать для сравнения напряжений, отличающихся на большие значения, чем 0.7 В. В-третьих, ряд ОУ ведет себя непредсказуемо при подаче на вход напряжений в полном диапазоне питания (например, вместо положительного насыщения на выходе можно наблюдать отрицательное).

Это привело к тому, что были разработаны специальные микросхемы, похожие на ОУ, но предназначенные только для сравнения напряжений – *компараторы*. Как видно, у термина «компаратор» есть два смысла – это и схема для сравнения напряжений, в которой с известными оговорками может быть использован ОУ, и отдельный тип аналоговых микросхем, которые, в отличие от ОУ, совершенно непригодны для линейных усилительных схем.

Для того чтобы отличать микросхемы-компараторы от ОУ на схемах, в их условное графическое обозначение добавляют символ сравнения в виде двух знаков равенства ( $==$ ). На практике же компараторы очень часто обозначаются вообще точно так же, как ОУ. Отличить на схеме компаратор от ОУ в этом случае можно только по наименованию. Как и у ОУ, у компаратора есть инвертирующий и неинвертирующий вход, два входа питания и выход. Однако, в отличие от ОУ, на выходах компараторов чаще всего стоят транзисторные ключи. Эмиттер транзистора соединен с выводом  $-U_{\text{п}}$ , база управляется входным дифференциальным усилителем через промежуточные каскады, а коллектор выведен на выход микросхемы. Такой выход называется выходом с *открытым коллектором*. Транзистор никогда не пребывает в активном режиме. Если он открыт (насыщен), выходное напряжение микросхемы составляет порядка  $-U_{\text{п}}$ , а если закрыт – микросхема вообще не управляет своим выходом. В этом случае обычно удобнее

всего иметь на выходе схемы сравнения напряжений  $+U_{\Pi}$ , для чего между выходом микросхемы-компаратора и цепью питания ставится резистор подтяжки номиналом в несколько кОм, часто называемый «pull-up резистором». Благодаря этому резистору, алгоритм работы простейшей схемы сравнения напряжений предельно прост:

- если  $U^{(+)} < U^{(-)}$ ,  $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\Pi}$ ;
- если  $U^{(+)} > U^{(-)}$ ,  $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\Pi}$ .

Выполнение условия  $U^{(+)} = U^{(-)}$  невозможно: в мире материальных вещей нет ничего математически одинакового.

Чаще всего компараторы используются для сравнения входного напряжения какой-то сложной схемы с неким заранее установленным значением (постоянным в течение длительного времени). Это напряжение называется пороговым ( $U_{\text{ПОР}}$ ). В системах с двуполярным питанием оно может принимать любые значения от  $-U_{\Pi}$  до  $+U_{\Pi}$ , включая нулевое. В системах, где питание однополярное, т.е.  $-U_{\Pi} = GND$ , нулевое значение порогового напряжения, соответственно, бессмысленно.

Различают инвертирующий и неинвертирующие схемы компараторов, согласно полярности подключения их входов (см. Рис. 95).

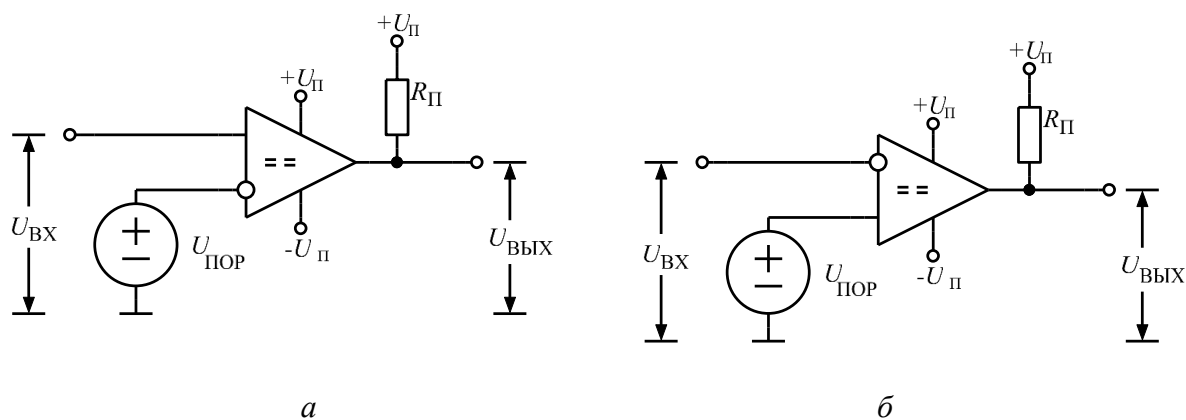


Рис. 95. Неинвертирующая (а) и инвертирующая (б) схемы сравнения напряжений на компараторе с открытым коллектором

С точки зрения микросхемы-компаратора схемы тождественны. Вместе с тем, статические характеристики схем, очевидно, противоположны (см. Рис. 96). Обе схемы имеют бесконечные входные сопротивления, а выходное сопротивление определяется резисторами  $R_{\Pi}$ .

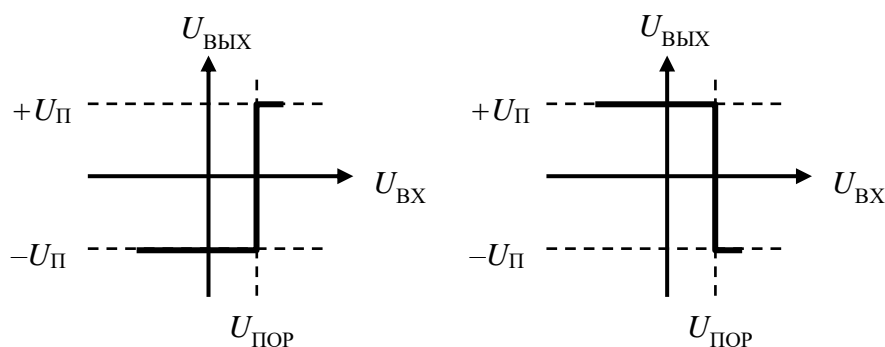


Рис. 96. Статические характеристики неинвертирующей (а) и инвертирующей (б) схемы сравнения напряжений

Типичная задача для схемы компаратора – сравнить некое входное напряжение, изменяющееся непрерывно (не дискретно), с пороговым. Под непрерывно изменяющимся напряжением имеется ввиду некий периодический или аperiodический сигнал, форма которого не является прямоугольными импульсами. Рассмотрим практический пример. В схемах, управляющих при помощи реле мощными нагрузками на 220 В, для снижения уровня создаваемых помех и для продления срока службы реле рекомендуют включать и выключать реле

строго в моменты времени, когда мгновенное значение напряжения в сети равно нулю. Чтобы выделить эти моменты времени, достаточно разделить фазное напряжение высоковольтным высокоомным делителем так, чтобы амплитуда синусоидального сигнала не превышала  $U_{\Pi}$ , а затем сравнить полученное напряжение с уровнем нуля вольт, например, при помощи инвертирующей схемы. На выходе, очевидно, должны возникнуть прямоугольные импульсы с частотой 50 Гц и коэффициентом заполнения 50%. Если это сделать любой из схем, показанных на рис. 96, выходной сигнал будет искажен. Дело в том, что зашумленное синусоидальное входное напряжение раз в 20 мс пребывает в районе  $U_{\text{ПОР}}$  достаточно долго для того, чтобы из-за шума соотношение  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ПОР}}$  изменилось несколько раз (см. рис. 97).

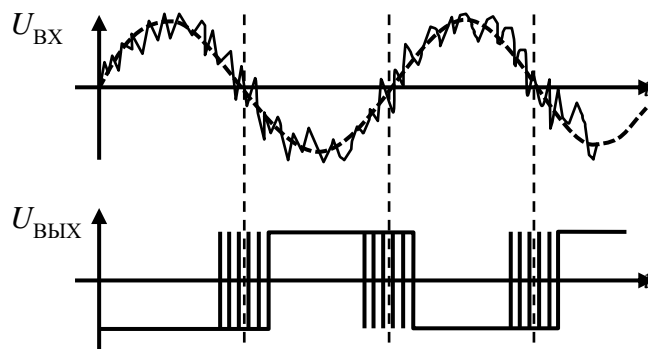


Рис. 97. Эффект сравнения зашумленных напряжений

Из-за шума один факт пересечения линией тренда входного напряжения уровня  $U_{\text{ПОР}}$  приводит к тому, что компаратор переключается несколько раз, и вместо одного фронта сигнала на выходе их возникает несколько (своего рода дребезг). Подобного недостатка лишена схема сравнения напряжений с *гистерезисом*. Такая схема имеет два порога переключения: один для переключения из  $-U_{\Pi}$  в  $+U_{\Pi}$  по выходу, второй – обратно. Шириной петли гистерезиса называют разность между этими порогами. Чтобы вызвать сбой схемы с гистерезисом, как показано на рис. 97, амплитуда шума должна, очевидно, превышать ширину петли гистерезиса. Рассчитывая на определенный уровень шума, инженер может создать необходимую ширину этой «зоны нечувствительности» схемы сравнения напряжений.

С точки зрения архитектуры, инвертирующая и неинвертирующая схемы компараторов с гистерезисом аналогичны. Для определенности рассмотрим схему инвертирующего компаратора с гистерезисом (рис. 98, а) и симметричным двуполярным питанием  $\pm U_{\Pi}$  (напряжения питания равной величины, но разного знака).

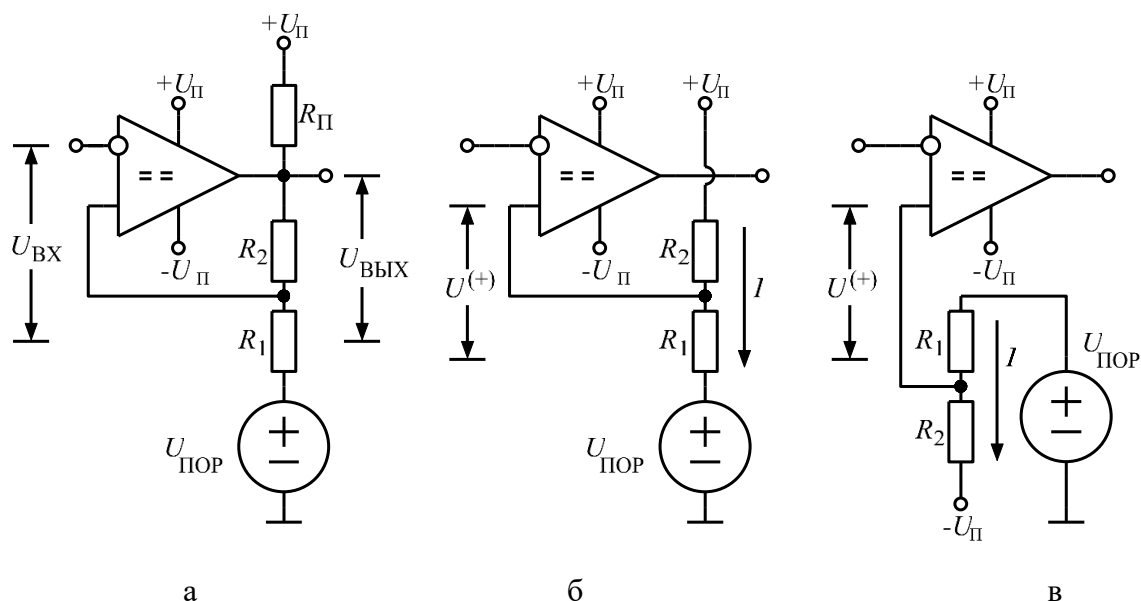


Рис. 98. Схема инвертирующего компаратора с гистерезисом (а), эквивалентная схема для состояния  $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\Pi}$  (б),  $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\Pi}$  (в)

Если простейшей схеме инвертирующего компаратора (рис. 95, б) потенциал неинвертирующего входа  $U^{(+)}$  всегда равен  $U_{\text{ПОР}}$ , то здесь резисторы  $R_2$  и  $R_1$  модифицируют напряжение на входе  $U^{(+)}$  в зависимости от того, что сейчас на выходе схемы:  $+U_{\text{П}}$ , или  $-U_{\text{П}}$ . Номиналы резисторов выбираются так, что  $(R_1+R_2) \gg R_{\text{П}}$ , и в расчетах  $R_{\text{П}}$  можно считать нулевым. Выходное сопротивление источника напряжения  $U_{\text{ПОР}}$  также считаем нулевым.

Если в настоящий момент схема выдает на выходе  $+U_{\text{П}}$ , для определения напряжения  $U^{(+)}$ , при котором состояние выхода изменится на  $-U_{\text{П}}$ , удобно использовать эквивалентную схему рис. 98, б. Ток, протекающий через резисторы  $R_1$  и  $R_2$ , по закону Ома будет равен  $I = (U_{\text{П}} - U_{\text{ПОР}}) / (R_1 + R_2)$ . Этот ток вызовет на резисторе  $R_1$  падение напряжения вида  $R_1 \cdot (U_{\text{П}} - U_{\text{ПОР}}) / (R_1 + R_2)$ . Это напряжение складывается с  $U_{\text{ПОР}}$  и оказывается приложенным к неинвертирующему входу микросхемы-компаратора. Таким образом, переход схемы в состояние выдачи  $-U_{\text{П}}$  на выходе произойдет при некотором напряжении на входе  $U_{\text{ВХ}} = U^{(+)} = U_{\text{ПОР1}}$  вида:

$$(109) \quad U_{\text{ПОР1}} = U_{\text{ПОР}} + \frac{R_1(U_{\text{П}} - U_{\text{ПОР}})}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_1 + U_{\text{ПОР}}R_2 + U_{\text{П}}R_1 - U_{\text{ПОР}}R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_2 + U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2}$$

Если в данный момент времени схема выдает на выходе напряжение  $-U_{\text{П}}$ , эквивалентная схема для определения напряжения  $U^{(+)}$ , при котором состояние выхода изменится на  $+U_{\text{П}}$  (рис. 98, в) позволяет записать выражение для тока  $I = (U_{\text{ПОР}} - (-U_{\text{П}})) / (R_1 + R_2)$ . Тогда падение напряжения на резисторе  $R_1$  составит  $R_1 \cdot (U_{\text{ПОР}} + U_{\text{П}}) / (R_1 + R_2)$ , а переход схемы в противоположное состояние ( $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{П}}$ ) случится при  $U_{\text{ВХ}} = U^{(+)} = U_{\text{ПОР2}}$  вида

$$(110) \quad U_{\text{ПОР2}} = U_{\text{ПОР}} - \frac{R_1(U_{\text{П}} + U_{\text{ПОР}})}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_1 + U_{\text{ПОР}}R_2 - U_{\text{П}}R_1 - U_{\text{ПОР}}R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_2 - U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2}$$

Итак, статическая характеристика компаратора расщепилась и приняла вид:

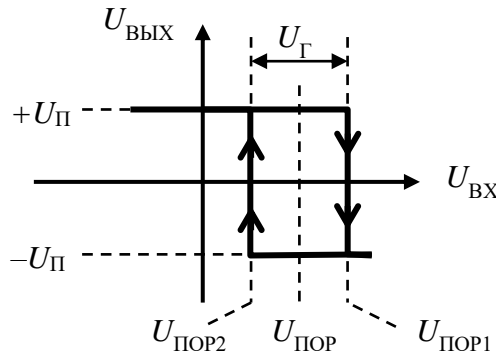


Рис. 99. Статическая характеристика инвертирующего компаратора с гистерезисом

Нетрудно рассчитать, как отличаются величины  $U_{\text{ПОР1,2}}$  от  $U_{\text{ПОР}}$ :

$$(111) \quad U_{\text{ПОР1}} - U_{\text{ПОР}} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_2 + U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2} - U_{\text{ПОР}} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_1 + U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2} = (U_{\text{ПОР}} + U_{\text{П}}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$(112) \quad U_{\text{ПОР2}} - U_{\text{ПОР}} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_2 - U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2} - U_{\text{ПОР}} = \frac{U_{\text{ПОР}}R_1 - U_{\text{П}}R_1}{R_1 + R_2} = (U_{\text{ПОР}} - U_{\text{П}}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Как следует из (111) и (112), при симметричном двуполярном питании петля гистерезиса (см. рис. 99) симметрична относительно уровня  $U_{\text{ПОР}}$ . Введем понятие ширины петли гистерезиса  $U_{\text{Г}} = (U_{\text{ПОР1}} - U_{\text{ПОР2}})$ . Нетрудно вывести, что

$$(113) \quad U_{\text{Г}} = 2U_{\text{П}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \text{ или } \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 100\%.$$

Если микросхема-компаратор подключена выводами питания к цепям  $+U_{\text{П}}$ ,  $GND$  (схема с однополярным питанием), а  $U_{\text{ПОР}}$  — некоторое напряжение в пределах  $(GND \dots +U_{\text{П}})$ , соотношение (113) имеет вид

$$(114) \quad \frac{U_{\text{Г}}}{U_{\text{П}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 100\%.$$

Неинвертирующий компаратор с гистерезисом по логике работы аналогичен инвертирующему (см. Рис. 100). Это, фактически, та же схема, но источники напряжений  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ПОР}}$  меняются местами.

Практические отличия схем заключаются в трех моментах. Во-первых, форма статической характеристики обратная (у неинвертирующего компаратора высокий входной уровень напряжения  $U_{ВХ}$  обеспечивает высокий выходной уровень  $U_{ВЫХ} = +U_{П}$ ). Во-вторых, неинвертирующий компаратор, в отличие от инвертирующего, имеет конечное входное сопротивление, которое определяется суммой сопротивлений ( $R_1 + R_2$ ). Соответственно, для работы с высокоомными источниками сигнала  $U_{ВХ}$  инвертирующая схема предпочтительнее.

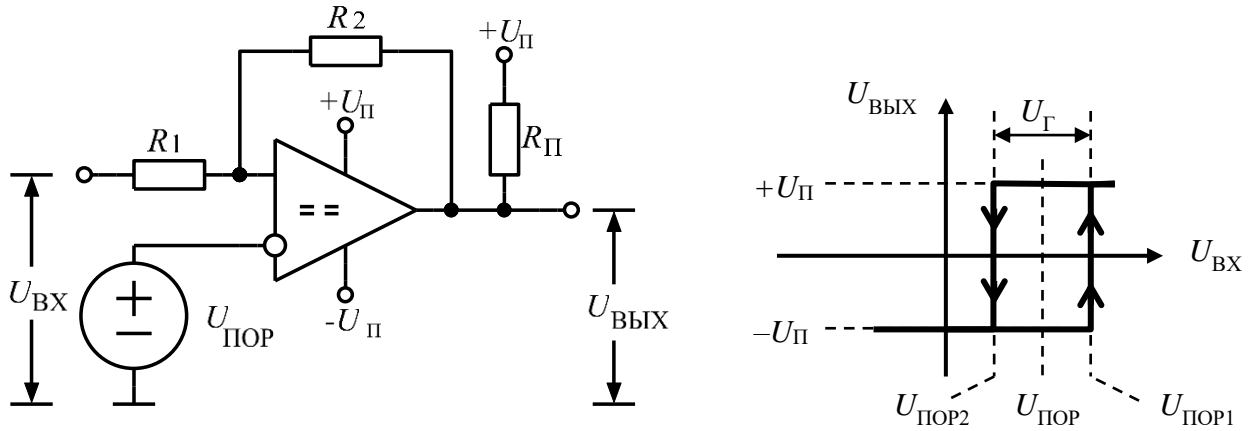


Рис. 100. Неинвертирующий компаратор с гистерезисом (а) и его статическая характеристика (б)

Третье отличие касается ширины петли гистерезиса. Пренебрегая падением напряжения на резисторе подтяжки, запишем выражение для порогового напряжения  $U_{ПОР1}$ . Очевидно, если в данный момент выходное напряжение компаратора равно  $-U_{П}$ , то переключение произойдет при равенстве напряжений на входах микросхемы при таком  $U_{ВХ} = U_{ПОР1}$ , что справедливо выражение:

$$U_{ПОР1} - IR_1 = U_{ПОР}$$

где  $I = \frac{U_{ПОР1} - (-U_{П})}{R_1 + R_2}$  – некоторый ток, протекающий через резисторы  $R_1$  и  $R_2$  из источника  $U_{ВХ} = U_{ПОР1}$  в выход микросхемы-компаратора. Тогда:

$$(115) \quad U_{ПОР1} - (U_{ПОР1} + U_{П}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{ПОР}.$$

Если же в данный момент на выходе компаратора действует уровень напряжения  $+U_{П}$ , то переключение случится при выполнении равенства

$$(116) \quad U_{ПОР2} + IR_1 = U_{ПОР} \text{ или } U_{ПОР2} + (U_{П} - U_{ПОР2}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{ПОР}$$

Где  $I = \frac{U_{П} - U_{ПОР2}}{R_1 + R_2}$  – ток, который протекает из выхода микросхемы-компаратора в источник входного напряжения  $U_{ВХ} = U_{ПОР2}$ . Приравняв (115) и (116) через  $U_{ПОР}$ , получим:

$$(117) \quad U_{ПОР1} \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) - U_{П} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{ПОР2} \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) + U_{П} \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

$$(U_{ПОР1} - U_{ПОР2}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2U_{П} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Обозначив  $U_{Г} = (U_{ПОР1} - U_{ПОР2})$ , найдем:

$$(118) \quad U_{Г} = 2U_{П} \frac{R_1}{R_2} \text{ или } \frac{U_{Г}}{2U_{П}} = \frac{R_1}{R_2} \cdot 100\%.$$

Аналогично инвертирующему компаратору, для схемы с однополярным питанием ( $GND$ ,  $+U_{П}$ ) выражение для ширины петли гистерезиса имеет вид

$$(119) \quad \frac{U_{Г}}{U_{П}} = \frac{R_1}{R_2} \cdot 100\%.$$

Другое распространенное название компаратора с гистерезисом – триггер Шмитта.

Используя проанализированную схему инвертирующего компаратора с гистерезисом, можно строить не только помехоустойчивые устройства сравнения напряжений, но и схемы генераторов сигналов различной формы. Модифицируем схему, показанную на Рис. 98, а, добавив в нее два компонента, конденсатор  $C$  и резистор  $R$  сопротивлением много большим, чем  $R_{\Pi}$ , следующим образом:

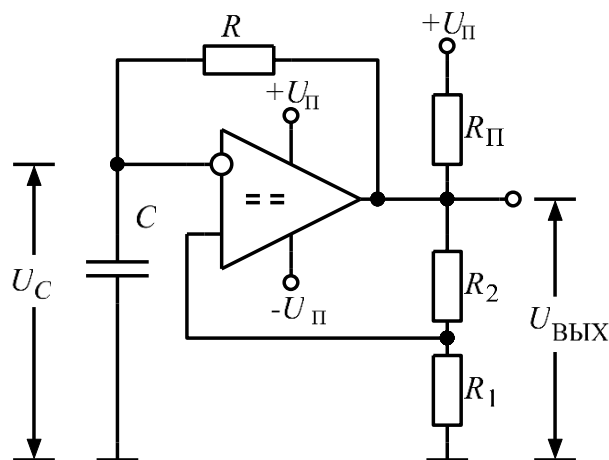


Рис. 101. Мультивибратор на компараторе

Вместо источника внешнего для схемы входного напряжения  $U_{ВХ}$  к инвертирующему входу компаратора теперь подключен вывод конденсатора, а пороговое напряжение  $U_{ПОР}$  равно нулю. После включения питания такой схемы на инвертирующий вход компаратора будет подано нулевое напряжение (конденсатор разряжен). Поскольку в системе без ООС и ОУ, и, тем более, компаратор в состоянии выдавать только  $U_{ВЫХ} = +U_{\Pi}$  или  $-U_{\Pi}$ , начнется заряд конденсатора либо в сторону уменьшения, либо в сторону увеличения  $U_C$ . Пусть, для определенности, после включения питания  $U_{ВЫХ} = +U_{\Pi}$ , т.е. конденсатор станет заряжаться. Когда  $U_C$  уровня  $U_{ПОР1}$  (см. рис. 99 с учетом принятого  $U_{ПОР} = 0$ ), напряжение изменится на  $U_{ВЫХ} = -U_{\Pi}$  и конденсатор начнет перезаряжаться до отрицательного уровня напряжения  $U_{ПОР2}$ . Таким образом, на выходе схемы появятся периодические прямоугольные импульсы амплитудой  $U_{\Pi}$ . Частота следования импульсов будет определяться, очевидно, постоянной времени цепи  $RC$ , а также уровнями напряжений, между которыми перезаряжается конденсатор, т.е.  $(U_{ПОР1} - U_{ПОР2})$  или, с учетом введенного обозначения,  $U_{Г}$ . Чем меньше ширина петли гистерезиса, тем быстрее перезаряжается конденсатор и тем выше частота следования прямоугольных импульсов на выходе.

Выведем выражение, которое позволяет определить частоту выходного сигнала.

Как было показано ранее, при подаче на интегрирующую  $RC$ -цепь напряжения, которое описывается функцией «единичный импульс», форма напряжения на обкладках конденсатора определяется формулой  $U_C(t) = (1 - e^{-t/\tau})$  (см. выражения (61)-(63)). Соответственно, если амплитуда импульса равна не единице, а некоторой величине  $U_m$ , то  $U_C(t) = U_m (1 - e^{-t/\tau})$ .

Изобразим форму сигнала на выходе  $U_{ВЫХ}$  и напряжения на конденсаторе  $C$  в схеме, показанной на рис. 101, на уже известной нам статической характеристике инвертирующего компаратора с гистерезисом, с учетом того, что питание – симметричное двуполярное  $\pm U_{\Pi}$ , а пороговое напряжение  $U_{ПОР} = 0$ :

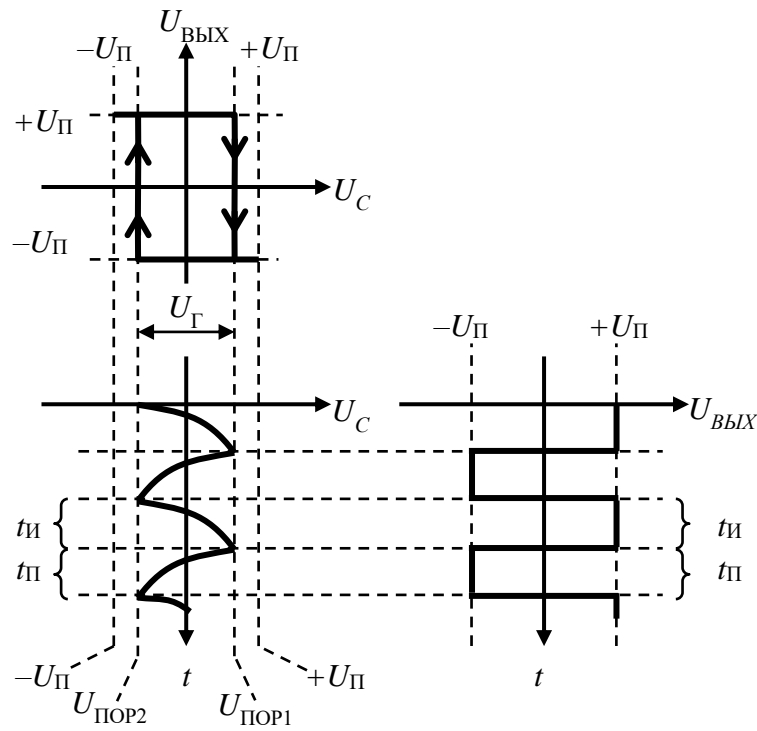


Рис. 102. Взаимосвязь статической характеристики и формы напряжения на конденсаторе в схеме мультивибратора на компараторе

Как видно, в интервале времени  $t_{\text{И}}$  (длительность импульса), соответствующем высокому уровню напряжения на выходе  $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{П}}$  (см. рис. 102), конденсатор перезаряжается от напряжения уровня  $U_{\text{ПОР2}}$  до  $U_{\text{ПОР1}}$  от источника напряжения величиной  $+U_{\text{П}}$ , т.е. форму напряжения в этот момент времени можно описать выражением вида

$$(120) \quad U_C(t) = (U_{\text{П}} - U_{\text{ПОР2}}) \left(1 - e^{-t/\tau}\right) + U_{\text{ПОР2}}, \text{ при этом } U_{\text{ПОР2}} < 0, U_{\text{П}} > 0.$$

Поскольку для данной схемы  $U_{\text{Г}} = |2 \cdot U_{\text{ПОР1(2)}}|$ , соотношение (120) можно преобразовать как

$$(121) \quad U_C(t) = \left(U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}\right) \left(1 - e^{-t/\tau}\right) - \frac{U_{\text{Г}}}{2}$$

Заряд конденсатора в течение времени импульса  $t_{\text{И}}$  прекращается, когда напряжение  $U_C$  оказывается равным  $U_{\text{ПОР1}} = U_{\text{Г}} / 2$ . Таким образом, для определения длительности  $t = t_{\text{И}}$  необходимо решить следующее уравнение:

$$(122) \quad \frac{U_{\text{Г}}}{2} = \left(U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}\right) \left(1 - e^{-t/\tau}\right) - \frac{U_{\text{Г}}}{2} \text{ или } \left(U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}\right) \left(1 - e^{-t/\tau}\right) = U_{\text{Г}}$$

Преобразуем полученное соотношение:

$$(123) \quad \left(1 - e^{-t/\tau}\right) = \frac{U_{\text{Г}}}{\left(U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}\right)}, \quad -e^{-t/\tau} = \frac{U_{\text{Г}} - U_{\text{П}} - \frac{U_{\text{Г}}}{2}}{U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}}, \quad e^{-t/\tau} = \frac{U_{\text{П}} - \frac{U_{\text{Г}}}{2}}{U_{\text{П}} + \frac{U_{\text{Г}}}{2}} = \frac{1 - \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}{1 + \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}$$

Прологарифмировав (123), с учетом свойств логарифма получим выражение для времени импульса  $t_{\text{И}}$ :

$$(124) \quad t_{\text{И}} = -\tau \cdot \ln\left(\frac{1 - \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}{1 + \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}\right) = \tau \cdot \ln\left(\frac{1 + \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}{1 - \frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}}}\right) = \tau \cdot \ln\left(\frac{2U_{\text{П}} + U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}} - U_{\text{Г}}}\right)$$

Полученное соотношение связывает напряжение питания и ширину петли гистерезиса с длительностью импульса и постоянной времени  $RC$ -цепи  $\tau = RC$ . С другой стороны, согласно (113) для схемы с симметричным двуполярным питанием  $\frac{U_{\text{Г}}}{2U_{\text{П}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ , тогда (124) можно преобразовать следующим образом, разделив числитель и знаменатель на  $2U_{\text{П}}$ :

$$(125) \quad t_{\text{И}} = \tau \cdot \ln \left( \frac{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right) = \tau \cdot \ln \left( \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right) = \tau \cdot \ln \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

С учетом того, что мультивибратор симметричный, период колебаний на выходе схемы  $T = 2 \cdot t_{\text{И}} = 2 \cdot t_{\text{П}} = 1/f$ , или

$$(126) \quad T = 2RC \cdot \ln \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

Полученная формула для периода и частоты справедлива как для схемы с симметричным двуполярным питанием ( $+U_{\text{П}}$ ,  $-U_{\text{П}}$ ) и  $U_{\text{ПОР}} = 0$ , так и для более распространенной в современной практике схемы с питанием ( $U_{\text{П}}$ ,  $GND$ ) и  $U_{\text{ПОР}} = U_{\text{П}} / 2$ .

Для того чтобы схема мультивибратора на компараторе работала стабильно, не стоит выбирать ширину петли гистерезиса, задаваемую резисторами  $R_1$  и  $R_2$ , близкой к диапазону напряжений питания  $2 \cdot U_{\text{П}}$ . Теоретически, конденсатор, заряжающийся от источника через резистор, имеет на своих обкладках напряжение, асимптотически стремящееся к напряжению источника, но никогда его не достигающее. Скорость нарастания напряжения на конденсаторе тем меньше, чем ближе его значение к напряжению источника питания. Если ширина петли гистерезиса близка к  $2 \cdot U_{\text{П}}$ , напряжение  $U_{\text{С}}$  приближается к  $U_{\text{ПОР}(2)}$  чрезвычайно медленно. Напряжения на входах микросхемы-компаратора остаются очень близкими в течении долгого времени, и шум в цепях питания может привести к его переключению чуть раньше или чуть позже, т.е. к дрожанию фронтов выходного сигнала. Иными словами, частота получается нестабильной. Рекомендуется иметь ширину петли гистерезиса хотя бы на 10-20% уже диапазона напряжений питания.

### 12.3. Задание на выполнение работы

1. Соберите схему, показанную на Рис. 103. Схема содержит три аналоговых компаратора без гистерезиса, питающихся напряжением  $\pm 10$  В. Два из них собраны на микросхемах-аналоговых компараторах LM393 и один – на ОУ типа TL082. При сборке следите за тем, чтобы светодиод  $DL_3$  на плате физически (зрительно) был нижним,  $DL_2$  – средним, а  $DL_1$  – верхним.

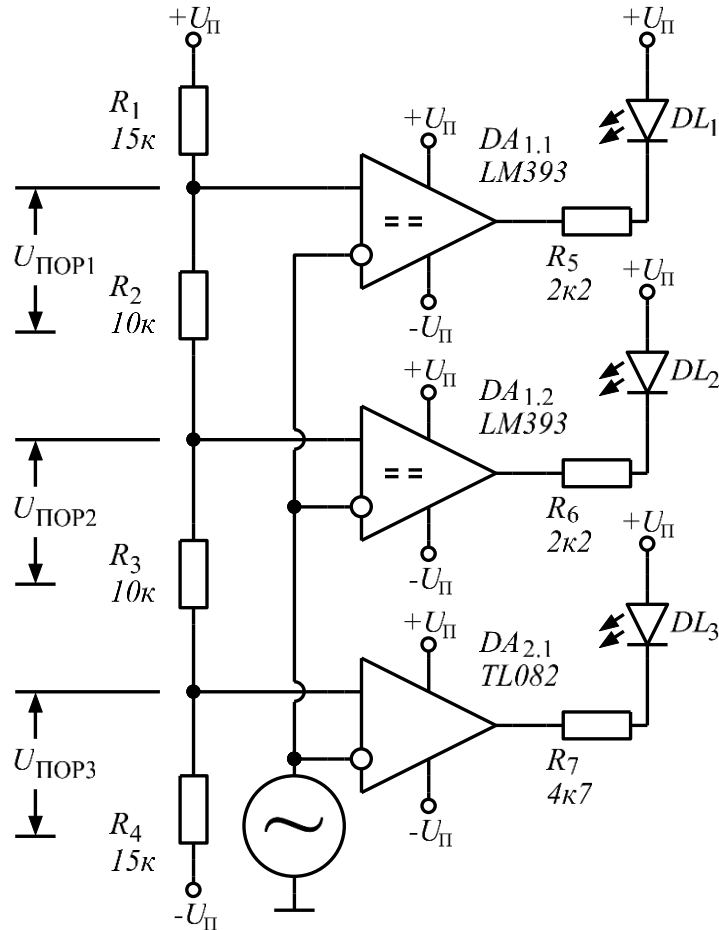


Рис. 103. Схема для исследования компараторов без гистерезиса

Как видно, низкий уровень напряжения на выходе каждого из компараторов включает один из трех светодиодов. Считая падение напряжения на диодах равным примерно 2 В, определим токи светодиодов, приблизительно, как  $(20-2) / R = 8$  мА для  $DL_{1,2}$  и 4 мА для  $DL_3$ .

Светодиод включится, если напряжение с генератора, поступающее на инвертирующий вход подключенного к нему компаратора, превысит напряжение, поступающее с многорезисторного делителя  $R_1$ - $R_4$ .

Используя формулу делителя напряжения, рассчитаем  $U_{ПОР}$  для компараторов  $DA_{1.1}$ ,  $DA_{1.2}$  и  $DA_{2.1}$ :

$$U_{ПОР1} = 20 \frac{10+10+15}{15+10+10+15} - 10 = 4\text{В}, U_{ПОР2} = 20 \frac{10+15}{15+10+10+15} - 10 = 0\text{В}, U_{ПОР3} = 20 \frac{15}{15+10+10+15} - 10 = -4\text{В}$$

2. Настройте лабораторный генератор на выдачу пилообразного напряжения амплитудой 5-6 В без постоянного смещения и частотой порядка 0.5 Гц, и включите схему. Правильно собранная схема будет вести себя как *шкальный индикатор* напряжения на выходе генератора. Если напряжение низкое, все светодиоды выключены. По мере роста напряжения включается один (нижний), затем два (нижний и средний) и, наконец, все три светодиода. По мере снижения напряжения с генератора высота светящейся шкалы уменьшается.

3. Измерьте точные значения напряжений питания  $+U_{П}$  и  $-U_{П}$  и рассчитайте точные теоретические значения  $U_{ПОР1-3}$ .

4. Подключив канал №1 осциллографа к выходу генератора, канал №2 – поочередно к выходам компараторов  $DA_{1.1}$ ,  $DA_{1.2}$  и  $DA_{2.1}$ , и при помощи курсоров определите экспериментальные значения  $U_{ПОР1-3}$  как мгновенные значения напряжения с генератора в моменты времени, когда компараторы переключаются в  $-U_{П}$  на выходе.

5. Соберите схему симметричного мультивибратора на аналоговом компараторе LM393 согласно схеме:

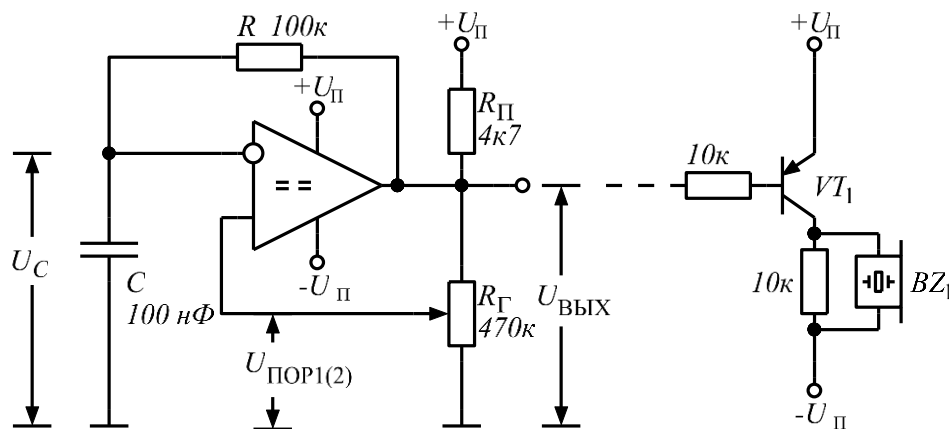


Рис. 104. Схема мультивибратора для исследования

Транзисторный ключ  $VT_1$  и его обвязку из резисторов, а также пьезокерамический зуммер  $BZ_1$  сразу подключать нет необходимости.

6. Включив схему, установите напряжения питания платы на уровне  $\pm 10$  В с точностью не хуже 100 мВ. При этом в процессе регулирования блока питания контролируйте точное значение напряжения непосредственно на плате стенда. Запишите реальные выставленные значения  $+U_{П}$  и  $-U_{П}$ .

7. Подключите канал осциллографа №1 к верхней обкладке конденсатора  $C$ , канал №2 – к неинвертирующему входу компаратора, а канал №3 – к выходу схемы, и, установив переменный резистор (приблизительно) в среднее положение, убедитесь в наличии прямоугольных импульсов на осциллограммах каналов 2 и 3, и пилообразного напряжения для канала 1. Зарисуйте или сфотографируйте осциллограмму напряжений  $U_C$ ,  $U_{ВЫХ}$ ,  $U_{ПОР1(2)}$ .

8. Вращая регулятор переменного резистора, снимите при помощи осциллографа зависимость выходной частоты от ширины петли гистерезиса компаратора. Обратите внимание, что крайние положения переменного резистора не обеспечивают устойчивой работы мультивибратора.

Ширину петли гистерезиса можно регистрировать при помощи функции измерения двойного размаха напряжения канала №1 или №2. Частоту также можно измерять осциллографом автоматически. При этом не забывайте настраивать масштаб осей X и Y осциллографа так, чтобы всякий раз в экран помещалось 2-3 полных периода исследуемых напряжений.

9. Зная измеренные значения  $+U_{П}$  и  $-U_{П}$ , рассчитайте и постройте экспериментальную и теоретическую зависимости выходной частоты  $f$  от ширины петли гистерезиса  $U_{Г}$ . Для расчетов рекомендуется использовать выражение (124) с учетом того, что  $f = 1 / T = 1 / (2 \cdot t_H)$ .

10. Подключите к работоспособной схеме мультивибратора транзисторный ключ на р-п-р транзисторе и пьезокерамический излучатель в его коллекторную цепь, и субъективно оцените АЧХ излучателя, изменяя выходную частоту от десятков Гц до десятков кГц. Подключать пьезокерамический излучатель непосредственно к выходу компаратора нельзя, т.к. в этом случае его достаточно большая емкость в совокупности с высоким выходным сопротивлением мультивибратора (численно равным  $R_{П}$ ) внесет существенные изменения в выходную частоту и сделает фронты прямоугольного сигнала пологими. Транзистор  $VT_1$  выполняет функции буферного элемента, переключаясь между режимами насыщения и отсечки.

## 13. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ НА ОУ

### 13.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе исследуются схемы генераторов синусоидального напряжения на ОУ TL082.
2. В качестве цепи, формирующей отрицательную обратную связь с неравномерной АЧХ, используется Т-образный режекторный (ослабляющий сигнал в определенной полосе частот) фильтр.
3. АЧХ Т-образного фильтра исследуется экспериментально и сравнивается с теоретической зависимостью.
4. В генераторах с частотно-зависимой цепью положительной обратной связи используются фильтр Вина и двухзвенный RC-фильтр.

### 13.2. Основные теоретические сведения

Если обратная связь в схеме операционного усилителя не подавляет входной сигнал, а напротив, добавляет к нему часть выходного напряжения, то она называется положительной ОС (ПОС). В этом случае для приращения выходного сигнала  $\Delta U_{\text{вых}}$  при воздействии  $\Delta U_{\text{вх}}$  имеем:

$$(127) \quad \Delta U_{\text{вых}} = K_U(\Delta U_{\text{вх}} + \beta \cdot \Delta U_{\text{вых}})$$

где  $K_U$  — коэффициент усиления схемы на ОУ без ПОС (т.е. для обычной схемы усилителя на ОУ с отрицательной обратной связью);  $\beta$  — коэффициент обратной связи, указывающий какая часть выходного напряжения прикладывается ко входу. Из формулы (127) вытекает соотношение для коэффициента усиления схемы с ПОС:

$$(128) \quad K_{U \text{ ПОС}} = \frac{K_U}{1 - K_U \beta}$$

Если произведение  $K_U \cdot \beta$  меньше единицы, то усилитель с ПОС продолжает оставаться линейным с коэффициентом усиления, превышающим  $K_U$ . Выходное напряжение такого усилителя не достигает уровня насыщения только для очень малых сигналов. Если же произведение  $K_U \cdot \beta$  достигает единицы, то  $K_{U \text{ ПОС}}$  устремляется к бесконечности. Для значений  $K_U \cdot \beta > 1$  усилитель с ПОС перестает быть линейным, на его выходе возникает периодический сигнал.

Рассмотренный в лабораторной работе №11 мультивибратор на аналоговом компараторе, будучи построенным на ОУ, можно рассматривать и как схему с ПОС, работающую в нелинейном режиме. Однако, ОУ, в отличие от аналоговых компараторов, способны выдавать выходные напряжения, отличные от напряжений насыщения, и пригодны для построения схем генераторов, выходными сигналами которых являются периодические сигналы, форма которых отлична от прямоугольных импульсов.

Введем в цепь отрицательной обратной связи ОУ фильтр, который на некоторой угловой частоте  $\omega = \omega_0$  обладает наименьшим коэффициентом передачи и нулевым фазовым сдвигом между входным и выходным напряжениями. Таким фильтром может быть Т-образный фильтр (рис. 105).

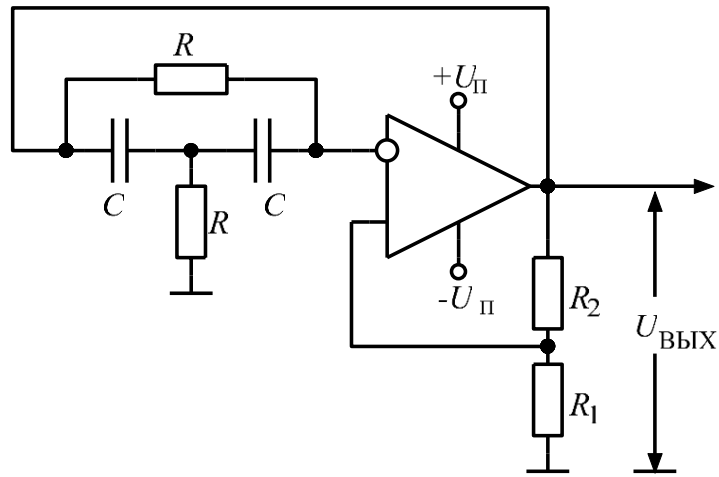


Рис. 105. Автогенератор с Т-образным фильтром

Для анализа цепи Т-образного фильтра нужно знать выражение для его передаточной функции. Ее можно легко вывести, сделав небольшие преобразования схемы. По аналогии с рассуждениями, использованными в лабораторной работе №2, заменим конденсатор на его реактивное сопротивление  $Z = -j \frac{1}{\omega C}$  и, для наглядности, изобразим схему Т-фильтра следующим образом:

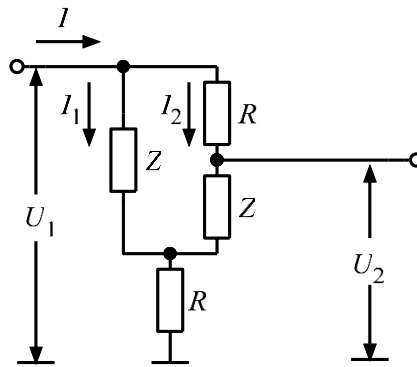


Рис. 106. К анализу Т-образного фильтра

Поскольку ток во вход ОУ не течет, его влияние на цепь Т-образного фильтра отсутствует, и весь фильтр можно проанализировать как цепь постоянного тока с входным напряжением  $U_1$  и выходным  $U_2$ , после чего перейти к анализу в комплексной области.

Ток  $I$ , отбираемый фильтром от источника напряжения (от выхода ОУ)  $U_1 = U_{\text{вых}}$  (см. рис. 105 и рис. 106), по закону Ома для участка цепи равен:

$$(129) \quad I = \frac{U_1}{R + Z \parallel (R + Z)},$$

где « $\parallel$ » - обозначение для параллельного включения сопротивлений. Согласно формулам для параллельного включения резисторов,  $Z \parallel (R + Z) = \frac{Z(R + Z)}{R + 2Z}$ , тогда формула (129) для тока может быть преобразована как

$$(130) \quad I = \frac{U_1}{R + \frac{Z(R + Z)}{R + 2Z}} = \frac{U_1(R + 2Z)}{R^2 + Z^2 + 3RZ}.$$

Ток  $I$  делится на делителе тока, в ветвях которого протекают токи  $I_1$  и  $I_2$  (см. рис. 106). Делитель тока встречается в современной схемотехнике реже делителя напряжения, поэтому уделим ему чуть больше внимания. Если входной ток  $I$  протекает через пару резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , то напряжение, которое возникнет на этой паре резисторов, по закону Ома составит

$U = I_{\text{BX}} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ . Этот ток разделяется на два тока  $I_1$  и  $I_2$ . Ток через резистор  $R_2$  составит  $I_2 = \frac{U}{R_2} = I_{\text{BX}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ .

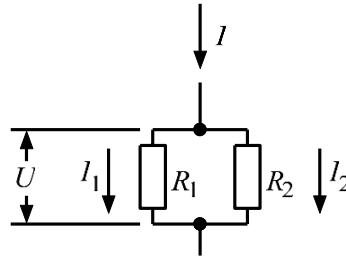


Рис. 107. Делитель тока на резисторах

Для схемы Рис. 106 полученная формула делителя тока с учетом (130) позволяет записать выражение для тока  $I_2$  следующим образом:

$$(131) \quad I_2 = I \frac{Z}{R+2Z} = \frac{U_1(R+2Z)}{R^2+Z^2+3RZ} \cdot \frac{Z}{R+2Z} = U_1 \frac{Z}{R^2+Z^2+3RZ}.$$

Выходное напряжение Т-фильтра  $U_2$  отличается от его входного напряжения  $U_1$  на величину падения напряжения, которое вызывает ток  $I_2$ , протекая через резистор  $R$ , соединенный с выходом фильтра. Тогда:

$$(132) \quad U_2 = U_1 - I_2 R = U_1 - U_1 \frac{RZ}{R^2+Z^2+3RZ}.$$

Передаточная функция Т-фильтра определяется отношением выходного напряжения  $U_2$  к входному  $U_1$ . Соответственно,

$$(133) \quad K = 1 - \frac{RZ}{R^2+Z^2+3RZ} = \frac{R^2+Z^2+2RZ}{R^2+Z^2+3RZ}.$$

Разделим числитель и знаменатель полученного выражения на  $Z^2$ :

$$(134) \quad K = \frac{1+2\left(\frac{R}{Z}\right)+\left(\frac{R}{Z}\right)^2}{1+3\left(\frac{R}{Z}\right)+\left(\frac{R}{Z}\right)^2}.$$

Согласно введенному обозначению,  $Z = -j \frac{1}{\omega C}$ . Тогда  $\frac{R}{Z} = j\omega RC$ . Обозначим  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ . Соответственно,  $\frac{R}{Z} = j \frac{\omega}{\omega_0}$ , а квадрат этой величины равен  $\left(\frac{R}{Z}\right)^2 = -\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$ . Подставим полученные выражения в (134):

$$(135) \quad K(j\omega) = \frac{1+2j\frac{\omega}{\omega_0}-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1+3j\frac{\omega}{\omega_0}-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}.$$

Используя соотношения (8) и (9), можно получить АЧХ и ФЧХ Т-образного фильтра. Для более удобных вычислений преобразуем (135), домножив числитель и знаменатель на комплексно сопряженное знаменателя, и введем обозначение  $x = \frac{\omega}{\omega_0}$ . После упрощений получим:

$$(136) \quad K(j\omega) = \frac{1+4x^2+x^4+j(x^3-x)}{1+7x^2+x^4}.$$

Соответственно, АЧХ и ФЧХ для Т-образного фильтра имеют вид:

$$(137) \quad K(\omega) = \frac{\sqrt{1+9x^2+16x^4+9x^6+x^8}}{1+7x^2+x^4}, \quad \varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{x^3-x}{1+4x^2+x^4}\right).$$

Диаграмма Боде для полученных АЧХ и ФЧХ показана на рис. 108.

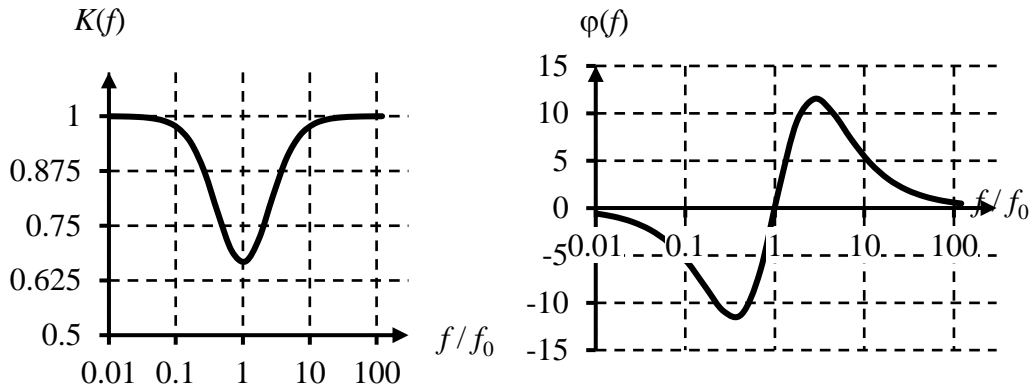


Рис. 108. Диаграмма Бode для Т-образного фильтра

Анализ АЧХ и ФЧХ показывает, что коэффициент передачи Т-образного фильтра близок к единице почти на всех частотах, кроме  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$ . Фильтр является **полосно-ослабляющим** (режекторным), т.е. ослабляет сигнал на определенной частоте. На этой частоте коэффициент передачи приобретает минимальное значение:  $K = 2/3$ , а фазовый сдвиг равен нулю. Отсюда, если цепь положительной обратной связи, образуемая делителем на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  (см. Рис. 105), будет передавать с выхода ОУ на его неинвертирующий вход долю выходного напряжения, примерно равную  $2/3 \cdot U_{\text{ВЫХ}}$ , то **воздействие ПОС сравняется с уровнем ООС только на частоте  $f_0$** . На этой частоте и возникает генерация, прочие частоты подавляются, в итоге на выходе схемы получается синусоидальный сигнал.

Можно ввести фильтр и в цепь положительной обратной связи. Таким фильтром может быть как мост Вина, так и двухзвенный **полосно-пропускающий** RC-фильтр (рис. 109). Как было показано в описании лабораторной работы №2, коэффициент передачи этих фильтров описывается соотношением (32), которое при  $\omega = \omega_0$  обращается в  $1/3$ :

$$K(\omega) = \frac{\sqrt{9 + \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\omega}\right)^2}}{\frac{\omega_0^2 + \omega^2}{\omega^2} + 7} [\omega = \omega_0] = \frac{1}{3}.$$

Фазовый сдвиг, согласно (31), при  $\omega = \omega_0$  обращается в ноль:

$$(138) \quad \varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{\frac{\omega_0 - \omega}{\omega}}{3}\right) [\omega = \omega_0] = 0.$$

На остальных частотах фильтр ослабляет входной сигнал, т.е. фильтр является **полосно-пропускающим** (ослабляет сигнал на всех частотах, кроме  $f_0$ ). Аналогично, при правильном выборе  $R_1$  и  $R_2$  **воздействие ПОС превосходит воздействие ООС только на частоте  $f_0$** , и на выходе схемы возникает синусоидальный сигнал данной частоты. На остальных частотах глубина ООС выше глубины ПОС, и генерации не возникает.

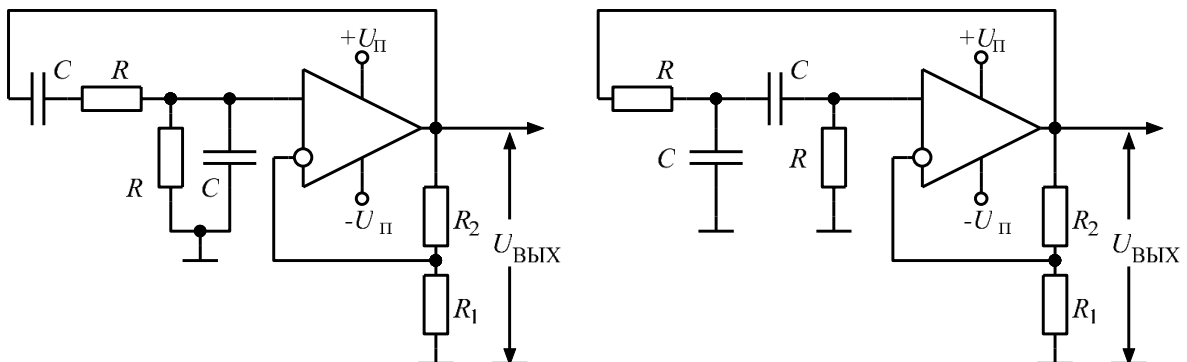


Рис. 109. Автогенератор с мостом Вина (а) и двухзвенным RC-фильтром (б)

### 13.3. Задание на выполнение работы

1. Соберите схему Т-образного полосно-ослабляющего фильтра согласно рис. 110 и измерьте его АЧХ при помощи двух каналов осциллографа, подавая сигнал  $U_1$  с генератора (амплитуда – 2-3 В, форма сигнала – синусоидальная, диапазон частот – от  $0.1 \cdot f_0$  до  $10 \cdot f_0$ ). ФЧХ измерять не нужно.

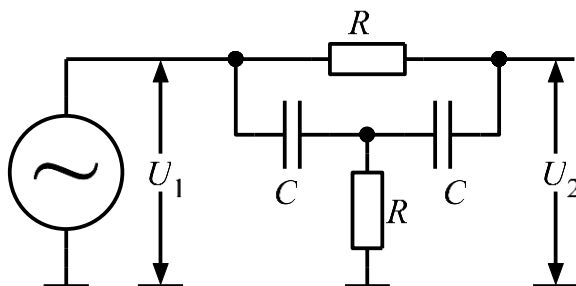


Рис. 110. Полосно-ослабляющий Т-образный фильтр

Номиналы конденсаторов  $C$  и резисторов  $R$  выберите по заданию (таблица 17), теоретическое значение выходной частоты рассчитайте по формуле  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ .

Таблица 17. Задание на проведение работы

№ бригады	$R$ , кОм	$C$ , мкФ	$f_0$ , Гц	Схема для п.7
1	1	1		Фильтр Вина
2	2.2	0.1		Фильтр Вина
3	4.7	0.1		Фильтр Вина
4	10	0.01		Фильтр Вина
5	15	0.01		Фильтр Вина
6	1	1		2-зв. RC
7	2.2	0.1		2-зв. RC
8	4.7	0.1		2-зв. RC
9	10	0.01		2-зв. RC
10	15	0.01		2-зв. RC

Способ измерения АЧХ описан в главе 2.3, посвященной лабораторной работе №2, «Пассивные RC-фильтры». Значения для АЧХ можно измерять как при помощи курсоров, так и при помощи функции измерения двойного размаха напряжения канала.

2. Постройте экспериментальные и теоретические АЧХ для Т-образного фильтра на графике с логарифмической осью частоты и дайте заключение о соответствии или расхождении практических результатов и теоретических соображений.

3. Соберите схему автогенератора с исследованным Т-образным полосно-ослабляющим фильтром (см. Рис. 111). В случае недостатка постоянных резисторов на 4.7 кОм, используйте в качестве  $R_2$  полное сопротивление переменного резистора на 4.7 кОм.

4. Подайте питание ( $\pm 10$  В) на стенд и подключите осциллограф к выходу схемы. Регулируя сопротивление переменного резистора  $R_1$ , добейтесь возникновения генерации выходного сигнала неискаженной синусоидальной формы. Измерьте частоту генерации при помощи осциллографа и сравните её со значением, рассчитанным теоретически.

5. Запишите в файл или сфотографируйте осциллограмму выходного сигнала.

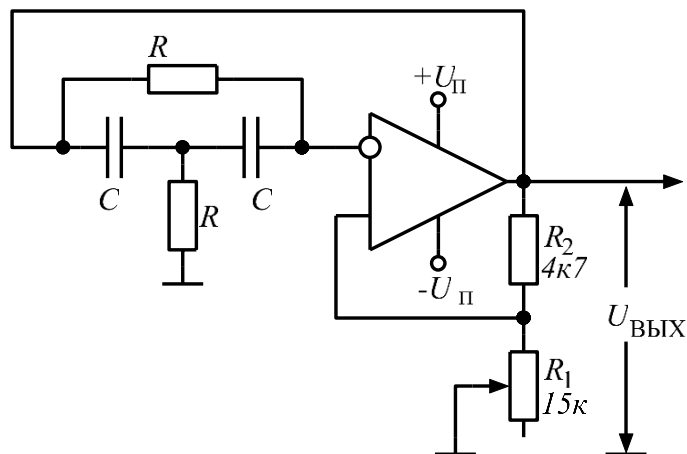


Рис. 111. Автогенератор с Т-образным фильтром для проведения исследований

6. Отключите питание схемы, отсоедините от схемы переменный резистор  $R_1$  и измерьте получившееся сопротивление между его использованными выводами. Рассчитайте по формуле  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$  коэффициент положительной обратной связи (ПОС) схемы и сравните его с теоретическим значением  $2/3$  (условие начала генерации для автогенератора с Т-образным фильтром).

7. Соберите схему автогенератора с одним из полосно-пропускающих фильтров.

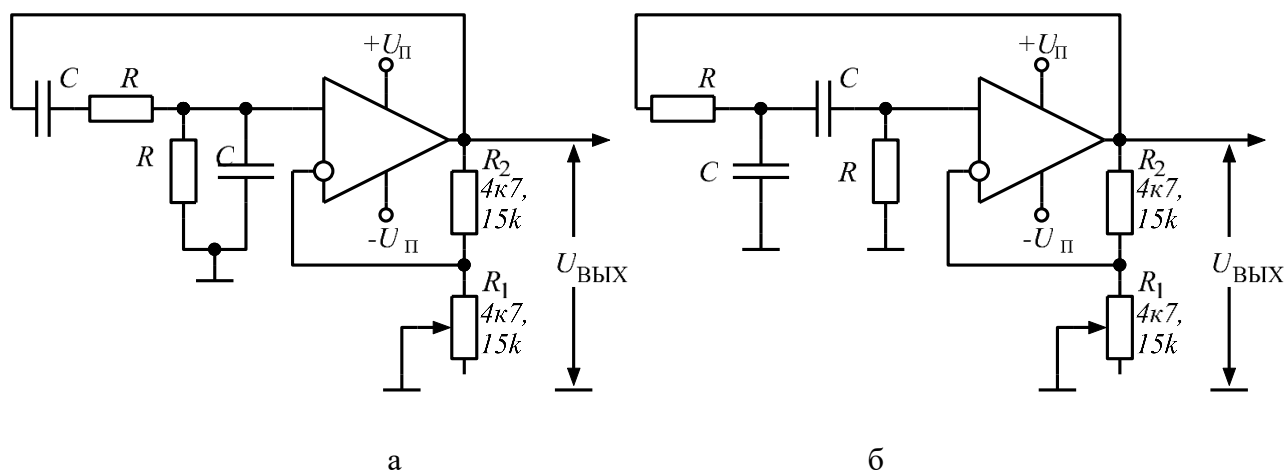


Рис. 112. Автогенераторы с фильтром Вина (а) и двухзвенным RC-фильтром (б) для проведения исследований

Индивидуальные номиналы резисторов и конденсаторов фильтра, а также его тип содержит таблица 17.

Для цепи ООС используйте резисторы  $R_1$  и  $R_2$  таких номиналов, какие остались в наличии после сборки фильтра (либо оба резистора 4,7 кОм, либо оба – 15 кОм).

8. Повторите действия согласно пп. 4-6. При сравнении теоретического коэффициента передачи цепи  $R_1$ - $R_2$ , обеспечивающего устойчивую работу автогенератора, с практически измеренным значением, учтите отличия схем рис. 112 от схемы рис. 111.

В частности, резисторы в данных схемах задают коэффициент передачи отрицательной обратной связи (ООС), а не ПОС. Коэффициент передачи обоих полосно-пропускающих фильтров (т.е. коэффициент передачи цепи ПОС) на центральной частоте  $f_0$  составляет не  $2/3$ , как для Т-образного фильтра, а  $1/3$ . Соответственно, условием устойчивой генерации сигнала является равенство  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2) = 1/3$ .

## 14. АНАЛОГОВЫЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЙ МОДУЛЯТОР

### 14.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе исследуется схема генератора линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) и широтно-импульсного модулятора (ШИМ) на его основе.
2. ГЛИН строится на ОУ TL082 и аналоговом компараторе LM393 с питанием  $\pm 10$  В.
3. В качестве ШИМ-модулируемого сигнала используется пилообразное напряжение, поступающее с переменного резистора и с лабораторного генератора.
4. В качестве нагрузки для ШИМ-модулятора выступает линейка из трех светодиодов.

### 14.2. Основные теоретические сведения

Широтно-импульсная модуляция – способ обратимого преобразования сигналов, где уровень исходного сигнала кодируется в виде коэффициента заполнения меандра (сигнала, представляющего собой прямоугольные импульсы), т.е. в виде отношения длительности импульса к периоду. Чем выше уровень исходного сигнала (тока или напряжения), тем больше длительность импульса.

Базовый способ подвергнуть некоторый сигнал широтно-импульсной модуляции – сравнить его с пилообразно изменяющимся опорным сигналом при помощи устройства сравнения. Для напряжений таким устройством является аналоговый компаратор. Принцип действия ШИМ-модулятора иллюстрируется на Рис. 113.

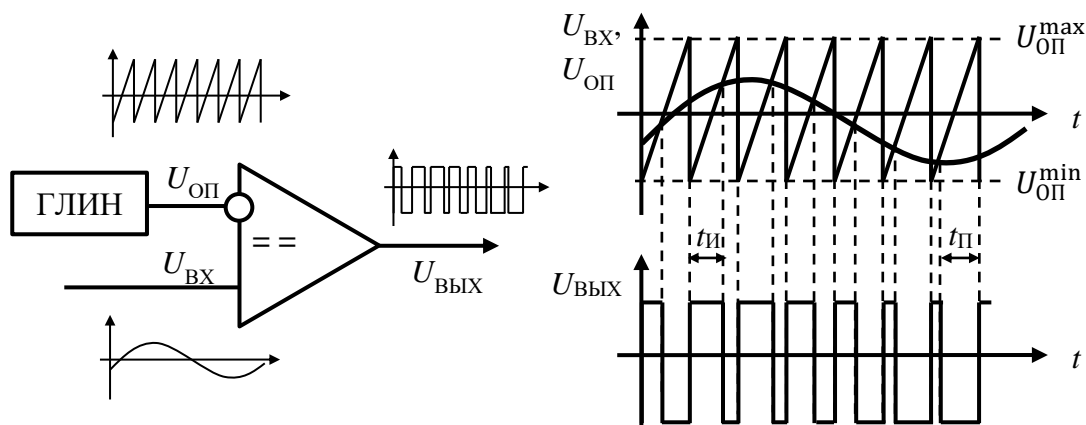


Рис. 113. Принцип действия ШИМ-модулятора

Как видно, в начале каждого периода опорного напряжения  $U_{ОП}$  его значение минимально. Любое входное напряжение  $U_{ВХ}$ , отличное от минимального, будучи сравненным с опорным, создаст высокий уровень выходного напряжения  $U_{ВЫХ}$ . Далее опорное напряжение  $U_{ОП}$  увеличивается по линейному закону и в определенный момент превышает входное. Как только это случается, уровень выходного напряжения компаратора становится низким. Чем больше текущая величина входного напряжения, тем позже это случится, и тем больше будет длительность импульса на выходе.

Исходя из элементарных соображений подобия треугольников в геометрии, нетрудно заключить, что при линейном росте опорного напряжения справедливо соотношение для коэффициента заполнения выходного сигнала:

$$(139) \quad D = \frac{t_{И}}{T} = \frac{U_{ВХ} - U_{ОП}^{min}}{U_{ОП}^{max} - U_{ОП}^{min}}, \text{ или } D = \frac{t_{И}}{T} = \frac{U_{ВХ}}{U_{ОП}^{max}} \text{ при } U_{ОП}^{min} = 0$$

где  $t_{И}$  – длительность импульса на выходе модулятора (время, в течение которого напряжение является высоким, например, равно  $+U_{П}$ ),  $T$  – период пилообразного напряжения на выходе генератора линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН),  $U_{ОП}^{max}$  и  $U_{ОП}^{min}$  – пределы изменения величины опорного напряжения.

Частоту  $f = 1 / T$  также часто называют **несущей частотой** модулятора.

Обычно в практических схемах  $U_{\text{оп}}^{\text{max}}$  и  $U_{\text{оп}}^{\text{min}}$  равны или приблизительно равны  $+U_{\text{п}}$  и  $-U_{\text{п}}$  соответственно, этим же величинам равны высокий и низкий уровни выходного напряжения, в этих же пределах допустимо иметь величину входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ .

Если подать ШИМ-сигнал на простейший ФНЧ первого порядка с постоянной времени  $\tau \approx 0.7RC$ , существенно превышающей период изменения опорного напряжения, на выходе получим исходный входной сигнал  $U_{\text{вх}}$  с некоторой ненулевой амплитудой пульсаций. Для глубокого подавления пульсаций можно применить активные фильтры на ОУ. Такой принцип может быть использован для передачи аналоговых сигналов на большие расстояния без существенного риска повреждения из-за помех. В этом случае перед фильтром, восстанавливающим исходный сигнал  $U_{\text{вх}}$ , устанавливают триггер Шмитта (аналоговый компаратор с небольшим гистерезисом).

Однако существенно чаще ШИМ-модуляторы применяются в силовой электронике.

Для того чтобы плавно менять мощность, поступающую на нагрузку – электропривод, нагревательный прибор, осветительный прибор, можно поступить двумя способами.

Самый простой способ – установить последовательно нагрузке переменное сопротивление. Его уменьшение приведет к росту мощности, выделяемой на нагрузке, а увеличение – к ее снижению. В линейных усилительных схемах и источниках питания роль такого «балласта» играют мощные транзисторы, которые непрерывным образом меняют свое динамическое сопротивление под управлением ОУ. Если при напряжении питания  $U_{\text{п}}$  на нагрузке падает напряжение  $U_{\text{н}}$ , то разность напряжений  $(U_{\text{п}} - U_{\text{н}})$  падает на управляющем элементе (например, транзисторе), который выделяет в виде тепла мощность, равную  $(U_{\text{п}} - U_{\text{н}}) \cdot I_{\text{н}}$ . Это приводит к снижению КПД схемы и зависимости КПД от соотношения напряжения питания и текущего напряжения на нагрузке.

Такого недостатка лишена схема с ШИМ. В течение времени  $t_{\text{и}}$ , т.е. при выдаче высокого уровня напряжения на нагрузку (например,  $U_{\text{п}}$ ), падение напряжения на управляющем транзисторе, находящемся в насыщении, крайне мало, и он почти не выделяет тепловой мощности. В течение времени  $t_{\text{п}}$ , т.е. при выдаче низкого уровня напряжения на нагрузку (например, нулевого), транзистор находится в отсечке, и выделяемая мощность равна нулю т.к. нулю равен ток. Активная мощность в управляющем элементе выделяется только в моменты переключения, которое занимает ненулевое время даже у быстродействующих ключей на полевых транзисторах. Это позволяет доводить КПД схем с ШИМ до уровней порядка 95-96% в широчайших пределах напряжений питания и напряжений на нагрузке.

Перед тем, как поступить на нагрузку, исходный сигнал восстанавливается на RC (для измерительных цепей) или LC-фильтрах (для силовых цепей). LC-фильтр не содержит резисторов, и малые потери в нем вызваны только ненулевым сопротивлением провода в дросселе и диэлектрическими потерями в емкости. В ряде случаев (нагревательные элементы, осветительные приборы) восстанавливать исходный сигнал вообще нет необходимости, если несущая частота ШИМ превышает некоторый воспринимаемый человеком уровень. Тогда ШИМ-форму исходного сигнала напрямую подают на нагрузку.

Принцип ШИМ в настоящее время используется в подавляющем большинстве источников питания, преобразователей напряжения, системах управления электромоторами, в осветительных приборах с настраиваемой яркостью, в цепях питания подсветки дисплеев, и даже в аудиотехнике, где выходной сигнал, поступающий на акустические системы и наушники, формируется быстродействующим ШИМ-модулятором (так называемые усилители класса D). Такая техника получила название «импульсной». Изученные ранее линейные схемы применяются лишь для обработки аналоговых сигналов и в тех силовых устройствах, где требуется высочайшее качество выходных напряжений и токов, полностью лишенных шумов из-за неполного подавления несущей частоты ШИМ.

ШИМ-модуляторы могут быть как аналоговыми, так и цифровыми. В цифровых ШИМ-модуляторах входным сигналом является число, а опорным – второе число, изменяющееся линейно (счетчик).

Для построения ШИМ-модулятора необходимо создать источник линейно изменяющегося сигнала. В аналоговых модуляторах таким источником является ГЛИН, построенный на интеграторе – схеме на ОУ, использующей свойство конденсатора дифференцировать напряжение с получением зарядного тока, т.е.  $I_C = C \frac{dU_C}{dt}$ . Если заряжать конденсатор неизменным током, то напряжение на его обкладках будет изменяться по линейному закону.

Схема простейшего интегратора показана на Рис. 114, а.

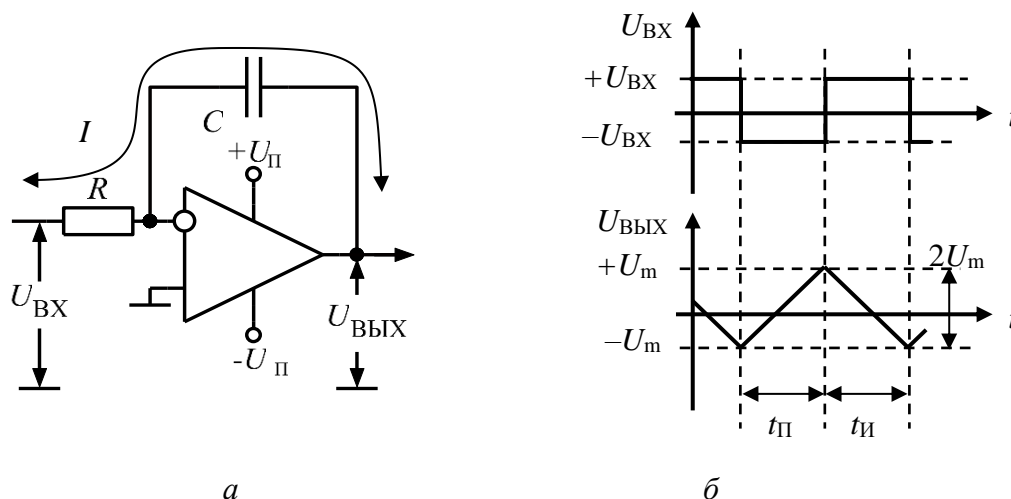


Рис. 114. Простейший интегратор на ОУ (а) и его временные диаграммы (б)

Допустим, изначально конденсатор был разряжен, а входное напряжение интегратора равно некоторому высокому уровню напряжения  $+U_{ВХ}$ . Исходя из правила относительно равенства напряжений на входах ОУ, левая обкладка конденсатора  $C$  подключена к точке «виртуальной земли», следовательно, выходное напряжение интегратора в начальный момент времени равно нулю.

ОУ, выравнивая напряжения на своих входах, и поддерживая «виртуальную землю» на своем инвертирующем входе, будет вынужден уменьшать напряжение на своем выходе так, чтобы обеспечить на резисторе  $R$  падение напряжения величиной  $U_{ВХ}$ . Тогда через резистор  $R$  будет протекать ток  $I$  величиной  $I = U_{ВХ} / R$ . Поскольку входные токи ОУ равны нулю, весь этот ток будет протекать через конденсатор  $C$ , заряжая его до отрицательного напряжения. С учетом неизменности тока  $I$ , в выражении для конденсатора можно перейти от дифференцирования к конечным приращениям и записать:

$$(140) \quad I = C \frac{\Delta U_C}{\Delta t},$$

где  $\Delta U_C$  напряжение, до которого зарядится конденсатор  $C$  неизменным током  $I$  за время  $\Delta t$ .

Очевидно, напряжение на обкладках конденсатора, равное выходному напряжению схемы интегратора, будет линейно уменьшаться. Допустим, в момент времени, когда  $U_{ВЫХ}$  оказывается равным некоторой величине  $-U_m$ , входное напряжение скачкообразно изменяется и оказывается равным  $-U_{ВХ}$ . При этом согласно (140) конденсатор начнет разряжаться, а затем заряжаться до положительных напряжений. Если схема управления интегратора скачкообразно изменит входное напряжение опять на  $+U_{ВХ}$ , как только  $U_{ВЫХ}$  достигнет некоторой величины  $+U_m$ , на выходе интегратора возникнет периодический пилообразный сигнал. Если  $|+U_{ВХ}| = |-U_{ВХ}|$ , а  $|+U_m| = |-U_m|$ , то исходя из (140) нетрудно записать:

$$(141) \quad \Delta t = C \frac{\Delta U_C}{I} = C \frac{\Delta U_C}{U_{ВХ}/R}, \quad t_{И} = t_{\Pi} = C \frac{R \cdot 2U_m}{U_{ВХ}}.$$

Иными словами, в течение времени импульса или паузы на входе схемы, конденсатор линейно изменяет напряжение на своих обкладках на величину  $2 \cdot U_m$ , и это время обратно пропорционально зарядному току и, соответственно, величине входного напряжения интегратора. Период колебаний окажется равным, соответственно,

$$(142) \quad T = 2t_{\text{н}} = 2t_{\text{п}} = 4RC \frac{U_m}{U_{\text{ВХ}}}.$$

Для построения ГЛИН осталось создать схему, которая будет скачкообразно менять напряжение на  $+U_{\text{ВХ}}$  при достижении интегратором некоторого выходного напряжения  $+U_m$ , и на  $-U_{\text{ВХ}}$  при достижении  $-U_m$ . Такая схема была изучена в лабораторной работе №11 и называется триггером Шмитта, или неинвертирующим компаратором с гистерезисом:

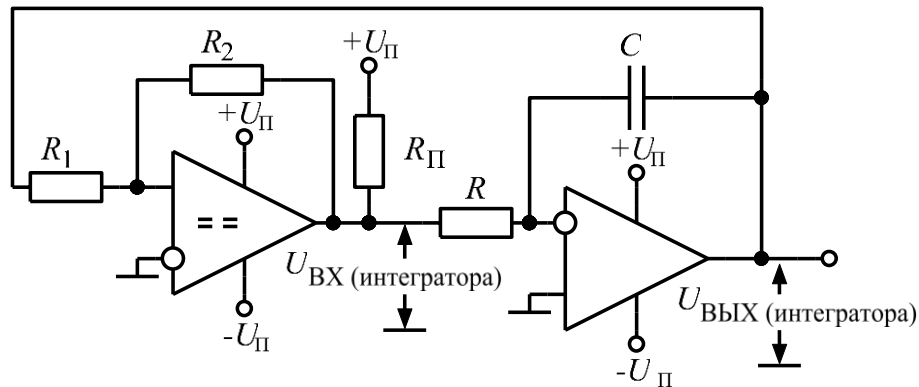


Рис. 115. ГЛИН на интеграторе и инвертирующем триггере Шмитта

Компараторы, как известно, переключаются при достижении их входным напряжением пороговых значений  $U_{\text{ПОР1,2}}$ . Для симметричной схемы с двуполярным питанием они связаны с шириной петли гистерезиса соотношением  $U_{\text{ПОР1,2}} = \pm U_{\Gamma} / 2$ . Тогда выражение (142) с учетом  $U_m = U_{\text{ПОР1,2}}$ ,  $\pm U_{\text{ВХ}} = \pm U_{\Pi}$ , можно преобразовать следующим образом:

$$T = 2RC \frac{U_{\Gamma}}{U_{\Pi}}.$$

Так как согласно (118)  $\frac{U_{\Gamma}}{U_{\Pi}} = \frac{2R_1}{R_2}$ , то период колебаний на выходе схемы определяется простым выражением

$$(143) \quad T = 4RC \frac{R_1}{R_2},$$

а амплитуда пилообразного напряжения на выходе схемы согласно (113) может быть вычислена как

$$(144) \quad U_m = \frac{U_{\Gamma}}{2} = U_{\Pi} \frac{R_1}{R_2}.$$

Как видно, идеологически схема ГЛИН очень похожа на схему мультивибратора на аналоговом компараторе. Фактически, ГЛИН и есть автогенератор, в котором времязадающая цепь заменена на схему, которая меняет выходное напряжение не по экспоненциальному закону, как  $RC$ -цепь, а по линейному.

Для построения ШИМ-модулятора осталось дополнить схему ГЛИН схемой сравнения напряжений на аналоговом компараторе. В реальных схемах для повышения надежности рекомендуется установить для этого компаратора небольшой гистерезис, например, порядка 1% ( $R_3 = 100 \cdot R_4$ ), как на рис. 116. Рекомендуется иметь суммарное сопротивление резисторов  $R_3$  и  $R_4$  на уровне сотен кОм, чтобы иметь высокое входное сопротивление модулятора.

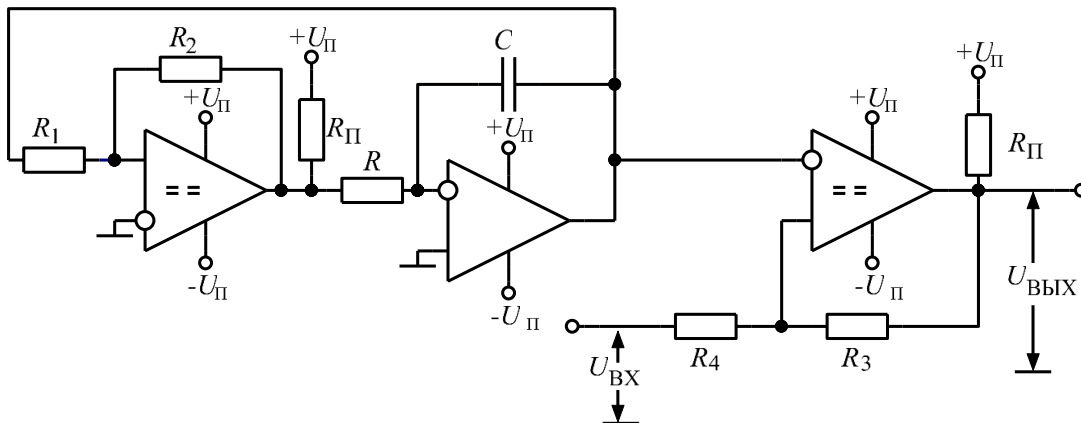


Рис. 116. Аналоговый широтно-импульсный модулятор

Рабочий диапазон входных напряжений модулятора совпадает с размахом выходного напряжения ГЛИН, т.е., согласно (144),  $\pm U_{\Pi} \frac{R_1}{R_2}$ . Если входное напряжение оказывается ниже минимума, на выходе схемы удерживается постоянный уровень  $-U_{\Pi}$ , если выше максимума – то  $+U_{\Pi}$ . Это является своего рода насыщением модулятора. В отличие от линейных усилительных схем, такой режим работы не является нештатным. Если, к примеру, на выход модулятора подключен через буферный элемент какой-то осветительный прибор или электропривод, то «положительное» насыщение всего лишь означает работу на полную мощность, а «отрицательное» – выключенную нагрузку.

Напряжение питания нагрузки может не совпадать с напряжениями питания модулятора. В таких случаях рабочее напряжение нагрузки обычно выше, за управление нагрузкой отвечает мощный высоковольтный транзисторный ключ.

Если какая-то схема содержит несколько ШИМ-модуляторов, для снижения уровня излучаемых электромагнитных помех рекомендуется синхронизировать их работу. В этом случае для нескольких модуляторов используется общий генератор пилообразно изменяющегося сигнала, и индивидуальные компараторы.

Схема, показанная на Рис. 115, отличается от классической (см. Рис. 113) тем, что на выходе ГЛИН формируются импульсы в виде равнобедренных, а не прямоугольных треугольников. Это не меняет общей логики работы, однако, схема ГЛИН может быть усовершенствована следующим образом:

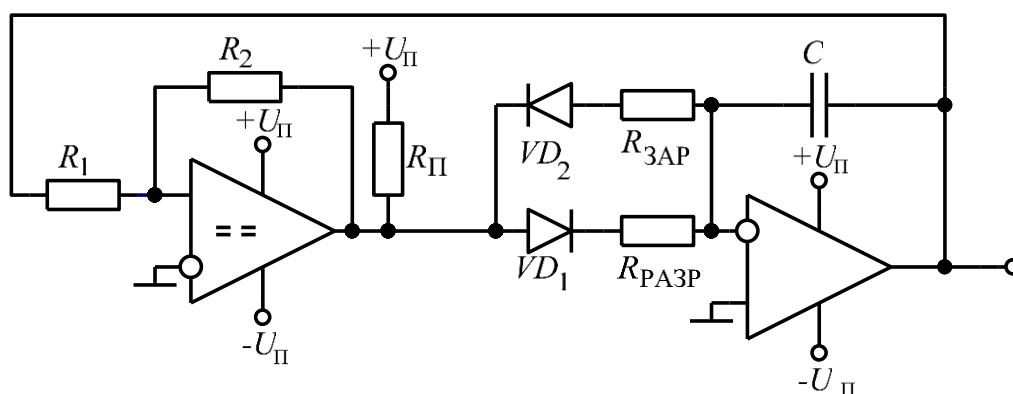


Рис. 117. Ассиметричный ГЛИН

Как видно, в схеме интегратора присутствует два резистора. Заряд конденсатора  $C$  в течение времени импульса  $t_{\Pi}$  происходит через резистор  $R_{ЗАР}$  и диод  $VD_2$ , а разряд (время  $t_{\Pi}$ ) – через  $R_{РАЗР}$ ,  $VD_1$ . Выбрав высокоомный  $R_{ЗАР}$  и низкоомный  $R_{РАЗР}$ , можно сделать разряд много более быстрым, чем заряд, и получить на выходе ГЛИН сигнал, близкой к показанному на рис. 113.

### 14.3. Задание на выполнение работы

1. Соберите схему ГЛИН, показанную на рис. 118. Используя мультиметр, выставьте напряжения питания схемы  $\pm 10$  В с точностью не хуже 100 мВ.

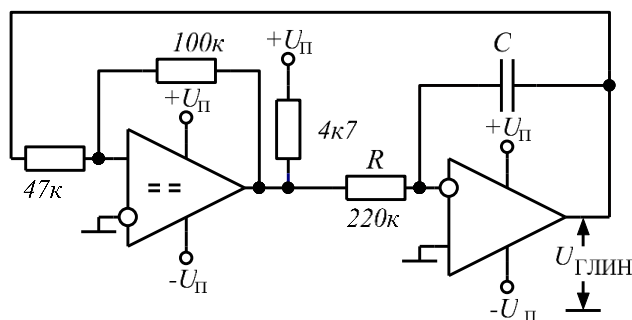


Рис. 118. ГЛИН для проведения исследований

Согласно соотношению (144), двойной размах выходного сигнала ГЛИН составит  $U_{ГЛИН}^{P-P} = U_{\Gamma} = \frac{2U_{\Pi}R_1}{R_2} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 47\text{k}}{100\text{k}} = 9.4$  В, т.е. оно будет меняться в пределах  $\pm 4.7$  В

В качестве конденсатора  $C$  установите емкость на 100 нФ, доступную на стенде, параллельно которой установите выводной конденсатор на несколько мкФ (выдается преподавателем). При этом согласно (143), период колебаний на выходе схемы для навесного конденсатора номиналом 4.7 мкФ получится  $T = 4RC \frac{R_1}{R_2} = 4 \cdot 220 \cdot 10^3 \cdot (4.7 + 0.1) \cdot 10^{-6} \frac{47\text{k}}{100\text{k}} \approx 2$  с, а частота составит, соответственно, порядка 0.5 Гц.

2. Измерьте частоту и двойной размах пилообразного напряжения  $U_{ГЛИН}$  при помощи курсоров, подключив канал №1 осциллографа к выходу схемы. Сравните значения с теоретически рассчитанными. В случае существенного расхождения измерьте мультиметром реальную емкость составного конденсатора  $C$ , отключив его от схемы.

3. Дополните схему ГЛИН компаратором согласно схеме:

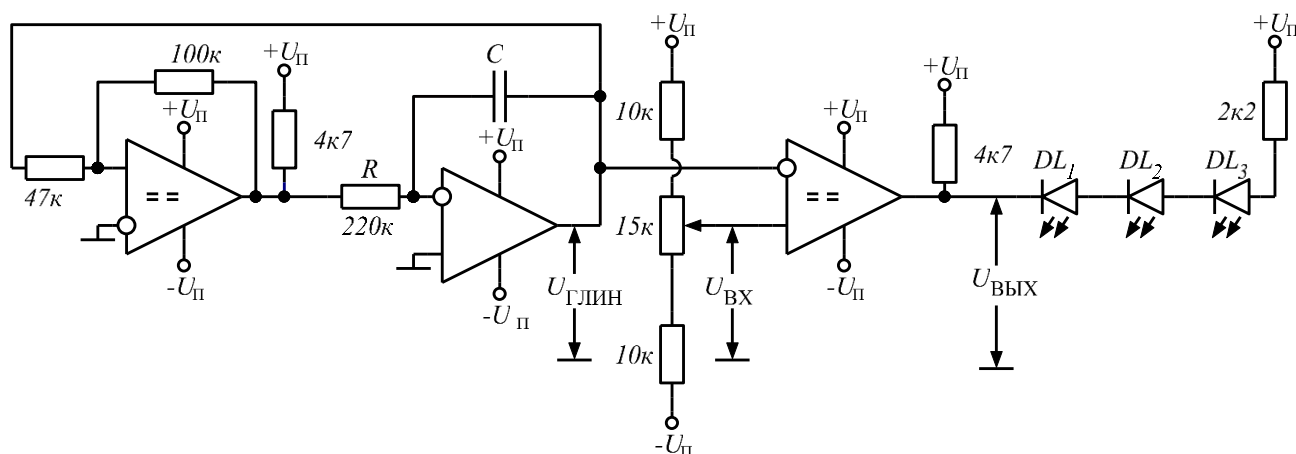


Рис. 119. Широтно-импульсный модулятор на ГЛИН для проведения исследований

Приняв падение напряжения на одном светодиоде порядка 2 В, рассчитаем значение тока включенных светодиодов как  $(20 - 3 \cdot 2) / 2\text{k}2 = 6.4$  мА, что является приемлемым.

4. Подключите канал №2 осциллографа к скользящему контакту переменного резистора и приблизительно выставьте  $U_{ВХ}$  на уровень 0 В. Канал №3 осциллографа подключите к выходу схемы ( $U_{ВЫХ}$ ) и убедитесь в наличии на выходе прямоугольных импульсов.

5. Изменяя положение скользящего контакта переменного резистора, визуально и при помощи осциллографа убедитесь в том, что длительность всплесков светодиодов изменяется от нулевой (светодиоды всегда выключены) до максимальной (светодиоды всегда включены).

6. Замените емкость  $C$  на конденсатор номиналом 10 нФ. Частота выходных сигналов при этом составит  $1/(4 \cdot 220 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 47 \text{к}/100 \text{к}) = 242$  Гц. Измерьте новую частоту и аналогичным образом сравните ее с расчетной.

7. Изменяя положение скользящего контакта переменного резистора, при помощи осциллографа убедитесь в том, что длительность вспышек светодиодов изменяется от нулевой до максимальной. Обратите внимание, что частота в сотни Гц не воспринимается человеческим зрением, и в процессе изменения  $U_{\text{ВХ}}$  субъективно меняется не длительность вспышек, а яркость свечения.

8. Используя осциллограф и мультиметр, подключенный к  $U_{\text{ВХ}}$ , снимите зависимость коэффициента заполнения сигнала  $U_{\text{ВЫХ}}$  от напряжения на скользящем контакте потенциометра  $U_{\text{ВХ}}$  и сравните ее с рассчитанной по соотношению (139). Учтите, что  $t_{\text{и}}$  не может принимать значений меньше нуля и больше периода опорного сигнала  $T$ .

9. Подключите лабораторный генератор к цепи  $U_{\text{ВХ}}$  (частота 0.5-1 Гц, амплитуда 4-5 В) и получите автоматически изменяющуюся яркость свечения светодиодов.

## 15. УМЗЧ АВ-КЛАССА С МИКРОФОННЫМ ВХОДОМ

### 15.1. Краткое описание лабораторной работы

1. В лабораторной работе исследуется схема двухтактного усилителя мощности звуковой частоты (УМЗЧ) с использованием ОУ TL082.
2. В качестве источника сигнала используется электретный микрофон и лабораторный генератор сигналов, в качестве нагрузки устанавливается динамическая головка импедансом 6 Ом.
3. Исследуется АЧХ построенного УМЗЧ, проводятся наблюдения микрофонного эффекта.

### 15.2. Основные теоретические сведения

По способу работы с входным сигналом и принципу построения усилительных каскадов усилители мощности звуковой частоты разделяются на следующие основные **классы**:

1. Аналоговые, класс А.
2. Аналоговые, класс В.
3. Аналоговые, класс АВ.
4. Аналоговые, класс С.
5. Импульсные и цифровые, класс D.

Аналоговые усилители, по сути, отличаются только углом отсечки входного сигнала, т.е. выбором так называемой «рабочей точки». Под углом отсечки понимается такая фаза входного синусоидального сигнала, при которой транзисторы в выходном усилительном каскаде меняют режим работы (отсечки или насыщения).

В одноктактных усилителях мощности, т.е. в усилителях, построенных на одном транзисторе (аналогично лабораторной работе № 3) применяется только **режим класса А**. Усилители классов В и АВ как правило двухтактные. Усилители класса А работают без отсечки сигнала на наиболее линейном участке вольтамперной характеристики усилительных элементов. Это обеспечивает минимум нелинейных искажений, причем как на номинальной мощности, так и на малых мощностях. Недостатком этого класса является низкий КПД и высокий уровень потерь вследствие нагрева усилительных элементов: транзисторы никогда не переходят ни в режим насыщения, ни в режим отсечки. Их динамическое сопротивление всегда конечно и рассеиваемая мощность больше нуля. В среднем КПД усилителя класса А составляет 15-30%, а потребляемая мощность не зависит от величины выходной мощности. Мощность рассеяния максимальна при малых сигналах на выходе. Схема типичного усилителя класса А аналогична показанной на рис. 33, б.

**В усилителях класса В** элементы работают с отсечкой 90 градусов, т.е. транзисторы переходят в отсечку, когда фаза входного синусоидального сигнала равна  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  и т.д. Для обеспечения такого режима работы усилителя используется двухтактная схема, когда каждая часть схемы, фактически, представляющая собой эмиттерный повторитель, усиливает свой полупериод сигнала, условно – положительный (выходное напряжение больше нуля) и отрицательный (см. рис. 120, а). Основной недостаток усилителей класса В – наличие искажений из-за ступенчатого перехода от одной полуволны к другой, когда один транзистор переходит из активного режима в отсечку, а второй – из отсечки в активный режим, и существует промежуток времени, когда оба транзистора находятся в режиме отсечки. В этот момент ток через нагрузку не протекает, а напряжение на выходе находится в районе нуля вместо того, чтобы принимать малые ненулевые значения. Из-за этого при малых уровнях входного сигнала нелинейные искажения (т.е. искажения, связанные с тем, что зависимость выходного уровня напряжения от входного отклоняется от линейного закона) достигают своего максимума. Достоинством усилителя класса В можно считать высокий КПД, превышающий 50%. Потребляемая мощность усилителя пропорциональна выходной мощности, и при отсутствии сигнала на входе она практически равна нулю (ее величина определяется током, протекающим не через выходные транзисторы, а через вспомогательные элементы).

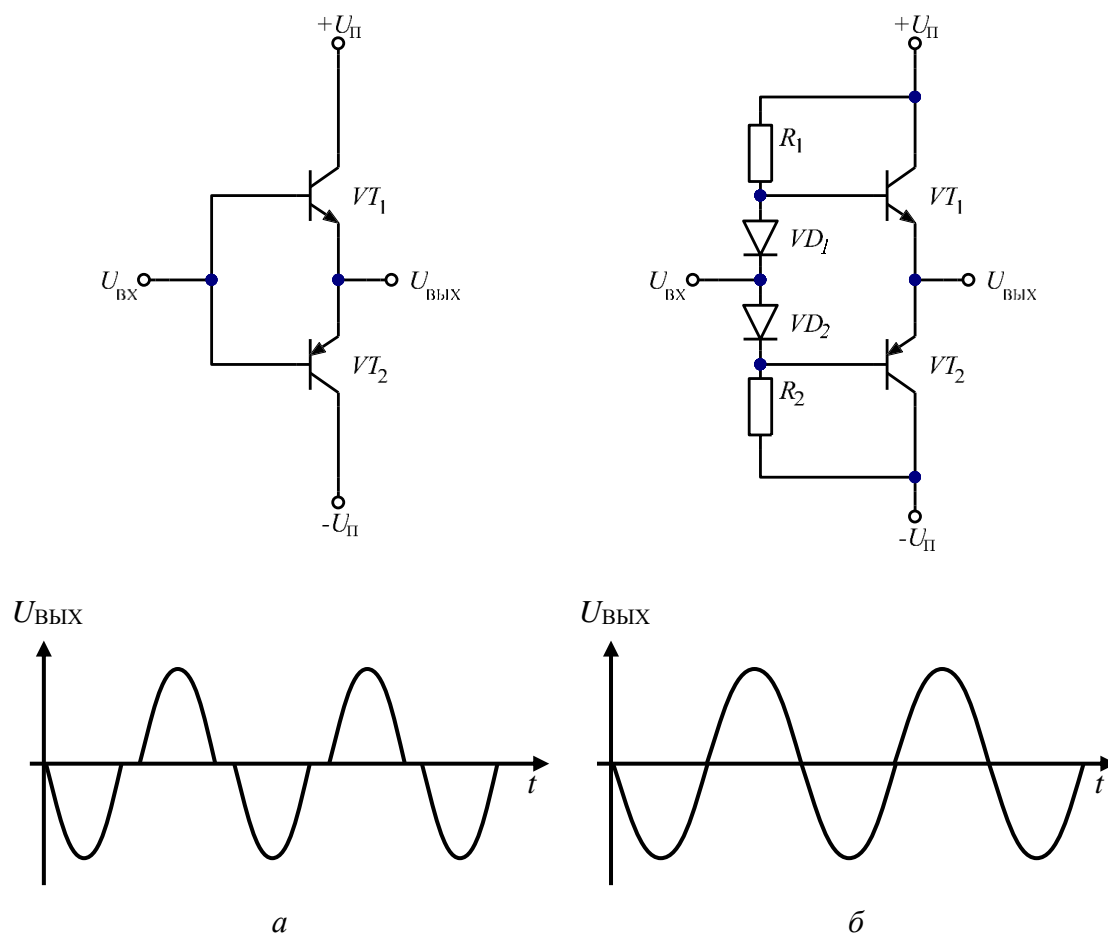


Рис. 120. Упрощенные схемы усилителей класса В (а) и АВ (б) и форма сигналов на их выходах

**Усилители класса АВ** – это попытка объединить достоинства усилителей А- и В-класса, т.е. добиться высокого КПД и приемлемого уровня нелинейных искажений. Для того чтобы избавиться от ступенчатого перехода при переключении усилительных элементов оба транзистора постоянно удерживаются в активном режиме, близком к режиму отсечки. Чем больше глубина открытия транзисторов в состоянии покоя, тем ближе усилитель к классу А. Если же существенно снизить ток покоя выходного двухтактного каскада, режим работы схемы будет близок к классу В с его достоинствами и недостатками. Регулировать ток покоя типичного усилителя класса АВ (см. Рис. 120, б) позволяют резисторы  $R_{1,2}$ , обычно одинакового номинала. Диоды стараются подобрать так, чтобы их ВАХ были близки к ВАХ базо-эмиттерных переходов транзисторов. Чем меньше сопротивления резисторов, тем больше степень открытия базо-эмиттерных переходов транзисторов и выше сквозной ток через усилительный каскад. Вместе с тем, при большом токе покоя режим отсечки практически отсутствует, и искажения малы. Среди аналоговых усилителей режим работы класса АВ встречается чаще всего.

Таблица 18. Сравнение основных характеристик аналоговых усилителей

Характеристики	А	В	АВ
Максимальный КПД	50%	78%	Зависит от режима
Реальный КПД	15-30%	50-60%	40-50%
Нелинейные искажения	малые	высокие	средние
Потребляемая мощность	постоянная	зависит от выходной	зависит от выходной

**Класс G** является весьма специфическим и подробно рассматриваться не будет. В схемах класса G напряжение питания выходного каскада варьируется в зависимости от уровня

усиливаемого сигнала. При работе такие схемы увеличивают напряжение питания при высоких амплитудах сигнала и уменьшают при низких, с заранее оговоренным быстродействием. Это позволяет повысить КПД схемы при работе с малыми сигналами.

Самый популярный тип усилителей в настоящее время – усилители класса D. Фактически, они представляют собой силовые ШИМ- или  $\Sigma\Delta$ -преобразователи, идеологически аналогичные рассмотренному в лабораторной работе №14. Как было сказано выше, тот же ШИМ-модулятор может быть полностью цифровым, т.е. опорным сигналом в нем является число, а уровень выходного напряжения задается вторым числом. Естественным образом подавляющее большинство аудиотехники, не входящий в класс высококачественного оборудования Hi-End, строится по этому принципу, а преобразование информации из цифрового вида в аналоговый может вообще отсутствовать. КПД этих схем достигает 98%. Из недостатков отметим наличие в выходном сигнале спектральной составляющей, соответствующей несущей частоте ШИМ и вообще, сравнительную шумность усилителей.

Под звуковыми частотами в аудиотехнике принято подразумевать диапазон 20 Гц – 20 кГц. В принципе, обе эти частоты лежат за пределами отчетливо воспринимаемого человеческим слухом, и способность аудиоаппаратуры воспроизводить такие частоты обеспечивает весьма высокий субъективно воспринимаемый уровень качества звука. Техника, обладающая, помимо прочего, способностью одинаково хорошо усиливать сигналы в указанном частотном диапазоне, соответствует стандартам Hi-Fi (от англ. High Fidelity – «высокая точность»).

Часто применяется термин «голосовые частоты». Считается, что человеческая речь хорошо различима, если запись или трансляция обеспечивает приемлемую равномерность АЧХ в диапазоне от 300 Гц до 3400 кГц. Подобный диапазон частот принят как минимально допустимый в телефонии, при разработке громкоговорителей и т.д.

Для воспроизведения звука используются, в основном, динамические головки. Они представляют собой, фактически, электромагниты, приводящие в движение объект конической формы, называемый диффузором. Перемещение диффузора, на котором закреплена обмотка, относительно неподвижного постоянного магнита пропорциональна току, протекающему через головку, и, в свою очередь, напряжению на выходе УМЗЧ. Диффузор, в свою очередь, создает звуковую волну, воспринимаемую человеком. Как правило, обеспечить равномерную АЧХ динамической головки в полном звуковом диапазоне частот не удастся, т.к. для колебаний с частотой в 10-20 кГц диффузор должен иметь высокую жесткость и малую массу, а для эффективного воспроизведения низких частот требования обратные. В этой связи качественные акустические системы обычно содержат 2-3 динамические головки разных типов, включенные параллельно через фильтры (так наз. «кроссоверы»). Динамические головки подбираются так, чтобы обеспечить максимальную равномерность АЧХ в широком диапазоне частот. Большое значение имеет и акустическое оформление динамических головок – геометрия корпуса акустической системы и т.д.

Для преобразования звука в электрический сигнал с высоким качеством чаще используют динамические микрофоны. Принцип их действия аналогичен физике динамической головки, но микрофон работает в качестве генератора тока, осуществляя обратное преобразование. Однако более популярными, чувствительными и компактными являются электретные микрофоны, обладающие, как правило, несколько худшими показателями АЧХ. Электретный микрофон представляет собой конденсатор, одна из обкладок которого колеблется под воздействием звуковой волны. Вторая обкладка неподвижна и обладает некоторым поверхностным зарядом, который удерживается благодаря свойствам материала обкладки (электрета). Колебания подвижной обкладки вызывают протекание переменного тока через этот конденсатор. Часто в электретные микрофоны встраивается предусилитель на полевом транзисторе. Для преобразования меняющегося сопротивления канала этого транзистора в напряжение такой микрофон требует наличия резистора, который формирует вместе с транзистором своего рода делитель напряжения.

### 15.3. Задание на выполнение работы

1. Перед сборкой схемы выставьте напряжение на обоих каналах лабораторного блока питания, контролируя его значение непосредственно на плате стенда при помощи мультиметра, на уровень 10 В. При этом выходное напряжение лабораторного блока питания ввиду наличия защитных диодов в плате составит приблизительно 10.7 В на каждом из каналов.

2. Переведите лабораторный блок питания **в режим отображения токов** каналов. Установите оба регулятора **тока** лабораторного блока питания на ноль. Лабораторный блок питания перейдет в режим стабилизации тока. Закоротите монтажными проводами линии  $+U_{\Pi}$  и  $-U_{\Pi}$  с землей. Плавно вращая регуляторы тока в сторону увеличения для одного, а затем – для второго канала, установите максимальный ток лабораторного блока приблизительно на 100 мА. **В процессе регулирования не допускайте протекания тока короткого замыкания свыше 1А, т.к. это выведет из строя защитные цепи платы стенда.**

Данные действия необходимы для того, чтобы ограничить максимальный ток потребления схемы, т.к. при ее сборке с ошибками не исключен выход транзисторов из строя из-за перегрева.

3. Соберите схему, показанную на Рис. 121, подключив к ней генератор (микрофон не подключайте).

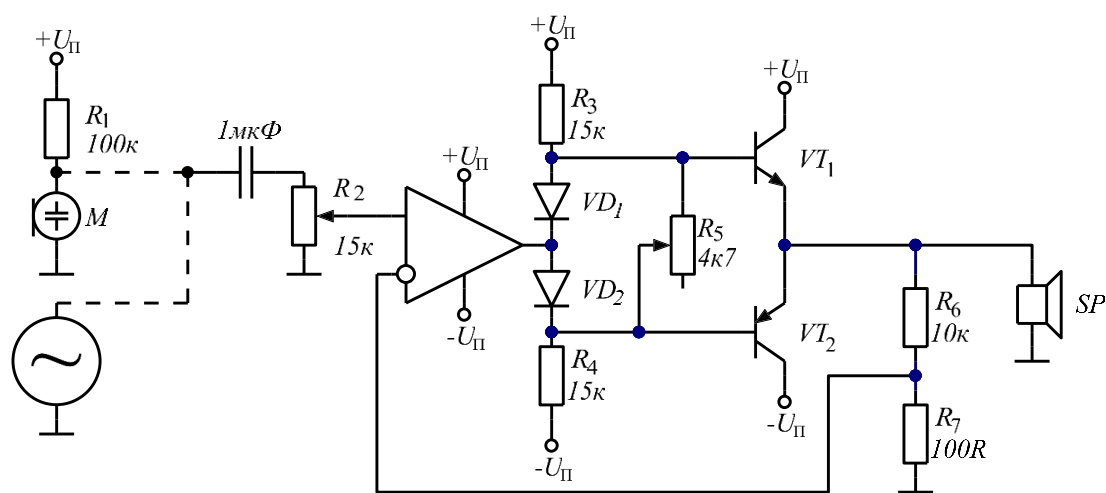


Рис. 121. УМЗЧ АВ-класса

При отсутствии резистора  $R_5$  ток покоя усилителя (ток, протекающий через коллекторы транзисторов  $VT_{1,2}$  при нулевом входном и выходном напряжении) задается резисторами  $R_{3,4}$  номиналом 15 кОм. Ток, протекающий через  $R_{3,4}$ , составляет, приблизительно,  $(20 \text{ В} - 2 \cdot 0.7 \text{ В}) / (2 \cdot 15 \text{ кОм}) \approx 0.6 \text{ мА}$ . При идентичности базово-эмиттерных переходов транзисторов  $VT_{1,2}$  и диодов  $VD_{1,2}$ , этот ток разделяется на две равные части. Одна из них, величиной 0.3 мА соответственно, протекает через базово-эмиттерные переходы транзисторов, а другая – через диоды.

Приняв  $\beta \approx 100$ , вычислим ток покоя выходного усилительного каскада в отсутствии  $R_5$  как  $0.3 \text{ мА} \cdot 100 = 30 \text{ мА}$ . В таком режиме получаем усилитель, близкий по характеристикам к классу А с низким КПД и низкими искажениями. Резистор  $R_5$ , установленный показанным на схеме образом, отбирает часть тока базовой цепи, позволяя удобным способом регулировать ток покоя каскада. Если диоды  $VD_{1,2}$  и базово-эмиттерные переходы работают на растущей ветви ВАХ, падение напряжения на  $R_5$  достигает  $2 \cdot 0.7 = 1.4 \text{ В}$ , а ток через  $R_5$  должен составить  $1.4 / 4700 \approx 0.3 \text{ мА}$ . Из этой численной оценки можно сделать вывод, что даже при установке  $R_5$  на его полное сопротивление 4.7 кОм ток покоя каскада должен снизиться как минимум вдвое. Если же установить сопротивление  $R_5$  на ноль, без воздействия ОУ оба транзистора заперты и не рассеивают мощности вообще. Вместе с тем, такой режим работы схемы имеет недостаток в виде искажений усиливаемого сигнала в моменты времени, когда выходное напряжение близко к нулю, т.е. мы получаем усилитель класса В с высоким КПД и большими искажениями выходного сигнала.

Резистор  $R_2$  осуществляет предварительное деление входного сигнала, регулируя уровень напряжения на выходе (т.е. громкость). Собственный коэффициент усиления выходного каскада составляет  $(1 + R_6 / R_7) = (1 + 10000/100) = 101$ .

4. Перед началом экспериментов установите сопротивление  $R_5$  на минимум (0 Ом),  $R_2$  – в среднее положение. Канал №1 осциллографа подключите к неинвертирующему входу ОУ, канал №2 – к выходу схемы. Синхронизация – по каналу №2. Подключите к схеме в качестве нагрузки динамическую головку, выданную преподавателем.

5. Подключите к схеме лабораторный генератор сигналов, установив на его органах управления минимально возможную амплитуду напряжения (показания на дисплее – 0.01 В), и частоту, равную максимальной частоте воспринимаемого человеком звукового диапазона (20 кГц). Форма сигнала – синусоидальная.

6. Включите генератор и питание платы, установите при помощи резистора  $R_2$  такой уровень громкости, при котором на выходе схемы не возникает клиппинга (искажений) на максимумах и минимумах синусоидального сигнала. Проконтролируйте при помощи блока питания ток потребления схемы – он должен лежать в пределах 50-60 мА.

7. Сфотографируйте или зарисуйте осциллограмму на экране (входной сигнал, выходной сигнал, так, чтобы в экран помещалось 3-4 периода синусоидальных колебаний). В случае чрезвычайной зашумленности малого входного сигнала аттенуатор щупа канала №1 установите на «1х» (соответственно настроив канал №1), используйте функции усреднения осциллографа (меню Acquire) и ограничьте полосу канала №1 величиной 20 МГц.

8. Настройте степень открытия транзисторов двухтактного каскада в состоянии покоя. Для этого плавно увеличивайте сопротивление резистора  $R_5$  до тех пор, пока не исчезнут искажения («ступеньки») выходного сигнала в районе околонулевых его значений. Затем зарегистрируйте еще одну осциллограмму аналогично п. 7.

9. Измерьте нормированную АЧХ полученного усилителя мощности в диапазоне звуковых частот не уже 20 Гц-20 кГц. Для этого изменяйте частоту, варьируя ее шаг для каждого порядка (например, через 10 Гц от 20 до 100 Гц, затем через 100 Гц до 1 кГц, затем через 1 кГц до 20 кГц), не более 20-30 точек, и всякий раз регистрируйте удвоенный размах амплитуды на **выходе** усилителя. Особое внимание уделите диапазону 10-20 кГц. При обработке данных разделите все значения амплитуды на ее максимальное значение и постройте график коэффициента усиления схемы (0-100%) от частоты (20 Гц – 20 кГц). В процессе измерения АЧХ оцените субъективно минимальную и максимальную частоту, которую способна воспроизводить динамическая головка, и внесите их в протокол.

10. Установите регулятор громкости усилителя ( $R_2$ ) на минимум. Отключите питание схемы. Отключите лабораторный генератор, подключите к схеме электретный микрофон, выданный преподавателем. Включите питание схемы. Говорите в микрофон, плавно увеличивая громкость. Направив микрофон на динамическую головку, наблюдайте «микрофонный эффект» – возбуждение усилителя, возникающее в случаях, когда на его вход через динамик и микрофон попадает сигнал с его же выхода. Обратите внимание, что особенности микрофонного эффекта связаны как с АЧХ использованных микрофона и динамика, так и с акустическим оформлением этих компонентов (расстоянием между ними, наличием каких-то предметов, ориентацией и т.п.).