

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Факультет радиотехники и радиоэлектроники

Кафедра электроники

**С. М. Сацук, В. Н. Путилин**

## **ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ. ИНДИВИДУАЛЬНЫЕ ЗАДАНИЯ ДЛЯ СТУДЕНТОВ ЗАОЧНОЙ ФОРМЫ ОБУЧЕНИЯ**

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики  
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия  
для специальностей 1-39 02 02 «Проектирование и производство  
программно-управляемых электронных средств», 1-39 03 01 «Электронные  
системы безопасности», 1-39 03 02 «Программируемые мобильные системы»*

УДК 621.37/39(076)  
ББК 32.84я73  
С22

**Р е ц е н з е н т ы:**

кафедра электротехники и электроники Белорусского национального  
технического университета (протокол №10 от 22.01.2019);

доцент кафедры автоматизации производственных процессов  
и электротехники учреждения образования  
«Белорусский государственный технологический университет»  
кандидат технических наук, доцент И. О. Оробей

**Сацук, С. М.**

С22 Основы радиоэлектроники. Индивидуальные задания для  
студентов заочной формы обучения : учеб.-метод. пособие /  
С. М. Сацук, В. Н. Путилин. – Минск : БГУИР, 2020. – 122 с. : ил.  
ISBN 978-985-543-524-3.

Содержит теоретический материал, включающий три раздела, по каждому  
из которых выполняется контрольная работа.

Представлены рабочая программа, методические указания и контрольные зада-  
ния. Рекомендуются также студентам радиотехнических специальностей, изучающим  
дисциплины «Электронные приборы и устройства» и «Техническая электроника».

**УДК 621.37/39(076)  
ББК 32.84я73**

**ISBN 978-985-543-524-3**

© Сацук С. М., Путилин В. Н., 2020  
© УО «Белорусский государственный  
университет информатики  
и радиоэлектроники», 2020

## Содержание

Введение .....	4
1. Рабочая программа и методические указания по изучению курса «Основы радиоэлектроники» .....	6
1.1. Общие сведения о радиоэлектронике.....	6
1.2. Основы теории линейных и нелинейных цепей.....	9
1.3. Аналоговые устройства .....	11
1.4. Цифровые устройства .....	14
1.5. Радиопередающие устройства.....	19
2. Примерный перечень практических заданий .....	22
3. Методические указания по выполнению контрольной работы №1 «Расчет параметров аналоговых устройств» .....	23
4. Задания к контрольной работе №1 .....	44
5. Методические указания по выполнению контрольной работы №2 «Расчет параметров нелинейных и импульсных радиоэлектронных устройств» .....	50
6. Задания к контрольной работе №2 .....	74
7. Методические указания по выполнению контрольной работы №3 «Расчет элементов схем, параметров и характеристик логических электронных элементов и устройств» .....	77
8. Задания к контрольной работе №3 .....	108
9. Задания к самостоятельной работе .....	119
Контрольные вопросы.....	120
Литература.....	121

## Введение

Цель курса «Основы радиоэлектроники» состоит в изучении основ теории сигналов, электрических цепей, принципов работы и характеристик полупроводниковых приборов, основ построения аналоговых, импульсных, аналого-цифровых и цифровых устройств, принципов проектирования радиоэлектронных устройств и систем на базе достижений современной микроэлектроники. Рассматриваются перспективы развития радиоэлектроники, формулируются насущные задачи современных направлений данной области науки и техники.

Изучение дисциплины «Основы радиоэлектроники» должно опираться на содержание следующих дисциплин: «Высшая математика» (дифференциальное и интегральное исчисление, дифференциальные уравнения, функции комплексной переменной); «Физика» (электричество, магнетизм, электромагнитные волны, квантовая физика, физика твердого тела), «Электротехника» (теория линейных и нелинейных электрических цепей).

Темы выполняемых заданий в учебно-методическом пособии расположены в порядке, раскрывающем основные определения и понятия в аналоговой и цифровой схемотехнике: биполярные и полевые транзисторы, базовые устройства приема и передачи информации, цифровые сигналы и устройства, цифровая логика, синтез, устройства цифровой обработки информации, которые показывают роль и значение функциональной электроники в построении новых систем автоматики и передачи информации как научно-технического направления.

Целью выполнения контрольных работ является закрепление теоретического материала дисциплины «Основы радиоэлектроники» и приобретение навыков анализа работы электронных приборов, аналоговых, импульсных и цифровых электронных устройств. В целом материалы, представленные в данном учебно-методическом пособии, отвечают рабочей программе в соответствии с требованиями образовательных стандартов.

В результате изучения курса «Основы радиоэлектроники» студент должен **знать:**

- основные типы электрических сигналов и их спектры;
- принцип работы и простейшие схемотехнические решения основных радиоэлектронных устройств;
- современное состояние и тенденции развития радиоэлектронных устройств;

**уметь:**

- выполнять расчет спектральных характеристик сигналов;
- выполнять анализ простейших радиоэлектронных устройств;
- использовать научно-техническую информацию, отечественный и зарубежный опыт по тематике исследования;
- выполнять экспериментальные или теоретические исследования, направленные на решение научно-исследовательских задач с использованием современных методов моделирования, расчета и исследования;

**владеть:**

- навыками работы с аппаратурой, используемой для исследования характеристик и параметров радиоэлектронных устройств;
- навыками работы с технической литературой, справочниками, стандартами, технической документацией по радиоэлектронным устройствам.

Номера вариантов задач контрольных работ определяются по двум последним цифрам номера зачетной книжки. Каким образом использовать эти цифры, указано в условии каждой задачи и в таблицах с вариантами исходных данных.

Контрольная работа может быть выполнена в обычной ученической тетради в клетку, аккуратно оформлена и разборчиво написана на одной стороне каждого листа, т. е. на правой странице развернутой тетради. Левая страница должна быть оставлена чистой, она предназначена для внесения студентом исправлений и дополнений по результатам замечаний рецензента, что облегчает работу над ошибками как самому студенту, так и рецензенту при повторном рецензировании. Страницы следует пронумеровать, разлинейть поля шириной 3 см. На обложке тетради должен быть наклеен и заполнен адресный бланк, а на первой странице тетради – титульный бланк. Допускается оформлять контрольную работу с использованием ПЭВМ: при этом распечатка выполняется на листах бумаги формата А4 в книжной ориентации с учетом перечисленных требований.

Графики и чертежи выполняются на миллиметровой бумаге с соблюдением правил ЕСКД и ГОСТ. В виде исключения допускается выполнять графики и чертежи непосредственно на клетчатых листах тетради, если размер клетки 5 мм и построения выполнены с точностью, не меньшей чем на миллиметровой бумаге. Все графики, чертежи, рисунки и таблицы должны быть пронумерованы.

Расчетные формулы должны приводиться в тексте работы в общем виде с объяснением буквенных обозначений. Все числовые значения необходимо подставлять в формулы в единицах СИ (вольт, ампер, ом, секунда и т. д.) либо указывать единицы измерения. Результат расчета по каждой формуле должен приводиться с указанием единицы измерения полученной величины (кроме тех случаев, когда рассчитывается безразмерная величина).

Решение задач должно сопровождаться пояснениями по каждому пункту задания. Пояснения могут быть более краткими, чем в приводимых в данном пособии решениях задач, но должны являться достаточно полными для описания выполняемых действий.

В конце работы должна быть перечислена литература, использованная при решении задач. В качестве примера оформления списка литературы можно использовать список литературы из данного в учебно-методическом пособии. Обязательно указание даты выполнения работы.

# 1. РАБОЧАЯ ПРОГРАММА И МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ИЗУЧЕНИЮ КУРСА «ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

## 1.1. Общие сведения о радиоэлектронике

### 1.1.1. Задачи и направления радиоэлектроники

Радиоэлектроника как область науки и техники. Основные направления современной радиоэлектроники. Структурная схема радиоканала. Связь частоты сигнала с длиной электромагнитной волны. Диапазоны частот в радиоэлектронике. Объем сигнала и пропускная способность канала связи.

*Литература:* [1, с. 4–6; 2, с. 5–13; 7, с. 242–247].

Необходимо ознакомиться с краткой историей развития радиоэлектроники, основными областями ее применения, с задачами, стоящими перед ней, и путями их решения. Следует обратить внимание на значение элементной базы в развитии радиоэлектроники. Изучить диапазон частот, используемых в радиоэлектронике, и уметь объяснить назначение узлов функциональной схемы радиоэлектронной системы передачи и приема информации.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Приведите краткие сведения из истории развития радиоэлектроники.
2. Зачем нужны высокочастотные электромагнитные колебания и какие основные диапазоны волн используются в радиоэлектронике?
3. Что составляет элементную базу радиоэлектроники и какие изменения произошли при ее развитии?
4. Нарисуйте схему обобщенного радиоэлектронного канала связи.
5. Зачем нужны модуляция и демодуляция?

### 1.1.2. Сигналы и спектры

Классификация сигналов. Гармонические колебания и их описание. Гармонический анализ периодических и непериодических сигналов. Ряд Фурье. Понятие о спектральной плотности. Интегральные преобразования Фурье. Примеры сигналов со сплошным и дискретным спектрами.

Радиосигналы. Сигналы с амплитудной, угловой и смешанной модуляцией. Ширина спектра радиосигнала. Распределение мощности в спектре. Манипулированные сигналы. Теорема Котельникова. Квантование и дискретизация непрерывных сигналов. Цифровое представление сигнала. Импульсно-модулированные колебания. Случайные сигналы. Их свойства и математическое описание. Основные статистические характеристики случайных сигналов. Корреляционная функция. Понятие о корреляционном анализе. Помехи, их свойства и математическое описание. Основные статистические характеристики случайных процессов.

*Литература:* [1, с. 434–475; 2, с. 13–35; 4, с. 222–248; 6, с. 38–65, 92–114, 119–127, 142–164].

Передача информации в радиоэлектронике осуществляется с помощью сигналов, которые могут быть периодическими и непериодическими, непре-

рывными и дискретными, регулярными и случайными. Следует разобраться в определениях и классификации этих сигналов.

При анализе периодических и непериодических сигналов пользуются разложением их по системе тригонометрических функций кратных аргументов (ряд Фурье и преобразования Фурье), которое позволяет связать как сигнал с его спектром, так и спектр с сигналом.

Необходимо изучить спектры периодической последовательности прямоугольных импульсов, одиночного прямоугольного импульса, знать связь между спектральным составом сигнала и его длительностью и частотой повторения, уметь формулировать основные теоремы о спектрах.

Необходимо отметить, что полезные сигналы (речевой, телевизионный, импульсный, радиолокационный), как и белый шум, являются случайными процессами, для описания которых используется аппарат теории вероятностей: плотность вероятностей, математическое ожидание, дисперсия, ковариационная, корреляционная функции.

*Вопросы для самопроверки:*

1. В какой взаимосвязи находятся понятия «информация», «сообщение» и «сигнал»?
2. Приведите классификацию сигналов.
3. Как можно описать детерминированный сигнал?
4. Дайте определения понятиям периодического и непериодического сигналов.
5. Какие характеристики исчерпывающим образом определяют структуру частотного спектра периодического сигнала?
6. Назовите основные формы записи ряда Фурье.
7. Как изменится спектр периодического сигнала, если период его повторения устремить в бесконечность?
8. Зависит ли ширина спектра последовательности прямоугольных видеоимпульсов от частоты следования этих импульсов?
9. Сформулируйте теорему В. А. Котельникова.
10. Как зависит ширина спектра импульса от его длительности?
11. Назовите основные свойства спектров периодических и непериодических сигналов.
12. Назовите основные свойства стационарного случайного процесса.
13. Каким образом связаны спектральная плотность случайного сигнала и время корреляции?
14. В чем состоит существенное различие спектрального анализа детерминированных и случайных сигналов?

### **1.1.3. Характеристики радиоэлектронных цепей.**

#### **Четырехполюсники**

Классификация электрических цепей. Пассивные элементы радиочепей и их свойства. Модели дискретных и интегральных пассивных элементов. Воздействие, реакция, понятие о характеристике цепи. Пассивные и активные це-

пи. Особенности цепей в интегральном исполнении. Задачи анализа и синтеза цепей.

Пассивные и активные четырехполосники. Основные уравнения, параметры и эквивалентные схемы четырехполосника. Комплексные функции передачи, входные функции и их связь с параметрами четырехполосника.

Передача максимальной мощности в нагрузку, условия согласования импедансов. Свойства простейших четырехполосников:  $RC$ ,  $RL$ , линейного трансформатора.

*Литература:* [1, с. 43–47; 2, с. 13–35; 4, с. 222–248].

Необходимо ознакомиться с пассивными и активными цепями, основными областями их применения. Следует обратить внимание на свойства простейших четырехполосников:  $RC$ ,  $RL$ , линейного трансформатора, условия передачи максимальной мощности в нагрузку и согласования импеданса.

*Вопросы для самопроверки:*

1. По какому признаку элементы радиоэлектронных цепей делятся на пассивные и активные?
2. Приведите примеры пассивных и активных радиоэлектронных цепей.
3. Дайте определения понятиям «воздействие» и «реакции на воздействие».
4. Если в данной цепи выполняется принцип суперпозиции, то является ли она линейной?
5. Могут ли в линейных системах в процессе преобразования сигнала появиться частоты, отсутствующие во входном сигнале?

#### **1.1.4. Общие сведения о полупроводниковых приборах**

Электропроводность полупроводников, образование и свойства  $p$ - $n$ -перехода. Классификация полупроводниковых приборов. Полупроводниковые резисторы. Полупроводниковые диоды и описание их вольт-амперных характеристик.

Устройство и принцип действия биполярного транзистора (БТ). Классификация, режимы работы БТ. Коэффициент передачи по току. Схемы включения транзистора с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК). Система  $H$ -параметров и статические вольт-амперные характеристики транзистора в схеме включения с ОЭ. Эквивалентные схемы БТ для большого и малого сигналов. Полевые транзисторы. Классификация и устройство, основные характеристики. Схемы включения полевых транзисторов. Сравнение характеристик полевых и биполярных транзисторов.

*Литература:* [1, с. 78–97; 2, с. 43–75; 4, с. 252–288].

Необходимо ознакомиться с физическими основами работы электронных приборов, основными свойствами и характеристиками. Основное внимание уделить принципам работы и параметрам электрических переходов.



*Вопросы для самопроверки:*

1. Объясните устройство и принцип работы биполярного транзистора.
2. Объясните структуру и принцип работы диодов Шотки и туннельных диодов.
3. Объясните температурные свойства полупроводниковых приборов.

## **1.2. Основы теории линейных и нелинейных цепей**

### **1.2.1. Характеристики линейных цепей**

Особенности анализа линейных цепей при гармоническом воздействии.

Определения входных, выходных и передаточных комплексных функций. Годограф. Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики.

Частотные характеристики и годограф простейших  $RC$ - и  $RL$ -цепей, резонансных последовательных, параллельных, связанных контуров. Влияние сопротивления источника сигнала и нагрузки на характеристики контура, частичное включение. Влияние паразитных явлений, связей и отклонений параметров элементов на характеристики цепей.

Спектральный метод анализа прохождения сигналов через линейные цепи.

*Литература:* [1, с. 14–76; 2, с. 35–116; 3, с. 8–46; 4, с. 14–30].

При изучении основных понятий радиоэлектронных цепей следует иметь в виду, что комплекс рассматриваемых в радиоэлектронике физических явлений описывается тремя типами дифференциальных уравнений, различающихся по свойствам и способам решения: линейными уравнениями с постоянными коэффициентами; линейными уравнениями с переменными коэффициентами; нелинейными уравнениями.

В соответствии с этими тремя типами уравнений различают линейные, параметрические и нелинейные цепи.

Физически под линейной понимают цепь, параметры которой не изменяются во времени и не зависят от токов и напряжений, действующих в цепи; параметры параметрической цепи также не зависят от токов и напряжений, действующих в этой цепи, но они изменяются во времени; цепь, параметры которой зависят от токов и напряжений, действующих в ней, называется нелинейной.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Какая радиоэлектронная цепь является линейной?
2. Какие характеристики имеет параметрическая и нелинейная цепь?
3. В чем состоит основное отличие нелинейной цепи от линейной?
4. Приведите основные характеристики и способы расчета линейных цепей.

### **1.2.2. Фильтры**

Основные понятия и определения. Фильтры нижних, верхних частот, полосовой и режекторный. Схемы электрических фильтров и методы расчета по характеристическим и рабочим параметрам. Характеристики фильтра без потерь.

Понятие о синтезе многосвязных фильтров. Фильтры с сосредоточенной селекцией. Понятие о пьезоэлектрических, электромеханических фильтрах, эквивалентные схемы.

Активные  $RC$ -фильтры. Основные определения и схемы активных фильтров. Преимущества активных фильтров.

Избирательные цепи. Частотные характеристики последовательного и параллельного контуров. Связанные контуры. Современные линейные фильтры, основанные на достижениях микроэлектроники, акустоэлектроники и пр.

*Литература:* [1, с. 54–62; 2, с. 35–116; 3, с. 8–46; 4, с. 14–30].

Необходимо ознакомиться с частотными характеристиками простейших  $RC$ - и  $RL$ -цепей, резонансных последовательных, параллельных, связанных контуров. Следует обратить внимание на активные  $RC$ -фильтры и их преимущества.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Какие фильтры имеют наибольшую добротность?
2. Приведите параметры и характеристики фильтра, показывающие способность выделения заданной полосы частот.
3. Как изменяется коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания идеального фильтра?
4. Опишите основные определения и схемы активных фильтров. Назовите преимущества активных фильтров.

### 1.2.3. Цепи с распределенными параметрами

Если линейные размеры линейной цепи соизмеримы с длиной волны действующего в ней сигнала, то такая цепь называется цепью с распределенными параметрами и описывается линейными дифференциальными уравнениями в частных производных.

Цепи с распределенными параметрами. Бегущие, стоячие и смешанные волны. Режимы холостого хода и короткого замыкания. Использование длинных линий в качестве трансформаторов сопротивлений, колебательных контуров, линий задержки формирователей импульсов. Элементы с распределенными параметрами в микроэлектронике.

*Литература:* [1, с. 62–74; 2, с. 35–116; 4, с. 14–30].

Необходимо изучить основные характеристики цепей с распределенными параметрами и волновой характер изменения бегущих, стоячих и смешанных волн по длине линии.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Почему модели (эквивалентные схемы) дискретных или интегральных пассивных элементов радиоэлектронной цепи могут принимать разный вид в зависимости от частоты действующих в цепи сигналов?
2. Нарисуйте структуру и виды волн в линиях передачи с распределенными параметрами.

#### 1.2.4. Нелинейные цепи

Особенности анализа сигналов в нелинейных цепях. Описание характеристик нелинейных элементов точными и приближенными (аппроксимирующими) функциями. Аппроксимация характеристик степенными полиномами и кусочно-линейными функциями. Анализ спектров откликов нелинейных элементов при полиномиальной и кусочно-линейной аппроксимациях.

Обогащение спектра сигнала на выходе нелинейного элемента. Режимы преобразования сигнала: умножение частоты; нелинейное усиление; амплитудная модуляция, детектирование, выпрямление, преобразование вверх и вниз.

*Литература:* [1, с. 72–76; 2, с. 195–211; 3, с. 444–459].

Следует обратить внимание на то, что задача аппроксимации характеристик нелинейных элементов состоит из двух частей: выбора типа аппроксимирующей функции и определения ее коэффициентов. При анализе нелинейных цепей следует иметь в виду, что успешное его проведение зависит от того, насколько оптимальным оказался выбор типа аппроксимирующей функции применительно к используемому методу гармонического анализа. Необходимо объяснить возможность обогащения спектра сигнала на выходе нелинейного элемента и особенности режимов преобразования сигналов в нелинейных элементах.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Чем отличаются графические методы решения нелинейных задач от аналитических?
2. Что понимается под углом отсечки?
3. Приведите примеры применения графических и аналитических методов при решении конкретных нелинейных задач.
4. Какой метод гармонического анализа является оптимальным при аппроксимации характеристик полиномом  $n$ -й степени?
5. Какой метод гармонического анализа является оптимальным при аппроксимации характеристик ломаной прямой?
6. Объясните принцип работы параметрического усилителя.

### 1.3. Аналоговые устройства

#### 1.3.1. Классификация и параметры аналоговых устройств

Общие сведения об областях применения аналоговых устройств. Особенности цифровых и аналоговых устройств радиоэлектронной аппаратуры. Тенденции комплексной микроминиатюризации радиотехнических цепей. Аналоговые устройства, определение, роль. Классификация аналоговых устройств.

*Литература:* [1, с. 78–80; 2, с. 35–111; 3, с. 8–46].

При изучении аналоговых устройств основное внимание необходимо уделять обеспечению линейности режима работы транзистора в схеме усилителя и зависимости параметров усилителя от положения рабочей точки. Необходимо знать физический смысл и причины возникновения нелинейности на рабочих характеристиках транзистора, ее влияния на параметры режима усиления.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Дайте определение основных параметров усилителя в линейном режиме.
2. Какое влияние оказывает отрицательная обратная связь на нелинейные искажения сигнала на выходе усилителя?
3. Назовите основные особенности построения схем операционных усилителей, обеспечивающие высокую линейность работы.

### **1.3.2. Малосигнальные усилители**

Назначение, классификация, параметры и характеристики усилителей. Искажения в усилителях. Основная схема усилительного каскада. Методы организации смещения рабочей точки. Методы стабилизации положения рабочей точки. Усилитель переменного напряжения на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. Эквивалентные схемы усилительного каскада в области нижних, средних и верхних частот. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя. Влияние паразитных связей на форму АЧХ усилителя. Разброс параметров. Низкочастотная и высокочастотная коррекция АЧХ усилителя. Особенности усилительных каскадов в микроэлектронике. Многокаскадные усилители. Виды межкаскадных связей.

*Литература:* [1, с. 80–97; 3, с. 21–333; 4, с. 89–127].

Несмотря на большое число возможных представлений зависимостей между токами и напряжениями в транзисторе, для расчета транзисторного усилителя достаточно ограничиться использованием только выходных и входных статических характеристик для включения транзистора, например, с общим эмиттером. При изучении транзистора в схеме усилителя необходимо овладеть методикой построения нагрузочных характеристик на семействах входных и выходных характеристик, знать физический смысл параметров режима усиления, зависимость параметров усилителя от положения рабочей точки.

Особое внимание рекомендуется уделить вопросам расчетов параметров усилителей с использованием эквивалентных схем. Чаще всего такие усилители являются многокаскадными и поэтому содержат большое число различных деталей, объединенных электрической схемой и конструктивным выполнением в единое устройство.

*Вопросы для самопроверки:*

1. По каким признакам принято проводить классификацию усилителей?
2. Дайте определение основных характеристических параметров усилителя.
3. Назовите основные особенности построения схем операционных усилителей.
4. Какое влияние оказывает отрицательная обратная связь на нелинейные искажения сигнала на выходе усилителя?
5. Приведите примеры операционного усилителя в схемах, реализующих математические операции над сигналами.
6. Приведите примеры использования операционных усилителей в активных RC-фильтрах.

7. Какое влияние оказывает отрицательная обратная связь на коэффициент усиления усилителя и ширину диапазона рабочих частот?

8. Чем объясняется тот факт, что фаза сигнала на выходе усилителя зависит от частоты усиливаемого сигнала?

### 1.3.3. Обратные связи в усилителях

Понятие обратной связи в усилителе. Виды обратных связей. Влияние отрицательной обратной связи на параметры и характеристики усилителей. Устойчивость усилителей с обратной связью. Критерий Найквиста – Михайлова. Цепи коррекции в усилителях. Широкополосные усилители. Ключевой режим работы усилителя.

Примеры операционных усилителей с обратной связью для реализации вычислительных алгоритмов над аналоговыми сигналами.

*Литература:* [1, с. 101–104; 3, с. 21–33; 4, с. 89–127].

При проектировании усилительных устройств большое внимание уделяется учету влияния обратных связей. Поэтому материал, связанный с изучением обратных связей в четырехполюсниках, часто в пособиях и учебниках излагается в разделе, относящемся к усилителям электрических сигналов. Поэтому можно считать целесообразным изучение влияния обратных связей на характеристики четырехполюсников на примере усилительных схем, работающих в линейном режиме.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Назовите основные факторы, которыми определяется передача сигнала с выхода четырехполюсника на его вход.

2. На какие основные виды можно разделить схемы обратной связи в зависимости от способов соединения четырехполюсников?

3. Что такое положительная, отрицательная и комплексная связь? В каких случаях используется та или другая обратная связь?

4. Сформулируйте понятие «критерий устойчивости».

5. В чем заключается сущность критерия Найквиста?

6. Как практически построить диаграмму, которой можно проиллюстрировать применение критерия Найквиста?

7. Как влияет цепь обратной связи на входное и выходное сопротивление?

### 1.3.4. Дифференциальные и операционные усилители

Усилители постоянного тока. Дифференциальный каскад. Операционные усилители (ОУ) и их основные компоненты. Особенности схем интегральных ОУ. Особенности импульсных и избирательных усилителей. Паразитные связи и их влияние на основные параметры устройств. Примеры типовых усилителей на интегральных схемах. Особенности схем интегральных операционных усилителей. Примеры использования ОУ с обратной связью для реализации вычислительных алгоритмов над аналоговыми сигналами.

*Литература:* [1, с. 106–114; 2, с. 35–116; 4, с. 14–30].

При проектировании усилительных устройств большое внимание уделяется работе усилителя в качестве УПТ, в качестве широкополосных усилителей – с параметрами, близкими к параметрам идеального усилителя. При этом влияние обратных связей на характеристики УПТ является определяющим для получения нужных параметров.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Назовите основные факторы, которыми определяется использование УПТ в качестве идеального усилителя.
2. Назовите основные виды усилителей постоянного тока.
3. Объясните принцип работы дифференциального усилителя и большую величину усиления на постоянном токе.
4. Как влияет цепь обратной связи на входное и выходное сопротивления операционного усилителя?

### **1.3.5. Усилители большой мощности**

Режимы работы усилителей в классах *A*, *B*, *C* и *D*. Принципы увеличения мощности и коэффициент полезного действия (КПД). Зависимость энергетических показателей от режима работы усилителя. Способы возбуждения мощных усилителей. Однотактные и двухтактные апериодические усилители мощности. Режимы работы. Выбор рабочей точки. Конструктивные особенности усилителей большой мощности. Отвод тепла, устранение паразитных связей. Влияние разброса параметров элементов на показатели усилителя.

Полосовой усилитель с одиночным резонансным контуром. Применение систем связанных контуров для повышения избирательности полосовых усилителей.

Усилитель импульсных сигналов: характеристика временных искажений. Зависимость коэффициента полезного действия от коэффициента использования мощности.

*Литература:* [1, с. 120–125; 4, с. 89–127; 9, с. 244–257].

При изучении материала этой темы следует сначала обратить внимание на спектр тока, протекающего через нелинейный усилительный элемент, вольт-амперную характеристику которого можно аппроксимировать ломаной прямой, и убедиться в том, что работа нелинейного элемента с отсечкой тока сопряжена с большими нелинейными искажениями выходного сигнала, хотя КПД усилителя увеличивается с уменьшением угла отсечки.

При угле отсечки, близком к  $90^\circ$ , КПД усилителя является достаточно высоким, амплитуды всех нечетных гармонических составляющих входного сигнала, за исключением первой, в спектре выходного сигнала равны нулю. Приходим к выводу, что в результате применения двухтактных схем, устраняющих проявление четных гармоник в нагрузке усилителя, можно сконструировать нелинейный усилитель, не вносящий нелинейных искажений и работающий с достаточно высоким КПД.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Что понимается под углом отсечки?
2. В каких пределах может изменяться величина угла отсечки?
3. Какими способами можно подавать входной сигнал на окончательный двухтактный каскад усилителя мощности?
4. При каких углах отсечки получаются наивыгоднейшие режимы для удвоения, утроения частоты?
5. Почему коэффициент нелинейных искажений в резонансном усилителе мощности меньше, чем в апериодическом?
6. Как влияет на показатели двухтактного усилителя мощности разброс параметров элементов схемы этого усилителя?

### **1.3.6. Генераторы гармонических колебаний**

Условия возникновения незатухающих колебаний в устройствах с обратной связью.  $LC$ -генераторы с трансформаторной обратной связью. Процесс установления стационарных колебаний в  $LC$ -генераторе. Условия стационарного режима: баланс амплитуд и баланс фаз. Метод фазовой плоскости. Мягкий и жесткий режимы самовозбуждения. Амплитудные и фазовые условия устойчивости стационарного режима. Трехточечные схемы  $LC$ -генераторов. Кварцевые генераторы.  $LC$ -генераторы на приборах с отрицательным сопротивлением.  $RC$ -генераторы. Необходимость введения автоматической регулировки усиления в  $RC$ -генераторах.

*Литература:* [1, с. 128–140; 2, с. 267–281; 4, с. 136–160].

Рекомендуется хорошо разобраться в физических явлениях, происходящих при самовозбуждении схемы автогенератора, в установлении стационарной амплитуды колебаний мягкого и жесткого режимов самовозбуждения. Необходимо знать и уметь объяснять особенности применения различных типов генераторов в радиоэлектронных схемах.

*Вопросы для самопроверки:*

1. В чем состоят условия баланса фаз и баланса амплитуд в автогенераторе?
2. В каких фазовых соотношениях в транзисторном  $LC$ -генераторе находятся напряжение на базе, ток в контуре, коллекторный ток, напряжение на коллекторе?
3. Какими соотношениями определяются условия самовозбуждения схемы автогенератора?
4. Охарактеризуйте особенности жесткого и мягкого режимов самовозбуждения автогенератора.
5. Каким образом обеспечивается синусоидальная форма генерируемых  $LC$ -генератором колебаний?
6. Почему кварцевый резонатор обеспечивает высокую стабильность частоты колебаний автогенератора?
7. Почему для генерирования низкочастотных колебаний применяются в основном  $RC$ -генераторы, а не  $LC$ -генераторы?

8. Приведите схемы, реализующие методы получения частотно-модулированных колебаний.

### 1.3.7. Преобразователи спектра

Принцип преобразования спектра. Математические основы анализа. Преобразователи частоты. Принцип работы. Основные параметры. Конструктивные и схемные способы устранения паразитных связей.

Модуляторы. Виды амплитудных модуляторов. Модуляторы фазомодулированных и частотно-модулированных колебаний. Принцип работы, особенности схем и основные характеристики модуляторов. Модуляторы одной боковой полосы сигналов. Амплитудные, частотные и фазовые детекторы. Схемы детекторов, принцип действия, основные характеристики, искажения и способы их устранения. Конструктивные особенности выполнения. Примеры типовых схем на ОУ.

*Литература:* [1, с. 144–162; 2, с. 281–308; 4, с. 287–311].

Нелинейные и параметрические преобразования широко используются в радиоэлектронике для обработки сигналов в реальном масштабе времени. Вначале следует разобраться с принципом работы простейших схем диодного детектора амплитудно-модулированных колебаний, понять принцип работы линейного и квадратичного детектора, оценить области возможного применения каждого из этих детекторов. Следует разобраться с принципом детектирования частотно-модулированных колебаний, понять, почему для хорошей работы частотного детектора нужно обязательно использовать ограничитель амплитуды колебаний.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Опишите принцип работы диодного детектора амплитудно-модулированных колебаний.
2. Опишите различия между работой квадратичного и линейного детектора.
3. Роль ограничителя при детектировании сигналов с частотной модуляцией.
4. Опишите принцип работы фазового детектора.

### 1.3.8. Импульсные устройства

Устройства формирования импульсных сигналов. Схемы формирования и задержки импульсов. Формирование импульсов из гармонического колебания. Компаратор и пороговое устройство. Одновибратор и мультивибратор: принцип действия, временные диаграммы, период колебаний. Генераторы импульсов большой скважности, напряжения и тока пилообразной формы. Точность и стабильность параметров импульсных генераторов. Конструктивные особенности импульсных устройств и примеры типовых интегральных микросхем (ИМС). Надежность.

*Литература:* [1, с. 165–175; 3, с. 8–46; 4, с.14–23].



Компараторы и пороговые устройства широко используются в радиоэлектронике для обработки сигналов в АЦП и ЦАП и для решения задач автоматизации и управления.

Следует разобраться с принципом построения одновибраторов и мультивибраторов, схем формирования и задержки импульсов. Формирование импульсов из гармонического колебания.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Опишите принцип работы компаратора на операционном усилителе.
2. Опишите различия между работой формирователей узких и широких импульсов.
3. Объясните принцип формирования импульсов из гармонического колебания.
4. Опишите принцип работы схем формирования и задержки импульсов.

### **1.3.9. Устройства электропитания**

Сетевые трансформаторы устройств электропитания. Однофазные выпрямители переменного напряжения: однополупериодные, двухполупериодные, мостовые. Расчет электрических характеристик трансформаторов и выпрямителей.

Электронные стабилизаторы напряжения. Анализ показателей работы стабилизатора напряжения: коэффициента полезного действия, коэффициента стабилизации, коэффициента сглаживания пульсаций. Защита стабилизатора напряжения от перегрузок. Умножители напряжения. Бестрансформаторные устройства электропитания

*Литература:* [1, с. 190–292; 2, с. 85–176; 4, с. 142–230].

Устройства электропитания и анализ их работы являются важной частью работы радиоинженера. Принцип работы и построение стабилизатора напряжения, расчет коэффициента полезного действия, коэффициента стабилизации, коэффициента сглаживания пульсаций особенно важны для современных бестрансформаторных устройств электропитания.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Опишите принцип работы параметрического и компенсационного стабилизаторов.
2. Опишите устройство и принцип работы схем защиты источников питания от перегрузки по току.

## **1.4. Цифровые устройства**

### **1.4.1. Классификация и основы теории цифровых устройств.**

#### **Логические интегральные элементы**

Определение и роль цифровых устройств на интегральных микросхемах (ИМС). Преимущества цифровых устройств. Классификация цифровых ИМС по конструктивно-технологическим параметрам, типы логики.

Основные понятия, принципы передачи и обработки дискретных сигналов. Основы теории логических схем. Алгебра Буля, логические функции, их представление и преобразование. Понятие о минимизации логических функций и проектировании устройств на цифровых микросхемах

Классификация, основные параметры и характеристики логических элементов. Принцип действия, таблицы истинности. Базовые логические элементы микросхем различного типа логики, их устройство и принцип действия. Сравнительный анализ логических микросхем различных типов логики

*Литература:* [1, с. 254–288; 2, с. 115–196; 3, с. 88–146].

Основными элементами цифровой схемотехники являются электронные ключи на биполярных и полевых транзисторах. Необходимо изучить устройство и принцип работы электронных ключей и устройств на их основе – логических элементов триггеров, регистров сдвига, их схемные решения, принцип действия, статические и динамические характеристики.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Опишите основные характеристики и параметры электронных ключей.
2. Нарисуйте схему и объясните принцип работы комплементарного ключа на ПТ.

#### **1.4.2. Триггеры, комбинационные и последовательностные логические устройства**

Интегральные триггеры. Классификация, принцип действия, типы управления, таблицы состояний. Двухступенчатые триггеры и триггеры с динамическими счетными входами. Универсальный триггер.

Применение динамических элементов. Входные и выходные трансляторы. Регистры, счетчики, шифраторы, дешифраторы, преобразователи кода. Основные типы, структурные схемы, принцип действия, параметры. Полусумматор, сумматор, суммирующие устройства. Арифметические логические устройства. Мультиплексоры и демультимплексоры. Использование ИМС в современной радиоэлектронной аппаратуре.

*Литература:* [1, с. 115–122; 2, с. 135–196; 4, с. 44–80].

Важными элементами цифровой схемотехники являются двухступенчатые триггеры и триггеры с динамическими счетными входами типа *RS*, *D* и *JK*. Необходимо изучить устройство и принцип работы триггеров и устройств на их основе – регистров хранения и сдвига, счетчиков импульсов, мультиплексоров, их схемные решения, принцип действия, статические и динамические характеристики.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Опишите основные характеристики и параметры регистров хранения и сдвига.
2. Нарисуйте схему и объясните принцип работы сумматора.
3. Нарисуйте схему и объясните принцип работы шифраторов и дешифраторов.

### **1.4.3. Микропроцессоры. Устройства цифровой обработки сигналов**

Определение и основные параметры микропроцессоров, особенности структуры и функционирования. Структурная схема и принцип действия типового микропроцессора. Примеры серий микропроцессорных ИМС. Основные проблемы применения и использования. Надежность. Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи. Цифровые фильтры, принцип действия и характеристики. Применение микропроцессоров в устройствах обработки информации. Интеграция аналоговых и цифровых цепей в современных ИМС. «Система на кристалле». Примеры цифровых устройств, используемых в РЭА.

*Литература:* [1, с. 140–167; 3, с. 84–146; 4, с. 148–230].

Микропроцессорные устройства выполняют важную задачу обработки информации, используя цифровую фильтрацию сигнала после аналого-цифрового преобразования. Важной задачей является интеграция аналоговых и цифровых цепей в современных ИМС. Необходимо изучить структурные схемы базовых элементов и принцип действия типового микропроцессора.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Опишите основные характеристики и параметры микропроцессорного устройства.
2. Нарисуйте схему и объясните принцип работы аналого-цифрового преобразователя.
3. Нарисуйте схему и объясните принцип работы цифрового фильтра.

## **1.5. Основные радиоэлектронные устройства**

### **1.5.1. Радиопередающие устройства**

Классификация. Основные показатели. Получение модулированных колебаний большой мощности. Борьба с паразитными колебаниями. Сложение мощностей. Обеспечение быстрой перестройки передатчика, установка и стабилизация частоты. Управление, блокировка, сигнализация, конструктивные особенности передатчиков. Современные радиопередающие устройства и тенденции развития аналоговых и цифровых систем передачи.

*Литература:* [1, с. 250–253; 2, с. 35–116; 4, с. 14–30].

Схема и конструкция радиопередатчика зависят от различных факторов: назначения, диапазона рабочих волн, мощности и т. д. Тем не менее при изучении можно выделить некоторые типичные блоки, которые с теми или иными вариациями имеются в большинстве передатчиков. Структура передатчика определяется его основными общими функциями, к которым относятся: получение высокочастотных колебаний требуемой частоты и мощности; модуляция высокочастотных колебаний передаваемым сигналом; фильтрация гармоник и прочих колебаний, частоты которых выходят за пределы необходимой полосы излучения и могут создать помехи другим радиостанциям; излучение колебаний через антенну.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Опишите основные характеристики и параметры радиопередающих устройств.
2. Нарисуйте схему и объясните принцип работы синтезатора – генератора сетки частот.

### **1.5.2. Радиоприемные устройства**

Классификация и основные показатели приемных устройств. Приемник прямого усиления. Приемники информационного и синхронного типа.

Структурная схема радиоприемного устройства амплитудно-модулированных сигналов супергетеродинного типа. Сопряжение настроек контуров, электронная перестройка частоты, автоматическая регулировка усиления в радиоприемных устройствах. Специализированные интегральные схемы радиоприемных устройств амплитудно-модулированных сигналов. Особенности радиоприемных устройств частотно-модулированных сигналов. Автоматическая подстройка частоты гетеродина.

Понятие о цифровом радиовещании. Структурная схема радиоприемника цифрового вещания.

*Литература:* [1, с. 253–255; 3, с. 392–410; 5, с. 313–334].

На первоначальном этапе изучения материала этой темы необходимо получить общее представление о радиоприемном устройстве, рассматривая структурные схемы приемников прямого усиления и супергетеродинного приемника. Общей задачей является понимание особенностей использования различных видов аналоговой и цифровой модуляции и демодуляции в приемных устройствах различного назначения.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Что называется избирательностью приемника?
2. Как отражается на работе преобразователя нестабильность частоты гетеродина?
3. Какая цепь преобразователя на транзисторе определяет его избирательные свойства?
4. Почему в схемах преобразования транзисторных приемников напряжение на вход усилителя промежуточной частоты (УПЧ) подается с помощью катушки связи?
5. При приеме каких сигналов входная цепь и усилитель высокой частоты (УВЧ) оказывают заметное влияние на избирательность по соседнему каналу?
6. Какие колебательные цепи приемника влияют на его полосу пропускания в диапазоне длинных волн?

### **1.5.3. Особенности построения цифровых систем связи, телевидения и передачи данных**

Принципы организации цифровой спутниковой связи и вещания. Особенности передачи различных сигналов по спутниковым каналам. Основные энергетические показатели систем спутниковой связи. Принципы передачи ТВ

сигнала по проводным, световодным и радиолиниям связи – виды модуляции, полоса занимаемых частот. Системы цифрового телевидения.

Тенденции и проблемы развития радиоэлектроники. Совершенствование элементной базы радиоэлектронных устройств и систем. Внедрение цифровых методов обработки информации. Защита информации.

*Литература:* [1, с. 261–276; 3, с. 392–410; 5, с. 313–334].

Стремительное развитие микроэлектроники, аналоговой и цифровой микросхемотехники, микропроцессорной и компьютерной техники оказывает существенное влияние на развитие радиопередающей техники и достигается за счет использования новых принципов построения структурных схем передатчиков и схемотехнической реализации отдельных их узлов, реализующих цифровые способы формирования, обработки и преобразования колебаний и сигналов, имеющих различные частоты и уровни мощности.

*Вопросы для самопроверки:*

1. Нарисуйте и объясните структурные схемы передатчиков цифрового радиовещания на основе прямой квадратурной модуляции.

2. Объясните особенности радиосигнала цифрового эфирного телевидения.

3. Нарисуйте и объясните структурную схему передатчиков цифрового ТВ и радиовещания, которая реализует цифровые способы формирования, обработки и преобразования колебаний и сигналов, имеющих различные частоты и уровни мощности.

## 2. ПРИМЕРНЫЙ ПЕРЕЧЕНЬ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАДАНИЙ

I. Контрольная работа №1 «Расчет параметров аналоговых устройств» включает следующие задания:

1. Изучите методики определения  $h$ -параметров БТ по статическим вольт-амперным характеристикам (ВАХ).
2. Рассчитайте высокочастотные параметры биполярного транзистора.
3. Рассчитайте элементы схемы одиночного усилительного каскада на БТ с ОЭ и эмиттерной стабилизацией.
4. Рассчитайте параметры выпрямителей и стабилизаторов.
5. Рассчитайте параметры операционных усилителей.

II. Контрольная работа №2 «Расчет параметров нелинейных и импульсных радиоэлектронных устройств» включает следующие задания:

1. Рассчитайте параметры резонансного усилителя амплитудно-модулированных (АМ) и частотно-модулированных (ЧМ) сигналов.
2. Рассчитайте автогенератор с контуром в цепи коллектора и индуктивной связью.
3. Рассчитайте элементы схем и параметров мультивибратора в автоколебательном и ждущем режимах.
4. Рассчитайте элементы схем и параметров амплитудного модулятора с заданной характеристикой нелинейного элемента.
5. Рассчитайте параметры полупроводникового диодного детектора в квадратичном и линейном режимах работы.

III. Контрольная работа №3 «Расчет элементов схем параметров и характеристик логических электронных элементов и устройств» включает следующие задания:

1. Исследуйте ключевые схемы на биполярных транзисторах.
2. Решите задачи на системы счисления, используемые для работы над числами в ЭВМ, арифметические операции и формы представления чисел.
3. Решите задачи на синтез схем логических электронных элементов, выполняющих заданные логические функции.
4. Определите по заданной схеме выполняемую логическую функцию, постройте таблицу истинности.
5. По заданным входным сигналам триггеров составьте таблицы состояний и постройте временные диаграммы.
6. Рассчитайте элементы схем, параметры и характеристики АЦП.
7. Рассчитайте элементы схем, параметры и характеристики ЦАП.

### 3. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ №1 «РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ»

#### Задача №1. Методика определения $h$ -параметров БТ

Рассмотрим методику определения  $h$ -параметров БТ по статическим ВАХ. Статические ВАХ БТ позволяют определить дифференциальные параметры транзистора. Для описания свойств транзистора по переменному току чаще всего используется система дифференциальных  $h$ -параметров, которая представляется следующими уравнениями:

$$U_{\text{ВХ}} = h_{11} I_{\text{ВХ}} + h_{12} U_{\text{ВЫХ}}; \quad (3.1)$$

$$I_{\text{ВЫХ}} = h_{21} I_{\text{ВХ}} + h_{22} U_{\text{ВЫХ}}. \quad (3.2)$$

Поочередно подставив в (3.1) и (3.2) значения  $I_{\text{ВХ}} = 0$  и  $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ , задающие режимы холостого хода (ХХ) по входу и короткого замыкания (КЗ) по выходу соответственно, получим следующие выражения для  $h$ -параметров, которые определяют их физический смысл:

а)  $h_{11} = \left. \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \right|_{U_{\text{ВЫХ}}=0}$  – входное сопротивление в режиме КЗ по выходу;

б)  $h_{12} = \left. \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \right|_{I_{\text{ВХ}}=\text{const}}$  – коэффициент обратной связи по напряжению  
в режиме ХХ по входу;

в)  $h_{21} = \left. \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \right|_{U_{\text{ВЫХ}}=0}$  – коэффициент передачи по току в режиме КЗ  
по выходу;

г)  $h_{22} = \left. \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \right|_{I_{\text{ВХ}}=\text{const}}$  – выходная проводимость в режиме ХХ по входу.

Для расчета  $h$ -параметров удобно использовать семейства входных и выходных характеристик БТ. Рассмотрим порядок графоаналитического метода расчета  $h$ -параметров БТ с ОЭ. Для определения дифференциальных параметров  $h_{11Э}$  и  $h_{12Э}$  в заданной рабочей точке  $A (U_{\text{БЭ0}}, I_{\text{Б0}}, U_{\text{КЭ0}})$  на линейном участке семейства входных характеристик необходимо выполнить построения, как показано на рис. 3.1, а. Найденные приращения токов и напряжений позволяют определить искомые параметры:

$$h_{11Э} = \left. \frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{\Delta I_{\text{БЭ}}} \right|_{U_{\text{КЭ}}=\text{const}} = \left. \frac{U_{\text{БЭ}}'' - U_{\text{БЭ}}'}{I_{\text{Б}}'' - I_{\text{Б}}'} \right|_{U_{\text{КЭ}}=\text{const}}, \quad (3.3)$$

$$h_{12Э} = \left. \frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{\Delta U_{\text{КЭ}}} \right|_{I_{\text{Б}}=\text{const}} = \left. \frac{U_{\text{БЭ}}'' - U_{\text{КЭ0}}}{U_{\text{КЭ}}'' - U_{\text{КЭ}}'} \right|_{I_{\text{Б}}=\text{const}}. \quad (3.4)$$

Параметры  $h_{21Э}$  и  $h_{22Э}$  определяются по семейству выходных характеристик. Обратите внимание на различие в обозначении статического коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ  $h_{21Э}$  и дифференциального параметра  $h_{21Э}$ . В окрестности точки  $A'$  ( $I_{К0}$ ,  $U_{КЭ0}$ ,  $I_{Б0}$ ), соответствующей точке  $A$  на семействе выходных характеристик, выполняют построения, как показано на рис. 3.1, б. Найденные приращения токов и напряжений позволяют определить искомые параметры:

$$h_{21Э} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}} \Big|_{U_{КЭ} = \text{const}} = \frac{I_{К}'' - I_{К}'}{I_{Б}'' - I_{Б}'} \Big|_{U_{КЭ} = \text{const}}, \quad (3.5)$$

$$h_{22Э} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta U_{КЭ}} \Big|_{I_{Б} = \text{const}} = \frac{I_{К}^{iv} - I_{К}^{iii}}{U_{КЭ}'' - U_{КЭ}'} \Big|_{I_{Б} = \text{const}}. \quad (3.6)$$

Аналогично определяются  $h$ -параметры для транзистора с ОБ.

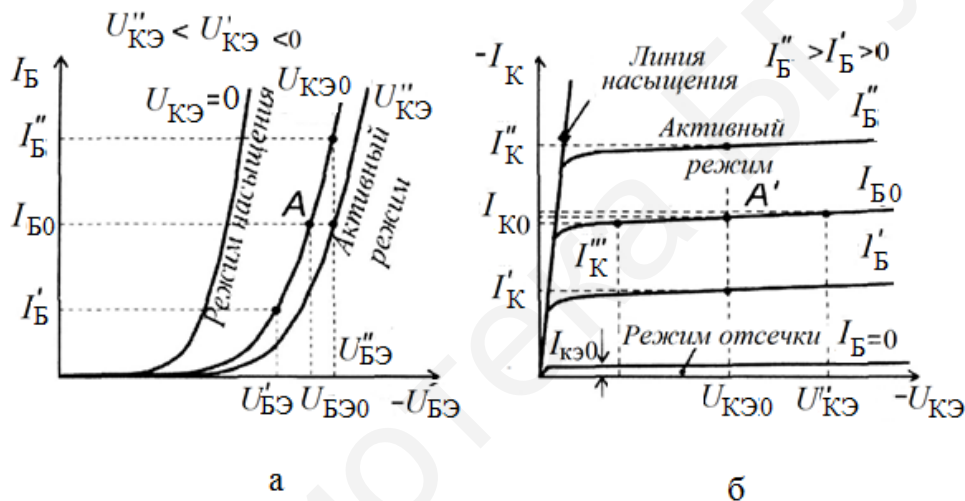


Рис. 3.1

**Физическая T-образная эквивалентная схема транзистора** наряду с  $h$ -параметрами отражает свойства реального транзистора на низких и средних частотах и широко используется для анализа малосигнальных транзисторных усилителей.

Физические T-образные эквивалентные схемы БТ с ОБ и ОЭ представлены на рис. 3.2.

Значения параметров эквивалентных схем БТ могут быть найдены с использованием известных  $h$ -параметров для включения БТ:

$$\text{а) с ОБ: } r_{Б} = \frac{h_{12Б}}{h_{22Б}}, \quad r_{К} = \frac{1}{h_{22Б}}, \quad \alpha = h_{21Б}, \quad r_{Э} = h_{11Б} - (1 - h_{21Б})r_{Б}; \quad (3.7)$$

$$\text{б) с ОЭ: } r_{Э} = \frac{h_{12Э}}{h_{22Э}}, \quad r_{К}^* = \frac{1}{h_{22Э}}, \quad \beta = h_{21Э}, \quad r_{Б} = h_{11Э} - (1 + h_{21Э})r_{Э}. \quad (3.8)$$



Поскольку коэффициенты обратной связи по напряжению  $h_{21Б}$  и  $h_{21Э}$  для обеих схем включения БТ малы, точность их расчета по статическим ВАХ оказывается низкой и расчет параметров эквивалентной схемы необходимо начинать с расчета дифференциального сопротивления эмиттерного перехода:

$$r_{Э} = \frac{\varphi_T}{I_{Э0}}, \quad (3.9)$$

где  $\varphi_T = \frac{KT}{q}$  – тепловой потенциал, равный 26 мВ при  $T = 300$  К;  $I_{Э0}$  – ток эмиттера БТ в рабочей точке.

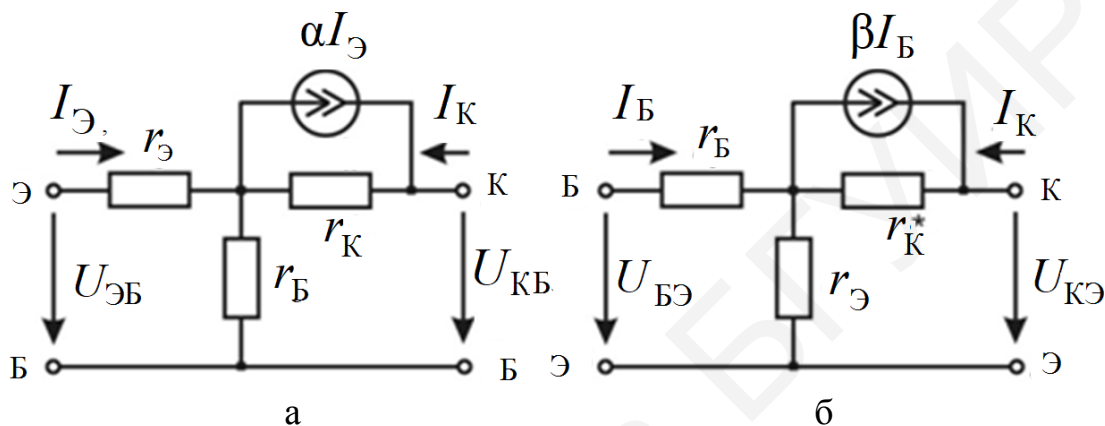


Рис. 3.2

С учетом этого в (3.8) объемное сопротивление базы БТ необходимо рассчитывать согласно выражению

$$r_{Б} = \frac{h_{11Б} - r_{Э}}{(1 - h_{21Б})}. \quad (3.10)$$

Параметры эквивалентных схем маломощных БТ принимают следующие типовые значения: *дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода*  $r_{Э}$  – единицы – десятки ом; *объемное сопротивление базы*  $r_{Б}$  – сотни ом – единицы килоом; *выходное сопротивление в схеме с ОБ*  $r_{К}$  – сотни килоом – единицы мегаом;

*выходное сопротивление в схеме с ОЭ*  $r_{К}^* = \frac{r_{К}}{(1 + h_{21Э})}$  – десятки – сотни килоом.

## Задача №2. Расчет частотных свойств БТ

**Частотные свойства БТ.** Усилительные свойства транзистора зависят от частоты усиливаемого сигнала. Причинами этого являются инерционность процессов переноса инжектированных носителей из эмиттера транзистора в коллектор, а также наличие емкостей и сопротивлений переходов транзистора. Если время пролета носителей соизмеримо с периодом усиливаемых колебаний  $t_{пр} \sim T$ , то происходит запаздывание коллекторного тока по отношению к эмиттерному (рис. 3.3.). Это

приводит к появлению фазового сдвига  $\varphi = 2\pi f t_{\text{пр}}$  между током эмиттера и током коллектора на векторной диаграмме, которая показана на рис. 3.4.

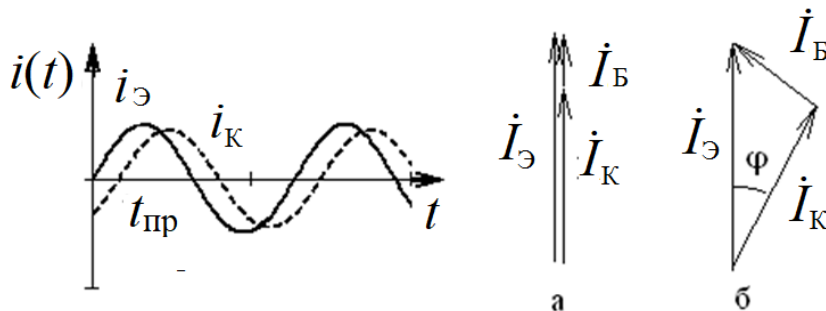


Рис. 3.3.

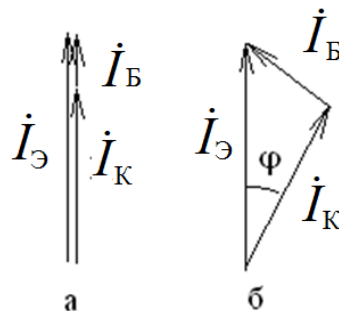


Рис. 3.4

Коэффициенты передачи по току в схеме с ОБ и ОЭ становятся комплексными величинами:

$$\dot{h}_{21Б} = \frac{\dot{I}_К}{\dot{I}_Э} = |h_{21Б}| e^{j\varphi_{h_{21Б}}}; \quad \dot{h}_{21Э} = \frac{\dot{I}_К}{\dot{I}_Б} = |h_{21Э}| e^{j\varphi_{h_{21Э}}}. \quad (3.11)$$

Сравнение векторных диаграмм для токов БТ на низких (рис. 3.4, а) и высоких частотах (см. рис. 3.4, б) показывает, что появление такого фазового сдвига приводит к росту амплитуды тока базы, а значит, к уменьшению значения модуля коэффициента передачи по току в схеме с ОБ.

Частотные зависимости комплексных коэффициентов передачи по току в схемах с ОБ и ОЭ описываются следующими выражениями:

$$\dot{h}_{21Б}(f) = \frac{h_{21Б}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{21Б}}}}; \quad \dot{h}_{21Э}(f) = \frac{h_{21Э}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{21Э}}}}, \quad (3.12)$$

где  $j = \sqrt{-1}$ ;  $h_{21Б}$ ,  $h_{21Э}$  – статические коэффициенты передачи по току БТ в схеме с ОБ и ОЭ соответственно;  $f_{h_{21Б}}$ ,  $f_{h_{21Э}}$  – предельные частоты коэффициентов передачи по току в схеме с ОБ и ОЭ соответственно.

Предельной частотой коэффициента передачи по току в схеме с ОБ (ОЭ)  $f_{h_{21Б}}$  ( $f_{h_{21Э}}$ ) называется частота, на которой модуль коэффициента передачи по току в схеме с ОБ (ОЭ) уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению с его низкочастотным значением.

Частотные зависимости модулей комплексных коэффициентов передачи по току в схемах с ОБ и ОЭ описываются выражениями

$$|h_{21Б}|(f) = \frac{h_{21Б}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h_{21Б}}}\right)^2}}; \quad |h_{21Э}|(f) = \frac{h_{21Э}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h_{21Э}}}\right)^2}}. \quad (3.13)$$

Предельная частота в схеме с ОБ значительно выше, чем в схеме с ОЭ:

$$f_{h_{21Б}} = f_{h_{21Э}} (1 + h_{21Б})(1 + m), \quad (3.14)$$

где  $m = 0,2 \dots 0,6$ .

Частотные свойства БТ описываются еще одним параметром  $f_{гр}$  – граничной частотой коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ, на которой модуль коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ становится равным единице. Из данного определения легко устанавливается связь между граничной частотой и предельной частотой коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ. Из (3.14) можно записать следующее:

$$|h_{21Э}|(f_{гр}) = \frac{h_{21Э}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{гр}}{f_{h_{21Э}}}\right)^2}} = 1,$$

тогда, если пренебречь в подкоренном выражении 1, получим

$$f_{гр} \approx h_{21Э} f_{h_{21Э}}. \quad (3.15)$$

Уменьшение модуля коэффициента передачи по току БТ с ростом частоты приводит к уменьшению коэффициентов усиления по напряжению и мощности усилителей на их основе. Наибольшую частоту, при которой транзистор способен генерировать колебания в схеме автогенератора, называют максимальной частотой генерации  $f_{max}$ . Ее связь с граничной частотой описывается выражением

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_{гр}}{8\pi r'_B C_{Кбар}}}. \quad (3.16)$$

Коэффициент усиления по мощности БТ на частоте  $f_{max}$  становится равным единице, т. е. транзистор на частотах выше  $f_{max}$  теряет способность усиливать электрические сигналы.

Для повышения рабочего диапазона частот БТ необходимо:

а) уменьшать ширину базы и площади поперечного сечения переходов, уменьшая тем самым время пролета и емкости переходов;

б) увеличивать скорость движения инжектированных носителей путем неравномерного легирования базы (для создания дополнительного ускоряющего поля в ней); использовать полупроводниковые материалы с большей подвижностью носителей (арсенид галлия, фосфид индия);

в) уменьшать сопротивление базы, используя в структуре БТ гетеропереход, в котором односторонняя инжекция из эмиттера в базу возможна при концентрации примеси в базе большей, чем в эмиттере.

Связь между предельными частотами в схемах ОЭ и ОБ определяется выражением

$$f_{h_{21Э}} = \frac{f_{h_{21Б}}}{1 + \beta}.$$

Например, пусть  $f_{h_{21Б}} = 5$  МГц;  $\alpha = 0,98$ ;  $f = 200$  кГц. Определим статический коэффициент передачи по току для включения с ОЭ:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0,98}{1-0,98} = 49.$$

Тогда предельная частота коэффициента передачи по току для ОЭ:

$$f_{h_{21Э}} = \frac{f_{h_{21Б}}}{1+\beta} = \frac{5 \cdot 10^6}{1+49} = 100 \text{ кГц},$$

модуль коэффициента передачи по току в схеме в ОЭ:

$$|h_{21Б}| = \frac{49}{\sqrt{1+\left(\frac{200}{100}\right)^2}} \approx 22,$$

фаза коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ:

$$\varphi_{h_{21Б}} = \arctg\left(\frac{f}{f_{h_{21Э}}}\right) = \arctg(2) = 63,4^\circ.$$

### Задача №3. Использование выпрямительных диодов и стабилитронов

Выпрямительные диоды предназначены для преобразования переменного напряжения или тока низкой частоты (50...20 000 Гц) в постоянное напряжение или ток.

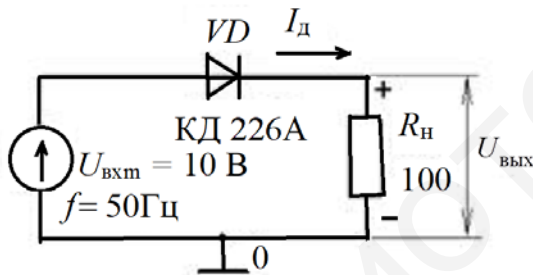


Рис. 3.5

При действии положительной полуволны входного напряжения диод VD открыт, его сопротивление мало –  $R_{дпр} \ll R_н$ , а амплитудные значения прямого тока диода и тока нагрузки определяются только сопротивлением нагрузки и амплитудой входного напряжения:

$$I_{нм} = I_{дм} \approx \frac{U_{вхм}}{R_н}. \quad (3.17)$$

Амплитудное значение выходного напряжения определяется амплитудой входного напряжения:

$$U_{выхм} = U_{вхм} - U_{д.пр} \approx U_{вхм}, \quad (3.18)$$

поскольку падение напряжения на прямосмещенном диоде мало и его значение определяется прямым током диода. Для кремниевых диодов  $U_{д.пр} = 0,5...1,4 \text{ В}$ , а для германиевых  $U_{д.пр} = 0,2...0,5 \text{ В}$ .

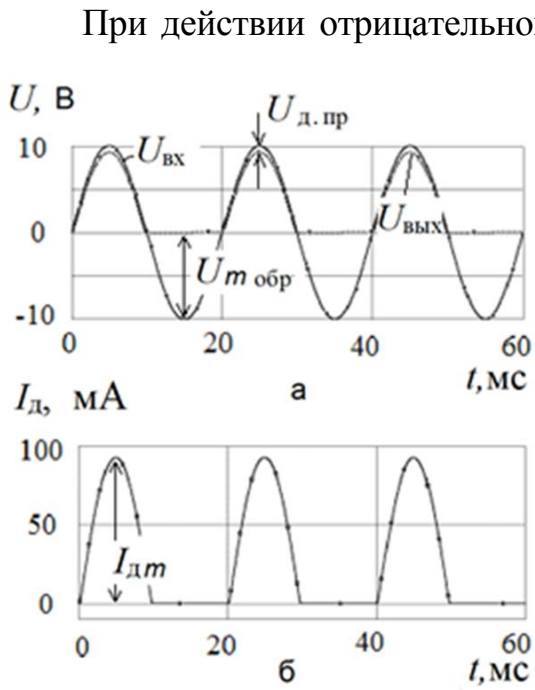


Рис. 3.6

При действии отрицательной полуволны входного напряжения диод  $VD$  закрыт, его сопротивление велико –  $R_{д.обр} \gg R_H$ , через нагрузку протекает обратный ток диода, величина которого практически не зависит от обратного напряжения  $I_H = I_{обр}$  и определяется материалом, из которого изготовлен диод, и площадью поперечного сечения  $p$ - $n$ -перехода.

Для кремниевых диодов  $I_{обр}$  лежит в диапазоне от единиц наноампер до единиц микроампер, а для германиевых – от десятых долей до сотен микроампер. Амплитуда обратного напряжения, которое прикладывается к диоду при действии отрицательной полуволны, равна амплитуде входного напряжения:

$$U_{тобр} = U_{вхm} - I_{обр} R_H \approx U_{вхm}. \quad (3.19)$$

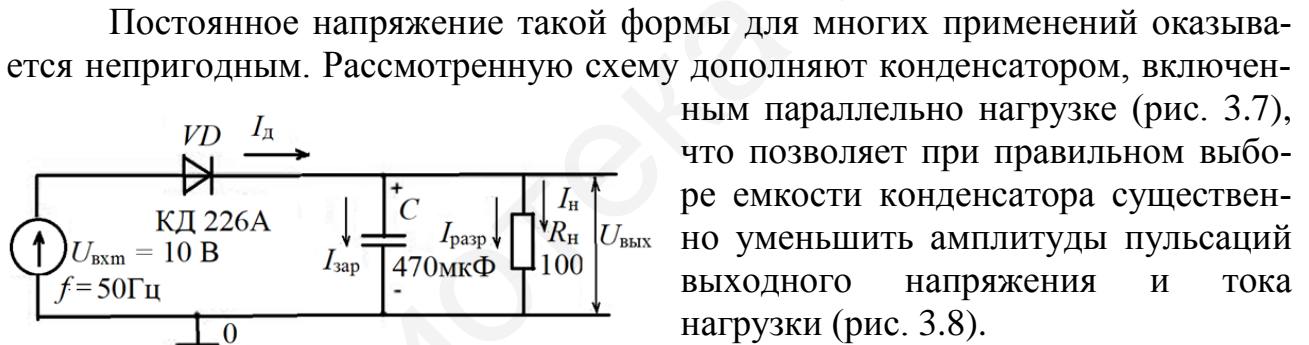


Рис. 3.7

При действии положительной полуволны входного напряжения конденсатор  $C$  заряжается прямым током диода, а при действии отрицательной разряжается через нагрузку.

Амплитуда импульсов тока диода оказывается много больше максимальных значений тока нагрузки (см. рис. 3.8), что обусловлено малой длительностью импульсов, поскольку заряд конденсатора происходит только в те промежутки времени, когда напряжение на нем оказывается меньше входного.

При этом среднее значение тока диода равно току нагрузки:

$$I_{д.ср} = \frac{1}{T} \int_0^T i_d(t) dt \approx I_{Hm}. \quad (3.20)$$

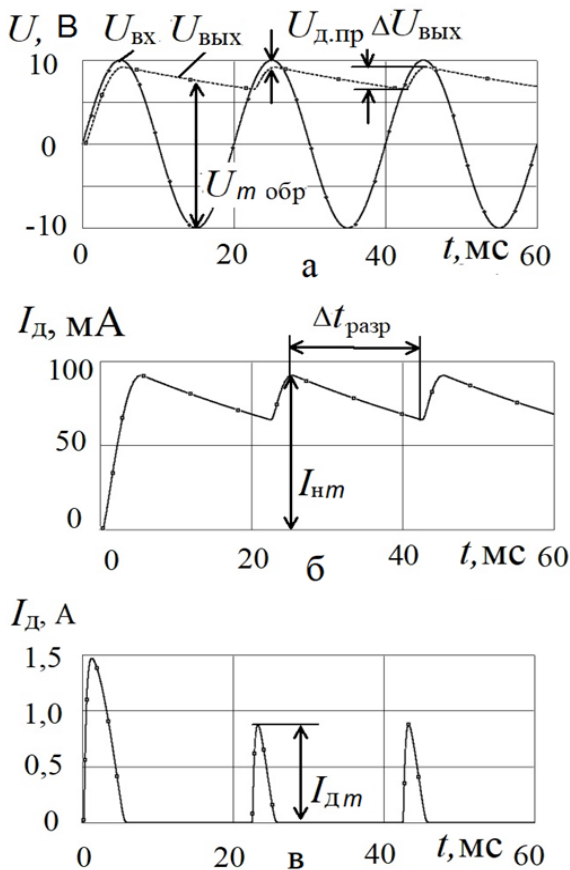


Рис. 3.8

Пользуясь известным выражением

$$i_c(t) = C \frac{du_c(t)}{dt}, \quad (3.21)$$

связывающим мгновенные значения тока конденсатора  $i_c(t)$  с напряжением на нем  $u_c(t)$ , определим величину емкости  $C$ , которая позволяет обеспечить амплитуду пульсаций на нагрузке  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  при токе нагрузки  $I_{\text{Нм}}$ . После замены дифференциалов  $du_c(t)$  и  $dt$  конечными приращениями  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  и  $\Delta t_{\text{разр}}$  с учетом того, что разряд конденсатора происходит в течение промежутка времени, равного практически целому периоду входного напряжения

$$\Delta t_{\text{разр}} \approx T = \frac{1}{f},$$

получим выражение для емкости конденсатора:

$$C = \frac{I_{\text{Нм}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}} f}, \quad (3.22)$$

где  $f$  – частота входного напряжения.

В схеме однополупериодного выпрямителя с конденсатором амплитуда обратного напряжения, которое прикладывается к диоду при действии отрицательной полуволны, определяется удвоенной амплитудой входного напряжения, поскольку напряжение на катоде диода  $U_{\text{ВХм}}$  с помощью конденсатора поддерживается постоянным и равным  $\approx U_{\text{ВХм}}$ , а напряжение на аноде  $U_a$  периодически уменьшается до  $-U_{\text{ВХм}}$ :

$$U_{\text{тобр}} = U_{\text{К}} - U_{\text{а}} = U_{\text{ВХм}} + U_{\text{ВХм}} \approx 2U_{\text{ВХм}}. \quad (3.23)$$

Широко используется мостовая схема выпрямителя, показанная на рис. 3.9. Это двухполупериодный выпрямитель, поскольку в отличие от предыдущей схемы ток через нагрузку протекает в течение обоих полупериодов входного напряжения.

Схема включает диодный мост, состоящий из четырех диодов. Переменное напряжение подается в одну диагональ моста, а нагрузка подключена к другой. Поэтому при действии положительной полуволны входного напряжения открыты диоды  $VD_2, VD_3$ , а при действии отрицательной полуволны –  $VD_1, VD_4$ .

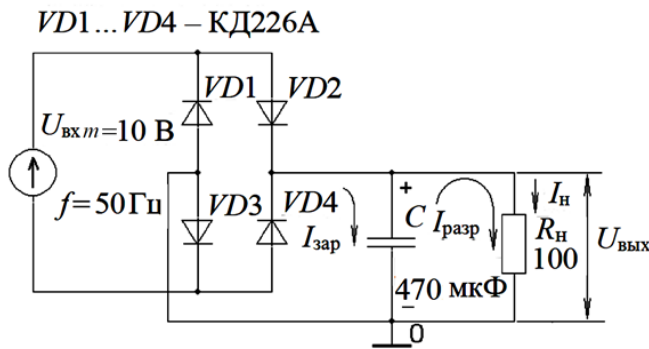


Рис. 3.9

Форма выходного напряжения и тока нагрузки при емкости конденсатора  $C = 0$  показана на рис. 3.10. При емкости  $C \neq 0$  амплитуда выходного

напряжения и тока нагрузки уменьшается, причем разряд конденсатора происходит в течение промежутка времени, равного практически половине периода входного напряжения  $\Delta t_{\text{разр}} \approx \frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$ . Поэтому требуемая емкость конденсатора определяется согласно выражению

$$C = \frac{I_{нм}}{2\Delta U_{\text{вых}} f} \quad (3.24)$$

То есть в мостовой схеме выпрямителя для обеспечения требуемого уровня пульсаций выходного напряжения при заданном токе нагрузки необходим конденсатор с емкостью в два раза меньшей, чем в схеме однополупериодного выпрямителя.

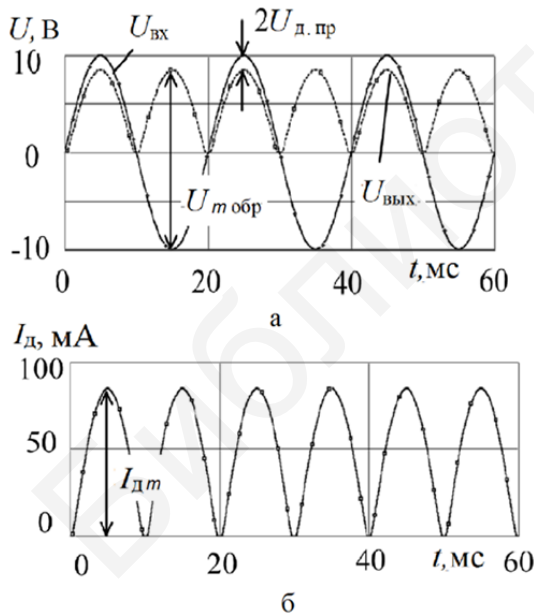


Рис. 3.10

В мостовой схеме выпрямителя с конденсатором амплитуда обратного напряжения, которое прикладывается к одному диоду при действии отрицательной полуволны, практически равна амплитуде входного напряжения:

$$U_{\text{тобр}} \approx U_{\text{вхм}} \quad (3.25)$$

Это объясняется тем, что обратное напряжение прикладывается не к одному диоду, как в однополупериодном выпрямителе, а к двум последовательно включенным.

Использовать выпрямительные диоды на высоких частотах не представляется возможным. Это обусловлено соизмеримостью длительности переходных процессов при переключении диода с прямого включения на обратное с периодом входного напряжения. Переходные процессы обусловлены наличием диффузионной и барьерной емкостей  $p-n$ -перехода.

В момент переключения диода наблюдается бросок обратного тока, т. е. диод обладает низким обратным сопротивлением, которое устанавливается до своего нормального (достаточно высокого) значения в течение конечного промежутка времени.

На рис. 3.11 показана форма выходного напряжения и тока нагрузки однополупериодного выпрямителя на диоде КД226А при частоте входного напряжения  $f = 100$  кГц. Напряжение и ток такой формы нельзя назвать постоянными, поскольку в течение значительной части периода через нагрузку протекает ток в другом направлении.

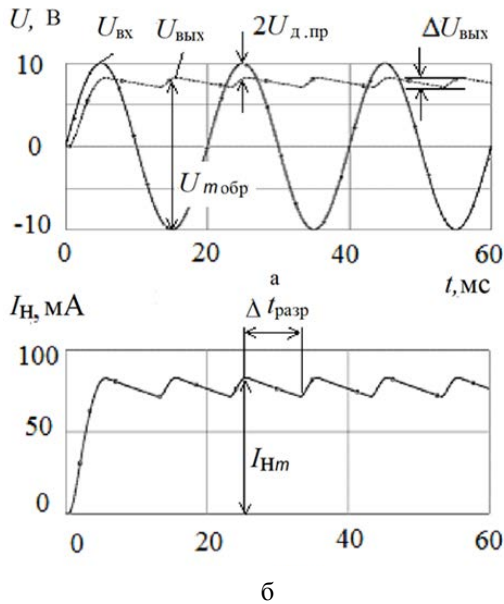


Рис. 3.11

Таким образом, основными параметрами выпрямительных диодов, по которым их подбирают для работы в схемах выпрямителей, являются:

- максимально допустимый прямой ток  $I_{пр\max}$  ;
- максимально допустимый импульсный прямой ток  $I_{пр}$  и  $I_{\max}$  ;
- максимально допустимое обратное напряжение  $U_{обр\max}$  ;
- время обратного восстановления диода  $t_{вос.обр}$  – т. е. время переключения

диода с заданного прямого тока на заданное обратное напряжение от момента прохождения тока через нулевое значение до момента достижения обратным током заданного значения.

**Полупроводниковый стабилитрон** – полупроводниковый диод, напряжение на котором сохраняется с определенной точностью при протекании через него тока в заданном диапазоне, предназначенный для стабилизации постоянного напряжения.

Принцип действия стабилитрона основан на использовании участка электрического пробоя на обратной ветви ВАХ  $p-n$ -перехода. График ВАХ стабилитрона представлен на рис. 3.12. Если обратный ток стабилитрона лежит в диапазоне  $I_{ст\min} \dots I_{ст\max}$ , то обратное напряжение практически не изменяется (см. рис. 3.12).

При токе стабилитрона  $I_{ст} < I_{ст\min}$  напряжение на нем сильно зависит от величины тока, а при  $I_{ст} > I_{ст\max}$  электрический пробой переходит в тепловой.

**Пробой  $p-n$ -перехода** – явление резкого увеличения дифференциальной проводимости  $p-n$ -перехода при достижении обратным напряжением (током) критического для данного прибора значения. Необратимые изменения в переходе не являются необходимым следствием пробоя.



Электрический пробой  $p$ - $n$ -перехода – пробой  $p$ - $n$ -перехода, обусловленный лавинным размножением носителей заряда или туннельным эффектом.

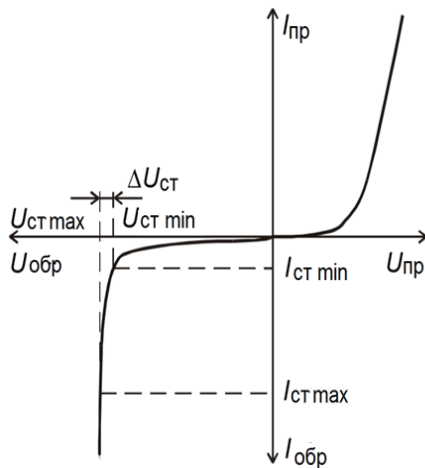


Рис. 3.12

Лавинный пробой  $p$ - $n$ -перехода – электрический пробой  $p$ - $n$ -перехода, вызванный лавинным размножением носителей заряда под действием сильного электрического поля.

Туннельный пробой  $p$ - $n$ -перехода – электрический пробой  $p$ - $n$ -перехода, вызванный туннельным эффектом.

Тепловой пробой  $p$ - $n$ -перехода – пробой  $p$ - $n$ -перехода, вызванный ростом числа носителей заряда в результате нарушения равновесия между выделяемым в  $p$ - $n$ -переходе и отводимым от него теплом.

Устройство, предназначенное для стабилизации постоянного напряжения, в котором используется стабилитрон, называется параметрическим стабилизатором напряжения, поскольку его характеристики полностью определяются параметрами стабилитрона. Схема такого стабилизатора напряжения представлена на рис. 3.13.

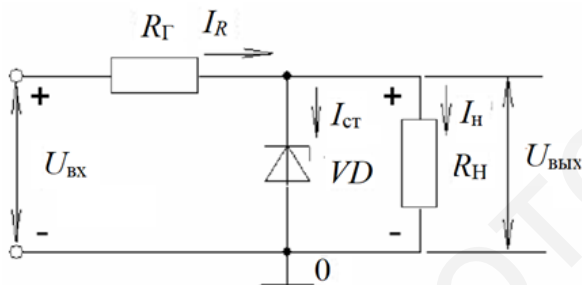


Рис. 3.13

Нагрузка подключена параллельно стабилитрону, при этом напряжение на ней остается постоянным с определенной степенью точности. При этом ток стабилитрона, который задается гасящим или балластным резистором  $R_{\Gamma}$ , должен лежать в диапазоне  $I_{ст min} \dots I_{ст max}$ .

Требуемую величину сопротивления резистора  $R_{\Gamma}$  легко найти, составив для данной схемы уравнения по законам Кирхгофа:

$$I_R = I_{ст} + I_H, \quad (3.26)$$

$$U_{вх} = I_R R_{\Gamma} + U_{вых}. \quad (3.27)$$

После подстановки (3.25) в (3.26) получим

$$R_{\Gamma} = \frac{U_{вх} - U_{вых}}{I_{ст} + I_H}. \quad (3.28)$$

Обычно разработчики задаются током стабилитрона из следующего условия:

$$I_{ст min} \leq I_{ст} \leq I_{ст max} - I_H, \quad (3.29)$$

которое должно выполняться, чтобы стабилитрон не выходил из строя при отключении нагрузки. В этом случае ток стабилитрона возрастает на величину тока нагрузки  $I_H$ .

Важным параметром стабилизатора напряжения является коэффициент стабилизации, равный отношению изменения входного напряжения к изменению выходного напряжения:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}}, \quad (3.30)$$

который позволяет оценить стабилизирующие свойства устройства. В реальных схемах его величина достигает нескольких десятков:  $K_{\text{ст}} = 30 \dots 60$ .

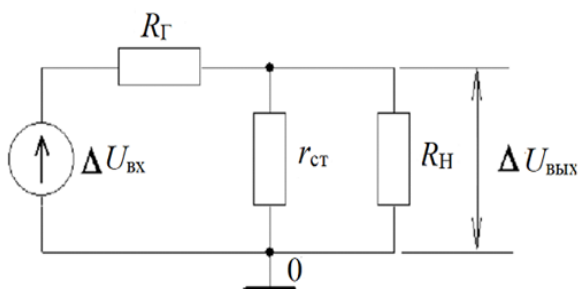


Рис. 3.14

Выражение для коэффициента стабилизации легко получить, воспользовавшись эквивалентной схемой параметрического стабилизатора напряжения по переменному току, показанной на рис. 3.14. Данная схема отличается от реальной тем, что стабилитрон в ней представлен его эквивалентом по переменному току – дифференциальным сопротивлением  $r_{\text{ст}}$ , а к входу схемы подключен источник переменного напряжения с амплитудой  $\Delta U_{\text{вх}}$ .

Для схемы (см. рис. 3.14) можно записать:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} = \frac{\frac{R_{\text{Н}} r_{\text{ст}} + R_{\text{Г}}}{R_{\text{Н}} + r_{\text{ст}}}}{\frac{R_{\text{Н}} r_{\text{ст}}}{R_{\text{Н}} + r_{\text{ст}}}}. \quad (3.31)$$

Поскольку обычно  $r_{\text{ст}} \ll R_{\text{Н}}$  и  $r_{\text{ст}} \ll R_{\text{Г}}$ , то

$$K_{\text{ст}} = \frac{R_{\text{Г}}}{r_{\text{ст}}}. \quad (3.32)$$

Таким образом, для улучшения стабилизирующих свойств стабилизатора напряжения необходимо: увеличивать сопротивление гасящего резистора и использовать стабилитрон с меньшим значением дифференциального сопротивления.

Однако увеличение  $R_{\text{Г}}$  должно сопровождаться увеличением уровня постоянного входного напряжения, что приведет к уменьшению коэффициента полезного действия схемы.

Основными параметрами стабилитрона являются:

а) напряжение стабилизации  $U_{\text{ст}}$  – падение напряжения на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации;

б) минимальный  $I_{\text{стmin}}$  и максимальный  $I_{\text{стmax}}$  токи стабилитрона;

в) температурный коэффициент напряжения стабилизации, численно равный отношению относительного изменения напряжения стабилизации стабилитрона, выраженного в процентах, к абсолютному изменению температуры окружающей среды при постоянном значении тока стабилизации:

$$\alpha_{ст} = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст} \Delta T} 100 \% ; \quad (3.33)$$

г) дифференциальное сопротивление стабилитрона, определяемое на участке пробоя:

$$r_{ст} = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}} = \frac{U_{стmax} - U_{стmin}}{I_{стmax} - I_{стmin}}. \quad (3.34)$$

#### Задача №4. Исследование температурной нестабильности усилителей на биполярных транзисторах

Усилителем электрического сигнала называется устройство, предназначенное для усиления *мощности* сигнала, поданного на его вход.

Процесс усиления основан на преобразовании активным элементом (биполярным или полевым транзистором) энергии источника постоянного напряжения в энергию переменного напряжения на нагрузке при изменении сопротивления активного элемента под действием входного сигнала.

Согласно второму закону Кирхгофа для схемы усилителя (рис. 3.15) можно записать уравнения:

$$U_{ИП} = I_B \cdot R_B + U_{БЭ0}, \quad (3.35)$$

$$U_{ИП} = I_K \cdot R_K + U_{КЭ0}. \quad (3.36)$$

Таким образом, источник напряжения  $U_{ИП}$  вместе с резистором  $R_B$  задают постоянный ток базы транзистора:

$$I_{Б0} = \frac{U_{ИП} - U_{БЭ0}}{R_B} \approx |U_{БЭ0} \ll U_{ИП}| \approx \frac{U_{ИП}}{R_B}, \quad (3.37)$$

который в свою очередь задает коллекторный ток покоя:

$$I_{К0} = h_{21Э} \cdot I_{Б0}. \quad (3.38)$$

Резистор  $R_K$  определяет напряжение

$U_{КЭ0}$ :

$$U_{КЭ0} = U_{ИП} - I_{К0} R_K. \quad (3.39)$$

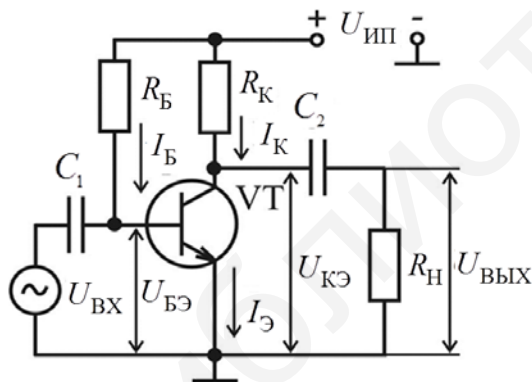


Рис. 3.15

Поскольку согласно (3.34) ток базы зависит только от  $U_{ИП}$  и  $R_B$ , то такой способ задания рабочей точки БТ (см. рис. 3.15) называют способом с фиксированным током базы.

Совокупность постоянных токов выводов БТ  $I_{Б0}$ ,  $I_{К0}$  и напряжений между ними  $U_{БЭ0}$ ,  $U_{КЭ0}$  задает рабочую точку транзистора.

Значения токов и напряжений рабочей точки (режима покоя) определяются напряжением источника питания  $U_{ИП}$  и сопротивлением резисторов  $R_B$  и  $R_K$ .

Положение рабочей точки  $A$  на семействе выходных характеристик (рис. 3.16, а) определяется точкой пересечения выходной характеристики, соответствующей току базы  $I_B = I_{B0}$  и **нагрузочной прямой по постоянному току**, график которой в системе координат  $I_K = f(U_{КЭ})$  описывается уравнением

$$I_K(U_{КЭ}) = \frac{U_{ИП} - U_{КЭ}}{R_K}, \quad (3.40)$$

полученным из (3.35).

Нагрузочная прямая по постоянному току строится по точкам пересечения с осями координат: при  $U_{КЭ} = 0, I_K = \frac{U_{ИП}}{R_K}$ ;  $I_K = 0, U_{КЭ} = U_{ИП}$ .

Таким образом, нагрузочная прямая – геометрическое место рабочих точек активного элемента при конкретных значениях напряжения источника питания  $U_{ИП}$  и сопротивления резистора  $R_K$ . Тангенс угла наклона ее к оси абсцисс  $\alpha$  обратно пропорционален сопротивлению резистора  $R_K$ :  $\text{tg} \alpha = \frac{1}{R_K}$ . Положение рабочей точки  $A$  на семействе входных характеристик (рис. 3.16, б) определяется постоянным током базы  $I_B = I_{B0}$  и напряжением  $U_{БЭ0}$ .

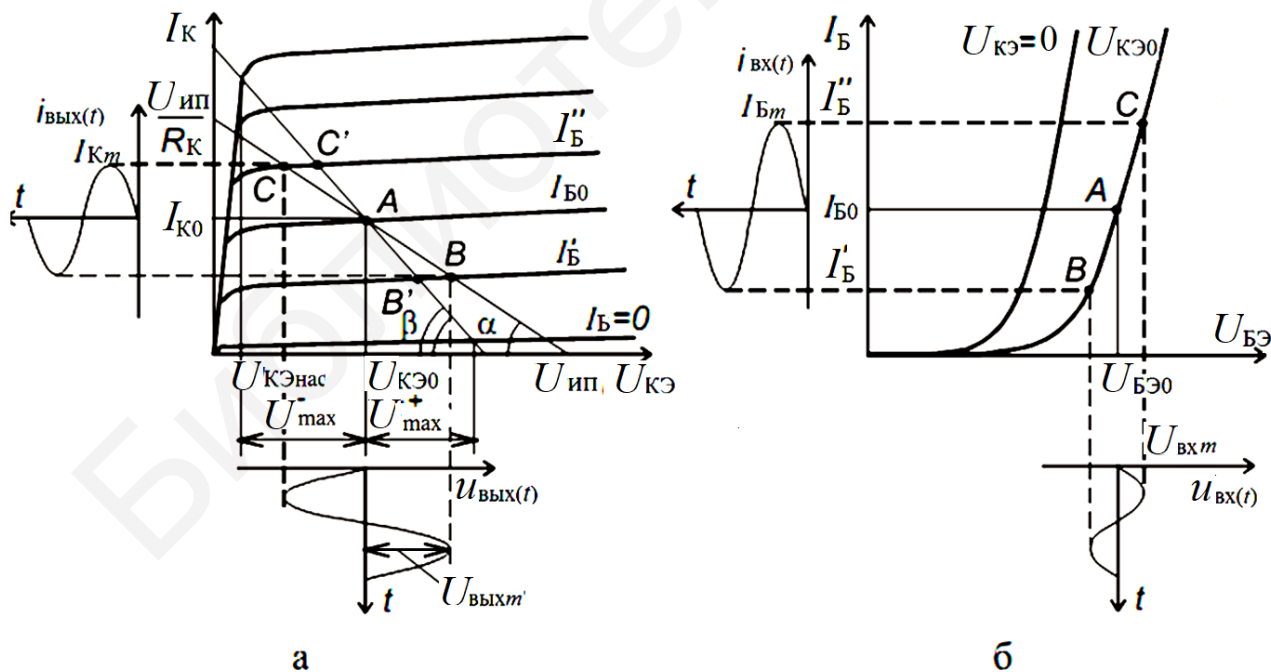


Рис. 3.16

Изменение базового тока БТ приводит к изменению тока коллектора, а значит, согласно (3.35) – к изменению напряжения  $U_{КЭ}$ . Входное и выходное напряжения усилителя изменяются в противофазе. Увеличению входного напряжения соответствует уменьшение выходного и наоборот. Усилительный каскад на БТ с ОЭ изменяет фазу входного сигнала на  $180^\circ$ .

Схема с фиксированным напряжением базы. Режим по постоянному току задается с помощью резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_K$  и источника питания  $U_{ИП}$  (рис. 3.17).

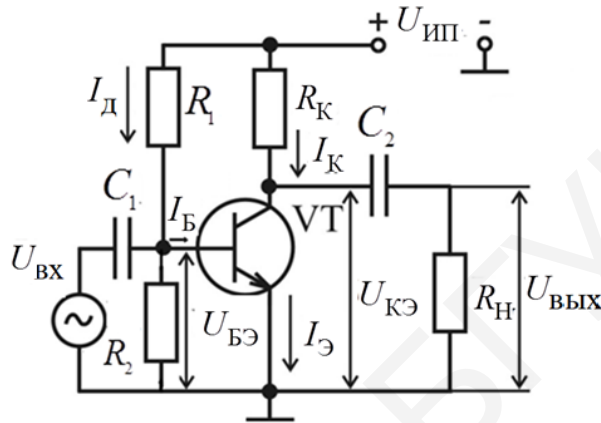


Рис. 3.17

Напряжение на базе транзистора задается с помощью базового делителя.

$$U_B \approx \frac{U_{ИП} R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.41)$$

В такой схеме для уменьшения температурной зависимости необходимо выбрать  $I_d = (5 - 10) I_B$ .

Недостатками рассмотренных схем и способов задания рабочей точки являются:

- сильное влияние изменения температуры на параметры транзистора и влияние напряжения питания на положение рабочей точки;
- при увеличении температуры растет величина  $h_{21Э}$ , что приводит к увеличению  $I_K$ , и точка покоя смещается в сторону режима насыщения;
- использование в этой схеме транзисторов с параметрами, отличными от принятых при расчете, также приводит к сильному изменению положения рабочей точки.

**Влияние температуры на ВАХ БТ и положение рабочей точки** показано на рис. 3.18. При увеличении температуры растет значение статического коэффициента передачи по току  $h_{21Э}$ , что приводит к подъему семейства выходных ВАХ (рис. 3.18, а).

С ростом температуры входная характеристика смещается влево.

Влияние температуры на входные ВАХ описывается температурным коэффициентом напряжения:

$$\text{ТКН} = \left. \frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{\Delta T} \right|_{I_{\text{Б}} = \text{const}} = -2,2 \text{ мВ}/^\circ\text{С} .$$

Увеличение температуры приводит к перемещению рабочей точки БТ в схеме с фиксированным током базы вверх по нагрузочной прямой ближе к режиму насыщения: растет ток коллектора  $I_{\text{К0}}$  и уменьшается напряжение  $U_{\text{КЭ0}}$ .

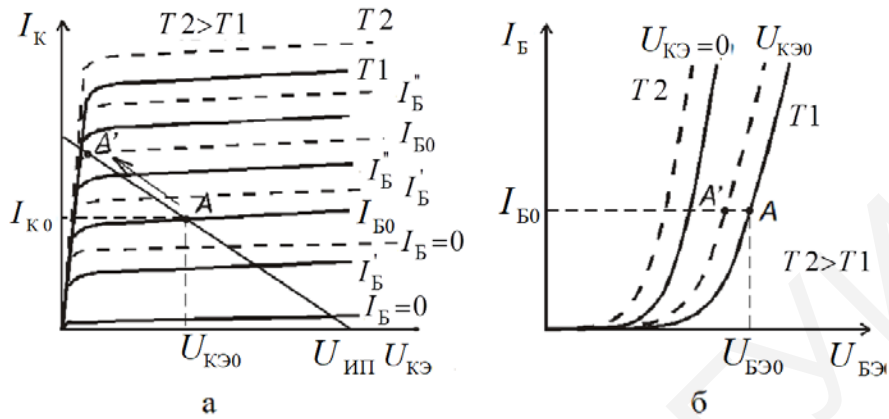


Рис. 3.18

Это приводит к уменьшению максимального значения амплитуды выходного сигнала и снижению КПД усилителя. Для устранения влияния температуры на параметры усилителя используется ряд способов стабилизации рабочей точки БТ. На рис. 3.19 представлена принципиальная схема усилительного каскада на БТ с коллекторной стабилизацией рабочей точки. Согласно второму закону Кирхгофа для данной схемы можно записать два уравнения:

$$U_{\text{ИП}} = (I_{\text{К0}} + I_{\text{Б0}}) \cdot R_{\text{К}} + U_{\text{КЭ0}}; \quad (3.42)$$

$$U_{\text{КЭ0}} = I_{\text{Б0}} \cdot R_{\text{Б}} + U_{\text{БЭ0}}. \quad (3.43)$$

В данной схеме с помощью резистора  $R_{\text{Б}}$ , подключенного к коллектору БТ, осуществляется отрицательная **обратная связь** (передача выходного сигнала на вход) по напряжению, параллельная по входу, за счет которой и осуществляется стабилизация режима покоя.

Изменение выходного напряжения, обусловленное изменением температуры, создает противофазное изменение тока базы, препятствующее изменению рабочей точки. Принцип действия схемы коллекторной стабилизации состоит в следующем: с ростом температуры растет  $h_{21Э}$ , что приводит к росту  $I_{\text{К0}}$  и уменьшению  $U_{\text{КЭ0}}$ . Согласно выражению (3.42)

$$I_{\text{Б0}} = \frac{U_{\text{КЭ0}} - U_{\text{БЭ0}}}{R_{\text{Б}}},$$

т. е. уменьшение  $U_{\text{КЭ0}}$  приводит к уменьшению  $I_{\text{Б0}}$ , а значит, и к уменьшению  $I_{\text{К0}}$ . Поэтому в схеме положение рабочей точки не так сильно зависит от температуры и других дестабилизирующих факторов.

На рис. 3.20 показана принципиальная схема усилительного каскада с эмиттерной стабилизацией рабочей точки БТ, в которой осуществляется отрицательная обратная связь по току, параллельная по входу.

Для схемы справедливы следующие уравнения:

$$U_{\text{ИП}} = I_{\text{К0}} R_{\text{К}} + U_{\text{КЭ0}} = I_{\text{К0}} R_{\text{К}} + U_{\text{КЭ0}} + U_{\text{Э0}}; \quad (3.44)$$

$$U_{\text{ИП}} = (I_{\text{Б0}} + I_{\text{д}}) \cdot R_1 + U_{\text{Б0}}; \quad (3.45)$$

$$U_{\text{Э0}} = I_{\text{Э0}} R_{\text{Э}}; \quad (3.46)$$

$$U_{\text{ИП}} = U_{\text{БЭ0}} + U_{\text{Б0}} = I_{\text{д}} R_2. \quad (3.47)$$

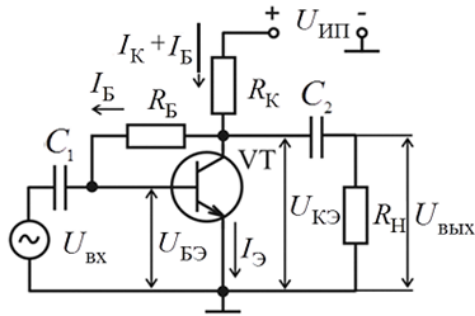


Рис. 3.19

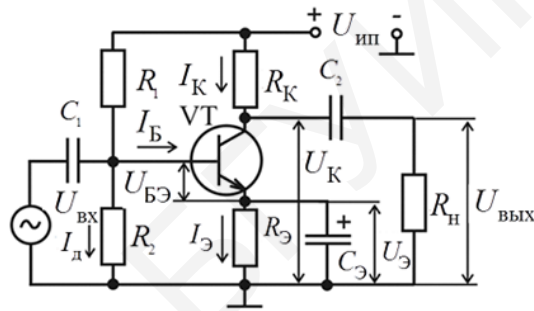


Рис. 3.20

Делитель напряжения, образованный резисторами  $R_1$  и  $R_2$ , задает напряжение на базе транзистора  $U_{\text{Б0}}$ .

С ростом температуры увеличивается ток базы  $I_{\text{Б0}}$ , что приводит к росту тока коллектора  $I_{\text{К0}}$  и уменьшению напряжения на коллекторе  $U_{\text{КЭ0}}$ . Растет также и ток эмиттера, что приводит к увеличению падения напряжения на резисторе  $R_{\text{Э}}$  и уменьшению напряжения  $U_{\text{БЭ0}}$ , а значит, к закрыванию транзистора и уменьшению тока базы и соответственно тока коллектора.

Но при этом заданная схема уменьшает любые изменения выходного напряжения и тока, не только температурные, но и обусловленные изменением сигнала на входе, что уменьшает в конечном итоге коэффициент усиления по напряжению. Конденсатор  $C_{\text{Э}}$  устраняет отрицательную обратную связь по переменному току, существующую в схеме, и увеличивает тем самым коэффициент усиления по напряжению. Для переменной составляющей эмиттерного тока конденсатор  $C_{\text{Э}}$  имеет малое сопротивление, поэтому переменная составляющая напряжения на эмиттере стремится к нулю и паразитная отрицательная обратная связь отсутствует.

Влияние температуры на положение рабочей точки БТ описывается коэффициентом нестабильности тока коллектора:

$$S = \frac{\Delta I_{\text{К0}}(T)}{I_{\text{К0}}}. \quad (3.48)$$

Чем лучше стабилизируется рабочая точка, тем меньше коэффициент неустойчивости. Наибольшее значение  $S$  имеет в схеме с фиксированным током базы и наименьшее – в схеме с эмиттерной стабилизацией.

Влияние температуры на коллекторный ток можно заменить эквивалентным синфазным изменением напряжения база – эмиттер:

$$\Delta U_{БЭ0}(T) = |\text{ТКН}|.$$

В рассмотренных схемах стабилизации рабочей точки для компенсации температурного изменения коллекторного тока за счет наличия обратной связи создается изменение напряжения смещения величиной

$$\Delta U(T) = \Delta U_{БЭ0}(T) \Delta T, \quad (3.49)$$

где  $\Delta T$  – изменение температуры.

Для схемы с коллекторной стабилизацией напряжение база – эмиттер можно представить в виде

$$U_{БЭ0} = U_{ИП} - (I_{К0} + I_{Б0})R_K - I_{Б0}R_B = U_{ИП} - I_{К0}R_K - \frac{I_{КЭ0}}{h_{21Э}}(R_K + R_B). \quad (3.50)$$

Тогда компенсирующее изменение напряжения база – эмиттер

$$\Delta U_{БЭ0}(T) = -\Delta I_{К0}R_K - \frac{\Delta I_{К0}}{h_{21Э}}(R_K + R_B), \quad (3.51)$$

а коэффициент неустойчивости имеет вид

$$S = \frac{\Delta I_{К0}(T)}{I_{К0}} = \frac{\Delta U_{БЭ0}(T)}{\left( R_K + \frac{(R_K + R_B)}{h_{21Э}} \right)}. \quad (3.52)$$

В схеме с эмиттерной стабилизацией компенсирующее изменение напряжения создается за счет падения напряжения на резисторе  $R_Э$ :

$$\Delta U(T) = \Delta U_{БЭ0}(T) \Delta T = \Delta I_{Э0}(T) R_Э \approx \Delta I_{К0}(T) R_Э. \quad (3.53)$$

Тогда коэффициент неустойчивости определяется выражением

$$S = \frac{\Delta I_{К0}(T)}{I_{К0}} = \frac{\Delta U_{КЭ0}(T) \Delta T}{I_{К0} R_Э} = \frac{\Delta U(T)}{U_{Э0}}. \quad (3.54)$$

Расчет усилителя на БТ с эмиттерной стабилизацией выполняется по следующему алгоритму:

1. По заданному коэффициенту неустойчивости определяется падение напряжения на резисторе  $R_Э$ :

$$U_{Э0} = \Delta U_{БЭ0}(T) \frac{\Delta T}{S}. \quad (3.55)$$

2. Напряжение коллектор – эмиттер в рабочей точке  $U_{КЭ0}$  выбирается из условия равенства максимальных значений амплитуд положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения  $U_{\text{выхmax}}^+ = U_{\text{выхmin}}^-$ , которое можно переписать в виде

$$I_{К0}(R_K \parallel R_H) = U_{КЭ0} - U_{КЭН} \approx U_{КЭ0}. \quad (3.56)$$



Поскольку

$$I_{K0} = \frac{U_{\text{пит}} - U_{\text{Э0}} - U_{K\text{Э0}}}{R_K}, \quad (3.57)$$

то

$$U_{K\text{Э0}} \approx \frac{(U_{\text{пит}} - U_{\text{Э0}} - U_{K\text{Э0}})(R_K \parallel R_H)}{R_K} \quad (3.58)$$

и

$$U_{K\text{Э0}} \approx \frac{(U_{\text{пит}} - U_{\text{Э0}})R_H}{R_K + 2R_H}. \quad (3.59)$$

3. Ток коллектора определяется по (3.56), а ток базы – с использованием (3.37).

4. Ток делителя обычно рекомендуется выбирать во много раз больше тока базы, чтобы изменения последнего в процессе работы усилителя не влияли на напряжение  $U_{B\text{Э0}}$ :  $I_D = (5 \dots 10)I_{B0}$ .

5. Сопротивления резисторов, задающих точку покоя БТ, вычисляются по выражениям:

$$R_{\text{Э}} = \frac{U_{\text{Э0}}}{I_{K0}}, \quad (3.60)$$

$$R_1 = \frac{U_{\text{ИП}} - U_{\text{Э0}} - U_{B\text{Э0}}}{I_D + I_{B0}}, \quad (3.61)$$

$$R_2 = \frac{U_{\text{Э0}} + U_{B\text{Э0}}}{I_D}, \quad (3.62)$$

где для напряжения база – эмиттер в рабочей точке можно выбрать значение  $U_{B\text{Э0}} = 0,6\text{В}$ .

6. Расчет емкостей конденсаторов выполняется согласно выражениям

$$C_1 > \frac{10}{2\pi f_H R_{\text{вх}}}, \quad (3.63)$$

$$C_2 > \frac{10}{2\pi f_H R_H}, \quad (3.64)$$

$$C_1 > \frac{10}{2\pi f_H R_{\text{Э}}}, \quad (3.65)$$

где  $f_H$  – нижняя граничная частота полосы пропускания;  $R_{\text{вх}} = (R_1 \parallel R_2 \parallel h_{21\text{Э}})$  – входное сопротивление усилителя.

Коэффициент усиления по току каскада на БТ с ОЭ определяется соответствующим дифференциальным параметром транзистора, который в полосе пропускания усилителя можно считать постоянным и равным статическому коэффициенту усиления по току:

$$K_i = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{б}}} = \frac{I_H}{I_B} = \frac{I_K R_H}{I_B (R_K + R_H)} = \frac{h_{21\text{Э}} R_H}{R_H + R_K}. \quad (3.66)$$

Для коэффициента усиления по напряжению можно записать

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{h_{21Э} I_B (R_K \parallel R_H)}{I_B (r_B + (h_{21Э} + 1) r_Э)} = \frac{h_{21Э} (R_K \parallel R_H)}{r_B + (h_{21Э} + 1) r_Э} \approx - \frac{R_K \parallel R_H}{r_Э}, \quad (3.67)$$

поскольку знак «минус» говорит о том, что каскад с ОЭ инвертирует входной сигнал.

При отсутствии конденсатора  $C_Э$  коэффициент усиления по напряжению уменьшается:

$$K_u = - \frac{h_{21Э} (R_K \parallel R_H)}{r_B + (h_{21Э} + 1) (r_Э + R_Э)} \approx - \frac{R_K \parallel R_H}{r_Э + R_Э} \approx - \frac{R_K \parallel R_H}{R_Э}, \quad (3.68)$$

поскольку в усилителе возникает местная отрицательная обратная связь по переменному току, обусловленная резистором  $R_Э$ .

### Задача №5. Расчет инвертирующего и неинвертирующего усилителей на ОУ

Для выполнения данной задачи необходимо изучить влияние обратной связи на параметры усилителей, а также структуру и принцип работы операционных усилителей (ОУ). Схемы инвертирующего и неинвертирующего усилителей на основе ОУ приведены на рис. 3.21 и 3.22 соответственно.

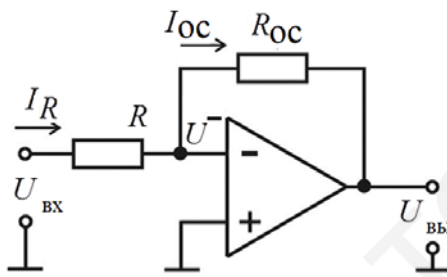


Рис. 3.21

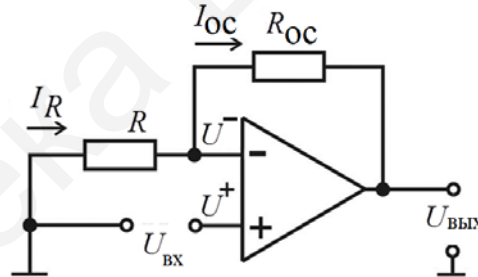


Рис. 3.22

Расчет инвертирующего и неинвертирующего усилителей на ОУ сводится к определению параметров цепи отрицательной обратной связи (ОС), которой охвачен усилитель, поскольку все его параметры определяются цепью ОС. Коэффициент усиления по напряжению усилителя, охваченного петлей отрицательной ОС, можно рассчитать по формуле

$$K_{\text{ОС}} = \frac{K}{1 + \beta \cdot K},$$

где  $K$  – собственный коэффициент усиления по напряжению ОУ;  $\beta$  – коэффициент передачи цепи ОС.

Для схемы инвертирующего усилителя (см. рис. 3.22) коэффициент передачи цепи ОС  $\beta = \frac{R}{R_{OC}}$ . В случае реального ОУ коэффициент усиления инвертирующего усилителя определяется выражением

$$K_{OC} = -\frac{K_{эф}}{1 + \beta \cdot K_{эф}},$$

где  $K_{эф} = \frac{K \cdot R_{OC}}{R_{OC} + R}$ .

Знак «минус» отражает инвертирование входного сигнала.

В случае идеального ОУ  $K \rightarrow \infty$ , тогда  $K_{OC} = \beta = \frac{R}{R_{OC}}$ .

Для схемы неинвертирующего усилителя (рис. 3.22) коэффициент передачи цепи ОС

$$\beta = \frac{R}{R + R_{OC}}.$$

В случае реального ОУ коэффициент усиления неинвертирующего усилителя определяется выражением

$$K_{OC} = \frac{K}{1 + \frac{RK}{R + R_{OC}}}.$$

Дифференциальное входное сопротивление инвертирующего усилителя определяется сопротивлением резистора на входе  $R_{вхOC} = R$ . Входное сопротивление неинвертирующего усилителя определяется как входное сопротивление усилителя, охваченного последовательной отрицательной ОС:

$$R_{вхOC} = R_{вх} (1 + \beta K),$$

где  $R_{вх}$  – входное сопротивление ОУ без ОС.

Выходное сопротивление для обеих схем усилителей определяется как

$$R_{выхOC} = \frac{R_{вых}}{1 + \beta K}.$$

## 4. ЗАДАНИЯ К КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЕ №1

### Задача №1

Пользуясь справочными данными, приведите семейство входных и выходных характеристик БТ с ОЭ. В качестве независимых переменных используйте входное и выходное напряжение. Тип транзистора выберите согласно табл. 4.1 в соответствии с шифром. Поясните поведение входных и выходных характеристик транзистора.

Таблица 4.1

Последняя цифра	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Тип транзистора	КТ 603В	КТ 325А	КТ 301Б	КТ 340А	КТ 342А	КТ 351А	КТ 368А	КТ 3127А	КТ 608А	КТ 646А

По справочнику установите максимально допустимые параметры БТ: постоянный ток коллектора  $I_{Кmax}$ ; напряжение коллектор – эмиттер  $U_{КЭmax}$ ; мощность, рассеиваемую коллектором БТ  $P_{Кmax}$ . На семейство выходных характеристик нанесите границы области допустимых режимов работы.

Задайтесь положением рабочей точки и, пользуясь характеристиками, рассчитайте для нее значения  $h$ -параметров БТ. На основании полученных числовых значений параметров рассчитайте параметры  $T$ -образной эквивалентной схемы транзистора и изобразите ее.

### Задача №2

Рассчитайте модуль  $|h_{21э}|$  и фазу  $\varphi_{h_{21э}}$  коэффициента передачи по току БТ в схеме с ОЭ на частоте  $f$ . В качестве исходных данных используйте заданные в табл. 4.2 значения предельной частоты коэффициента передачи по току в схеме с ОБ  $f_{h_{21б}}$  и частоты  $f$ , а также статический коэффициент передачи по току в схеме с ОБ  $\alpha$ .

Таблица 4.2

Предпоследняя цифра шифра	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$f_{h_{21б}}$ , МГц	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
$f$ , кГц	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130
Последняя цифра шифра	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\alpha$	0,98	0,975	0,973	0,978	0,95	0,965	0,959	0,983	0,976	0,985

### Задача №3

Выполните инженерный расчет стабилизированного источника напряжения, схема которого представлена на рис. 4.1. Исходные данные для расчета приведены в табл. 4.3. Расчеты проводите в рабочей тетради.

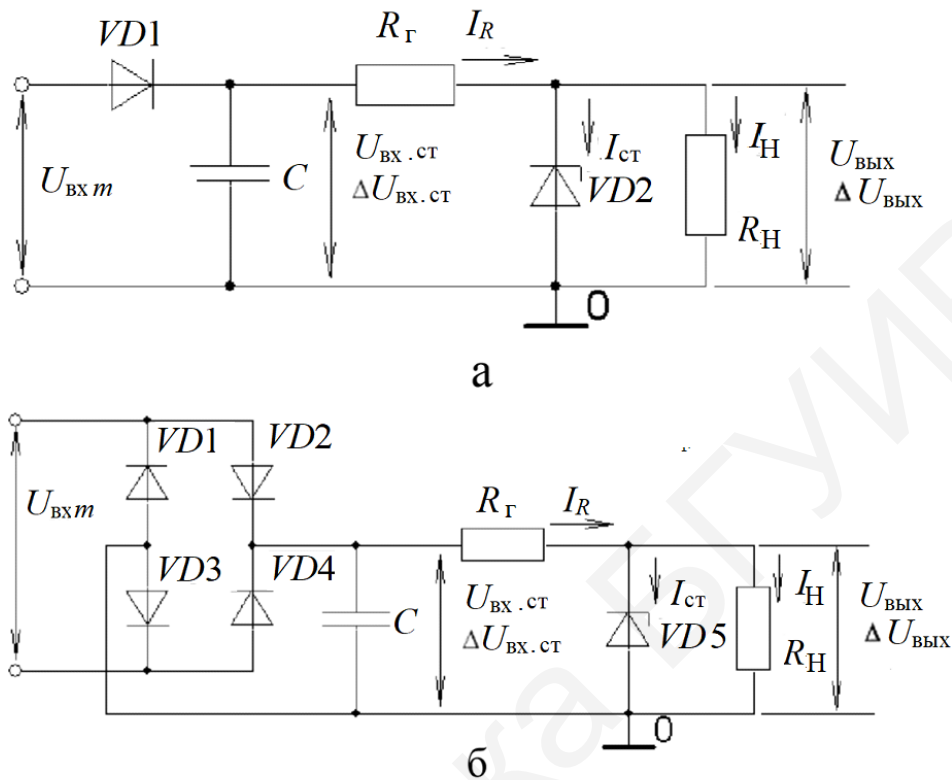


Рис. 4.1

Таблица 4.3

Номер варианта	Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ , В	Ток нагрузки $I_{\text{Н}}$ , мА	Амплитуда пульсаций выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ , мВ
1	3,3	40	10
2	3,3	160	50
3	3,9	150	50
4	4,7	30	10
5	5,6	100	30
6	6,8	20	10
7	6,8	100	30
8	10	40	10
9	22	20	10
10	30	15	5

После получения численных значений параметров элементов (сопротивлений и емкостей) необходимо выбрать их номинальные значения согласно рядам ГОСТа. Значения резисторов выбирать из ряда, соответствующего допустимому отклонению  $\pm 5\%$ , конденсаторов –  $\pm 20\%$ . При проведении всех последующих расчетов оперировать только номинальными значениями.

*Примечание.* Для нечетных номеров вариантов необходимо рассчитать стабилизированный источник напряжения с однополупериодной схемой выпрямителя (см. рис. 4.1, а), для четных – с мостовой схемой (см. рис. 4.1, б).

Порядок выполнения работы:

1. Выберите необходимый стабилитрон из следующих условий  $U_{\text{ст}} = U_{\text{вых}}$  и  $I_{\text{стmax}} > I_{\text{H}}$ . Типы и параметры стабилитронов приведены в табл. 4.4. Перепишите параметры стабилитрона в рабочую тетрадь.

Таблица 4.4

Тип стабилитрона	$U_{\text{ст}}$ , В	$I_{\text{стmin}}$ , мА	$I_{\text{стmax}}$ , мА	$r_{\text{ст}}$ , Ом	$\alpha_{U_{\text{ст}}}$ , %/°C
КС133А	3,3	3	81	20	-0,11
КС433А	3,3	3	229	10	-0,1
КС439А	3,9	3	212	10	-0,1
КС147А	4,7	3	58	25	-0,09
КС456А	5,6	3	167	10	+0,05
КС168А	6,8	3	45	20	+0,06
КС468А	6,8	3	142	5	+0,065
КС510А	10	1	79	20	+0,08
КС522А	22	1	37	20	+0,1
КС530А	30	1	27	25	+0,1

2. Задайте коэффициент стабилизации из диапазона значений  $K_{\text{ст}} = 30 \dots 60$ . Если  $I_{\text{H}} \geq 80$  мА, выбрать  $K_{\text{ст}} = 30$ ; если  $I_{\text{H}} < 80$  мА, то  $K_{\text{ст}} = 60$ .

3. Воспользовавшись выражением (3.31), по заданному  $\Delta U_{\text{вых}}$  и выбранному  $K_{\text{ст}}$  рассчитайте амплитуду пульсаций на входе стабилизатора  $\Delta U_{\text{вх.ст}}$ .

4. Согласно (3.27) рассчитайте сопротивление гасящего резистора  $R_{\text{T}}$ , обеспечивающего требуемый коэффициент стабилизации  $K_{\text{ст}}$ .

5. Выберите рабочий ток стабилитрона  $I_{\text{ст}}$  из условия (3.28).

6. Пользуясь (3.25), вычислите ток гасящего резистора  $I_{\text{R}}$ .

7. Рассчитайте сопротивление нагрузки  $R_{\text{H}}$ :  $R_{\text{H}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{H}}}$ .

8. Определите необходимое постоянное напряжение на входе стабилизатора  $U_{\text{вх.ст}}$  (3.26).

9. Пользуясь (3.32), рассчитайте температурный уход выходного напряжения стабилизатора  $\Delta U_{\text{выхT}} = \Delta U_{\text{ст}}$  при изменении температуры на  $\Delta T = +50$  °C.

10. Результаты расчета стабилизатора напряжения сведите в табл. 4.5.

Таблица 4.5

Тип стабилизатора	$U_{\text{вх.ст}}$ , В	$\Delta U_{\text{вх.ст}}$ , мВ	$U_{\text{вых}}$ , В	$\Delta U_{\text{вых.т}}$ , мВ	$\Delta U_{\text{вых}}$ , мВ	$I_{\text{ст}}$ , мА	$I_R$ , мА	$K_{\text{ст}}$	$R_H$ , Ом	$R_T$ , Ом

11. Учтите, что следующие параметры стабилизатора напряжения являются исходными для расчета выпрямителя:

$$U_{\text{вых.выпр}} = U_{\text{вх.ст}}; \quad \Delta U_{\text{вых.выпр}} = \Delta U_{\text{вх.ст}}; \quad I_{\text{н.выпр.т}} = I_R.$$

12. Определите необходимую амплитуду входного напряжения выпрямителя:

$$U_{\text{вх.т}} = U_{\text{вх.ст}} + \Delta U_{\text{вх.ст}} + U_{\text{пр}},$$

где  $U_{\text{пр}}$  – падение напряжения на прямосмещенном диоде выпрямителя. При расчетах можно принять  $U_{\text{пр}} \approx 1 \text{ В}$ . В случае мостовой схемы выпрямителя необходимо учесть, что последовательно с нагрузкой и источником сигнала включено два выпрямительных диода. Округлите полученное значение  $U_{\text{вх.т}}$  в большую сторону до ближайшего целого значения, выраженного в вольтах.

13. Рассчитайте емкость конденсатора на выходе выпрямителя  $C$ , используя (3.21) для однополупериодной схемы и (3.23) – для мостовой схемы. Частоту входного напряжения следует принять равной 50 Гц.

14. Определите амплитуду обратного напряжения на диоде выпрямителя по (3.18) для однополупериодной схемы выпрямителя и по (3.22) – для мостовой схемы.

15. Пользуясь данными табл. 4.6, выберите необходимый выпрямительный диод с учетом соотношений  $I_{\text{н.выпр.т}} < I_{\text{пр.мах}}$ ,  $U_{\text{тобр}} < U_{\text{обр.мах}}$ . Перепишите параметры диода в рабочую тетрадь.

Таблица 4.6

Тип диода	$I_{\text{н.выпр.т}}$ , А	$I_{\text{пр.мах}}$ , А	$U_{\text{обр.мах}}$ , В	$t_{\text{обр.вос}}$ , мкс
КД226А	1,7	10	100	0,25
КД226Б	1,7	10	200	0,25
КД226В	1,7	10	400	0,25
КД226Г	1,7	10	600	0,25
КД226Д	1,7	10	800	0,25

16. Результаты расчета выпрямителя сведите в табл. 4.7.

Таблица 4.7

Тип диода	$C$ , мкФ	$U_{\text{тобр}}$ , В	$U_{\text{вх.мах}}$ , В

### Задача №4

Выполните инженерный расчет усилительного каскада на БТ с ОЭ и эмиттерной стабилизацией рабочей точки (см. рис. 3.22). Исходные данные для расчета приведены в табл. 4.8. Параметры транзисторов и семейства ВАХ приведены в квадратных скобках – [ ]. При расчете примите диапазон рабочих температур от  $T_{\min} = -20\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $T_{\max} = 60\text{ }^{\circ}\text{C}$ , нижнюю граничную частоту полосы пропускания примите  $f = 200\text{ Гц}$ .

Таблица 4.8

Номер варианта	Тип БТ	$R_H$ , кОм	$U_{\text{вхmax}}$ , мВ	$S$	$U_{\text{ип}}$ , В
01	КТ315Г	2,5	10	0,1	9
02	КТ337Б	5,0	20	0,2	15
03	КТ342А	6,2	30	0,1	15
04	КТ347А	7,0	20	0,3	20
05	КТ349Б	4,8	25	0,1	12
06	КТ358Б	7,5	20	0,2	20
07	КТ361Г	10	15	0,4	10
08	КТ3102Г	8	25	0,3	15
09	КТ3107Г	3,6	35	0,4	10
10	КТ3117А	4,0	30	0,2	15

Порядок выполнения работы:

1. По заданному сопротивлению нагрузки  $R_H$  с использованием соотношения  $R_H = (3-5)R_K$  выберите сопротивление резистора  $R_K$ .
2. Пользуясь выражениями (3.59), (3.60), (3.61), определите рабочую точку БТ.
3. На семействе выходных ВАХ БТ отметьте положение рабочей точки и постройте нагрузочную прямую по постоянному и переменному току; определите максимальную амплитуду напряжения неискаженного выходного сигнала.
4. По семейству входных ВАХ БТ в рабочей точке определите значение параметра  $h_{11Э}$ .
5. Пользуясь выражениями (3.62)...(3.64), рассчитайте элементы принципиальной схемы усилителя.
6. Пользуясь выражениями (3.65) и (3.67), рассчитайте коэффициенты усиления по напряжению и мощности и определите амплитуду напряжения и мощность выходного сигнала по заданной амплитуде напряжения входного сигнала.
7. Сведите результаты расчета в таблицу.



### Задача №5

Изобразите принципиальные схемы инвертирующего и неинвертирующего усилителя на основе ОУ и рассчитайте для каждого усилителя коэффициент усиления  $K_{OC}$ , входное  $R_{вхOC}$  и выходное  $R_{выхOC}$  сопротивление. Исходные данные приведены в табл. 4.9 и 4.10.

Таблица 4.9

Последняя цифра шифра	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$R$ , кОм	10	10	20	25	25	20	20	10	15	20
$R_{OC}$ , кОм	100	250	100	150	250	250	150	20	150	200

Таблица 4.10

Предпоследняя цифра шифра	Коэффициент усиления ОУ $K$	Входное сопротивление ОУ $R_{вх}$ , кОм	Выходное сопротивление ОУ $R_{вых}$ , кОм
Нечетная	20 000	300	0,8
Четная	40 000	600	0,4

## 5. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ №2 «РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ НЕЛИНЕЙНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ»

### Задача №1. Расчет резонансного усилителя модулированного сигнала

Рассмотрим методику определения параметров резонансного усилителя модулированного сигнала и параметров сигнала.

Порядок выполнения задания состоит в следующем:

1. Рассчитайте ширину спектра АМ- (ЧМ-) сигнала.
2. Рассчитайте параметры контура ( $Q, L, C, r$ ).
3. Рассчитайте амплитуды составляющих модулированного сигнала для заданного коэффициента глубины модуляции при АМ или для заданного индекса угловой модуляции  $\beta$  и соответствующей функции Бесселя.
4. Графически изобразите спектр сигнала и векторную диаграмму при заданной расстройке.

Ниже приведены основные теоретические положения для АМ- и ЧМ-сигналов, необходимые для выполнения задания.

*Модуляцией* называют перенос спектра низкочастотного полезного сигнала в область высоких частот (радиочастот). Суть модуляции заключается в том, что один из параметров высокочастотного гармонического колебания (его называют несущим колебанием, а частоту – несущей частотой) изменяется по закону низкочастотного (управляющего) сигнала, содержащего передаваемое сообщение.

Различают амплитудную, частотную и фазовую модуляцию.

*При амплитудной модуляции (АМ)* амплитуда несущего высокочастотного колебания изменяется по закону управляющего сигнала.

Простейшей моделью АМ-сигнала является колебание с гармоническим модулирующим сигналом:

$$U(t) = U_m + \Delta U \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega 0}), \quad \Omega = 2\pi f_H, \quad (5.1)$$

где  $\varphi_{\Omega 0}$  – начальная фаза сигнала модуляции;  $\Delta U = \text{const}$ .

В этом случае

$$\begin{aligned} u(t) &= (U_m + \Delta U \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega 0})) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= U_m (1 + m \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega 0})) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{mU_m}{2} \cos((\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \varphi_{\Omega 0}) + \\ &+ \frac{mU_m}{2} \cos((\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 + \varphi_{\Omega 0}), \end{aligned}$$

где  $m = \frac{\Delta U}{U_0}$  – коэффициент амплитудной модуляции,  $0 \leq m \leq 1$ .

Расчет амплитуд составляющих и ширины спектра модулированного сигнала можно провести, подставив в записанные выражения реальные зна-

чения напряжений сигналов для заданного коэффициента модуляции  $m$ . Исходный низкочастотный сигнал (с частотой  $\Omega = 2\pi f_H$ ) в результате модуляции переносится в область радиочастот ( $\omega_0$ ). Спектр модулированного колебания содержит несущую ( $\omega_0$ ) и две боковые частоты – верхнюю с частотой ( $\omega_0 + \Omega$ ) и нижнюю с частотой ( $\omega_0 - \Omega$ ). Амплитудный и фазовый спектры сигнала с АМ представлены на рис. 5.1.

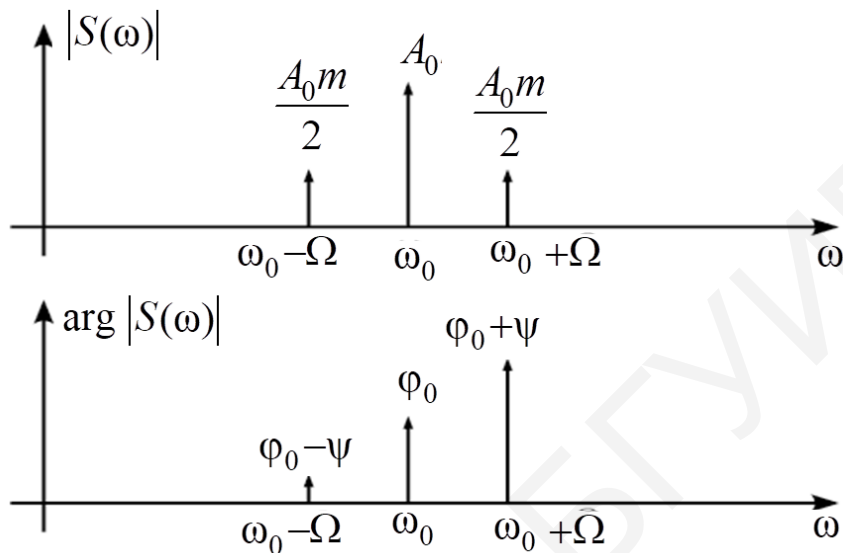


Рис. 5.1

Спектр однотоновой АМ имеет три гармоники. Общая ширина спектра АМ-сигнала равна  $2\Omega$ . При прохождении через резонансный контур (усилитель) меняются амплитуды боковых составляющих  $\omega_0 + \Omega$  и  $\omega_0 - \Omega$  в соответствии с резонансной характеристикой контура.

*Ширина спектра сигнала* в резонансном контуре обычно определяется на уровне  $0,7\Delta\omega = 0,7 \cdot 2\pi f_H$ .

Резонансная частота колебательного контура резонансного усилителя определяется так называемой формулой Томсона:  $\omega_{ген} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ .

Добротность  $Q$  – характеристика колебательной системы, определяющая полосу резонанса и показывающая, во сколько раз запасы энергии в системе больше, чем потери энергии за один период колебаний.

Для определения добротности обычно пользуются формулой  $Q = \frac{\rho}{r}$ , где  $\rho = |X_L| = |X_C|$  на частоте резонанса;  $r$  – сопротивление омических потерь контура, характеризующее мощность резистивных (активных потерь) контура  $P = I^2 r$ . Величина сопротивления потерь  $r$  обычно составляет  $1 \dots 10$  Ом.

Произведение добротности контура на его характеристическое сопротивление показывает величину сопротивления резонансного контура в момент резонанса  $R_{ЭКВ}$ , которое становится чисто активным (резистивным) и определяется как  $Q \cdot \rho = R_{ЭКВ}$ .

На практике чаще используется другое определение добротности:

$$Q = \frac{\omega}{\Delta\omega},$$

которое связывает ширину амплитудной резонансной кривой  $\Delta\omega$  по уровню  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  с круговой частотой резонанса  $\omega = 2\pi f$ .

Частота и фаза несущей АМ-колебания при прохождении через настроенный на несущую частоту избирательный контур не изменяются. Огибающая же имеет на выходе меньший коэффициент глубины модуляции и другую начальную фазу:

$$D = \frac{m_{\text{ВЫХ}}}{m} = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+(2Q\frac{\Omega}{\omega_p})^2}}.$$

Отношение  $m_{\text{ВЫХ}}$  к  $m$  иногда называют коэффициентом демодуляции, причем практически это отношение полностью соответствует зависимости АЧХ колебательного контура при заданной расстройке от несущей частоты и известной добротности  $Q$ . Чем выше частота модуляции  $\Omega$ , тем больше относительное ослабление амплитуды колебаний боковых составляющих  $\omega_0 + \Omega$  и  $\omega_0 - \Omega$  и, следовательно, меньше глубина модуляции выходного напряжения. Таким образом, зависимость  $D$  определяет степень линейных (частотных) искажений огибающей, т. е. передаваемого сообщения.

В нашем случае  $D$  соответствует коэффициенту передачи контура и позволяет определить изменение амплитуд, боковых составляющих спектра по отношению к максимальному коэффициенту передачи, равному  $Q$  на частоте резонанса. Рассчитав параметры резонансного контура и задаваясь значениями  $m$  и  $U_m$ , можно рассчитать величину спектральных составляющих на частоте резонанса  $U_m$  и на частотах  $\omega_0 + \Omega$  и  $\omega_0 - \Omega$ :

$$U_{(\omega \pm \Omega)} = \frac{mU_m}{2}.$$

Векторную диаграмму (рис. 5.2) удобнее представить несколько иначе. Вектор несущей частоты изображен неподвижным, а векторы, соответствующие верхним и нижним боковым частотам, будут вращаться в противоположные стороны с угловой скоростью  $\Omega$ . Амплитуда результирующего вектора изменяется во времени по закону низкой частоты, а фаза совпадает с фазой несущего колебания. Запаздывание по фазе огибающей

$$\psi_0 = \frac{\arctg 2Q\Omega}{\omega_0}.$$

Форма огибающей остается прежней (гармонической).

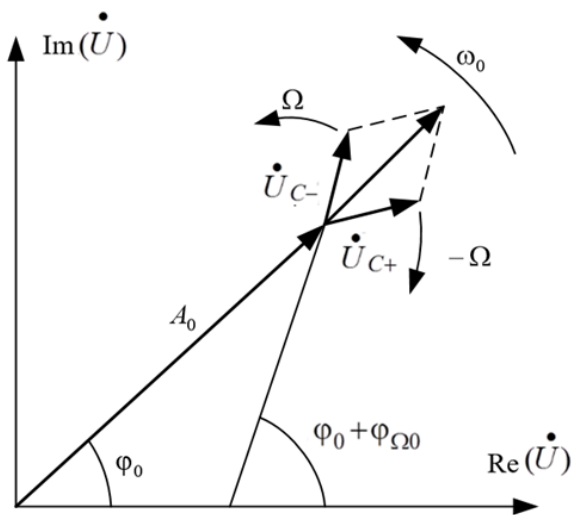


Рис. 5.2

Центральная составляющая не несет никакой информации, однако ее амплитуда максимальна и не зависит от глубины АМ. Информация заключена в боковых гармониках, при этом их уровень зависит от глубины АМ, чем она выше, тем уровень боковых гармоник больше.

Спектр АМ-сигнала всегда симметричен относительно центральной частоты, если модулирующий сигнал чисто вещественный.

*Угловая модуляция.* Предположим, что модулирующий сигнал представляет собой гармоническое колебание. Тогда

$$\begin{aligned} \omega(t) &= 2\pi[f_0 + A_{\text{ЧМ}} U_0 \cos(\Omega t + \varphi_0)] = 2\pi[f_0 + \Delta f_m \cos(\Omega t + \varphi_0)] = \\ &= \omega_0 + \Delta\omega_m \cos(\Omega t + \varphi_0). \end{aligned}$$

Величина  $\Delta\omega_m$  называется девиацией частоты. Учитывая, что фаза и частота связаны отношением  $\omega(t) = \omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt}$ , запишем ЧМ-колебания в виде

$$U(t) = U_\omega \cos[(\omega_0 t + \beta \cos(\Omega t + \varphi_0 + \frac{\pi}{2}))]. \quad (5.2)$$

Величину  $\beta = \frac{\Omega}{f_0}$  называют индексом частотной модуляции. Для реализации преимуществ частотной модуляции величину  $\beta$  выбирают много больше единицы.

Аналогично при *фазовой модуляции* по закону управляющего сигнала изменяется фаза несущего колебания. Поскольку фаза и частота взаимосвязаны (частота – производная от фазы, а фаза – интеграл от частоты), эти виды модуляции объединяют общим названием – угловая модуляция.

Спектры сигналов при частотной и фазовой модуляции имеют более сложный состав, чем при АМ, однако основные закономерности спектра – несущая и боковые полосы – сохраняются.

Представим аналитическое выражение частотно-модулированного колебания следующим образом:

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_m \cos(\beta \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U_m \sin(\beta \sin \Omega t) \sin \omega_0 t. \quad (5.3)$$

Учитывая, что

$$\cos(\beta \sin \Omega t) = J_0(\beta) + 2J_2(\beta) \cos 2\Omega t + 2J_4(\beta) \cos 4\Omega t + \dots,$$

$$\sin(\beta \sin \Omega t) = 2J_1(\beta) \sin \Omega t + 2J_3(\beta) \sin 3\Omega t + \dots,$$

для сигнала с частотной модуляцией получим

$$\begin{aligned} U_{\text{ЧМ}}(t) &= U_m [J_0(\beta) + 2J_2(\beta) \cos 2\Omega t + 2J_4(\beta) \cos 4\Omega t + \dots] \cos \omega_0 t - \\ &\quad - U_m [2J_1(\beta) \sin \Omega t + 2J_3(\beta) \sin 3\Omega t + \dots] \sin \omega_0 t = \\ &= U_m J_0(\beta) \cos \omega_0 t + U_m J_1(\beta) [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + \\ &\quad + U_m J_2(\beta) [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t + \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \\ &\quad + U_m J_3(\beta) [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t + \cos(\omega_0 - 3\Omega)t] + \dots \end{aligned}$$

Таким образом, спектр частотно-модулированного колебания состоит из бесконечного числа одинаковых по амплитуде составляющих, расположенных симметрично относительно несущей частоты  $\omega_0$  и отстоящих от последней на  $n\Omega$ , где  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Амплитуды несущей и боковых составляющих ЧМ- и ФМ-колебаний определяются функциями Бесселя соответствующего порядка в зависимости от индекса частотной модуляции  $\beta$ , т. е.  $U_{nm} = U_m J_n(\beta)$ , и индекса фазовой модуляции соответственно  $\Delta\varphi_{\text{М}}$  (рис. 5.3).

Значительная часть спектральных составляющих боковых полос, начиная с  $k = n$  и выше, имеет настолько малые амплитуды, что с ними можно не считаться. При  $\beta \gg 1$  величина  $J_n(\beta)$  изменяется более или менее равномерно при всех значениях  $n$ , меньших  $\beta$ . При  $n$ , близких к  $\beta$ , функция Бесселя  $J_n(\beta)$  образует всплеск, и при дальнейшем увеличении  $n$  быстро убывает до нуля.

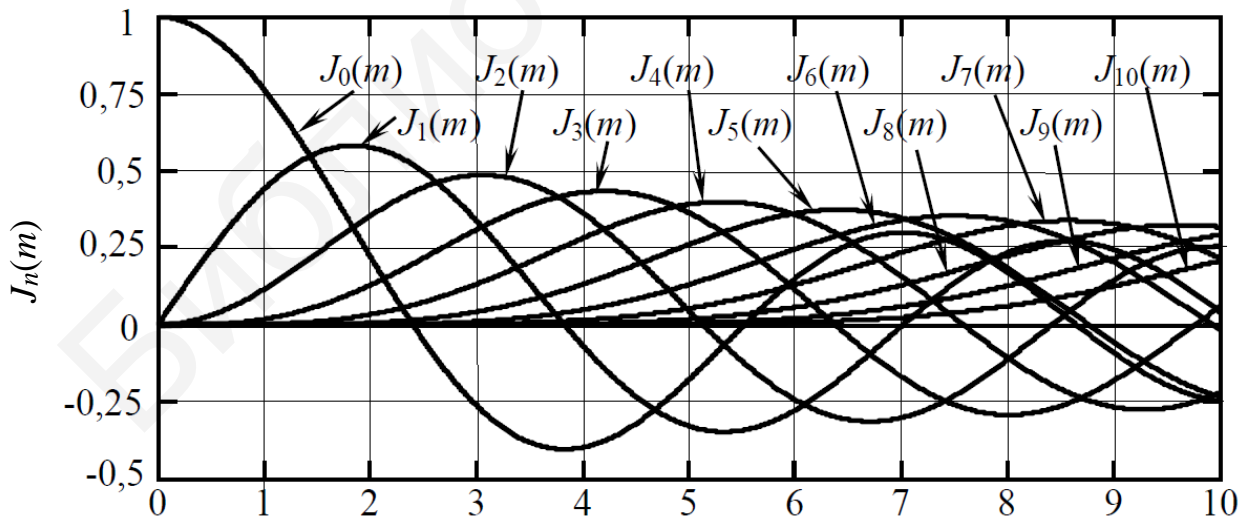


Рис. 5.3

Из этого следует, что наивысший номер боковой спектральной составляющей, с амплитудой которой надо считаться, приблизительно равен индексу модуляции.

Общая ширина спектра ЧМ-сигнала (рис. 5.4) составляет  $F_{\text{ЧМ}} = 2\beta\Delta F_M$ , где  $\Delta F_M = n\Omega$  – полоса частот, занимаемая модулирующим (управляющим) сигналом. Следовательно, при больших индексах модуляции ширина спектра модулированного колебания близка к удвоенной девиации частоты.

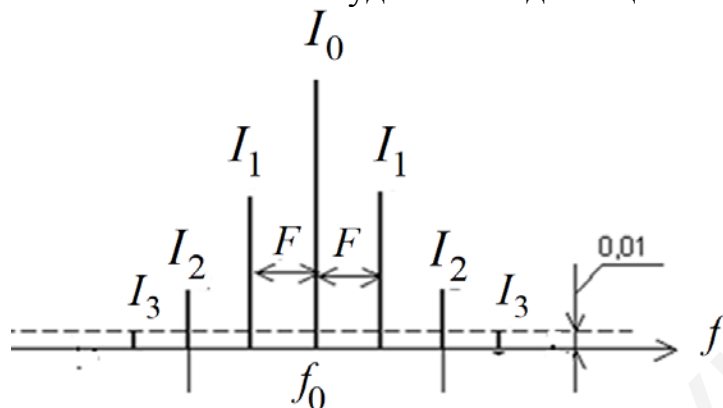


Рис. 5.4

Для заданного в задании  $\beta$  необходимо определить амплитуды спектральных составляющих  $U_{n,m} = U_m J_n(\beta)$ , ( $n=1, 2 \dots \beta, \beta+1$ ), и для соответствующих гармоник комбинационных составляющих  $(\omega_0 \pm \Omega)$ ,  $(\omega_0 \pm 2\Omega)$ ,  $(\omega_0 \pm 3\Omega) \dots$  построить спектр выходного сигнала в заданной полосе частот шириной  $\Delta\omega_{\text{сп}} \approx 2n_{\text{max}}\Omega \approx 2\beta\Omega = 2\beta\Delta\omega$ .

Так как  $\beta > 1$ , спектр ЧМ-сигнала шире спектра АМ-сигнала.

Для восстановления низкочастотного сигнала в приемном устройстве осуществляется обратное преобразование – демодуляция (детектирование).

Если проинтегрировать модулирующую функцию, а затем полученным колебанием модулировать несущую частоту по фазе, то получится сигнал с частотной модуляцией.

Если продифференцировать модулирующую функцию и полученное колебание использовать для модуляции частоты, то получим сигнал с фазовой модуляцией.

Скорость вращения вектора задается модулирующим сигналом. Векторная диаграмма комплексной огибающей ЧМ-сигнала (рис. 5.5) качественно не отличается от векторной диаграммы комплексной огибающей ФМ-сигнала. Отличие заключается в том, что максимальный угол поворота вектора, равный девиации фазы, изменяется в зависимости от частоты входного сигнала согласно

$$m = \frac{\omega_d}{\Omega}.$$

При низкочастотном входном сигнале, когда  $\Omega < \omega_d$  и  $m > 1$ , вектор комплексной огибающей ФМ-сигнала отклоняется на угол  $|\varphi_{\text{max}}| \gg 2\pi$ , совершая при этом множество оборотов. При заданной расстройке  $\Delta f$  вектор повернется на угол  $\varphi = \arctg\left(-\frac{2Q\Delta f}{f}\right)$ .

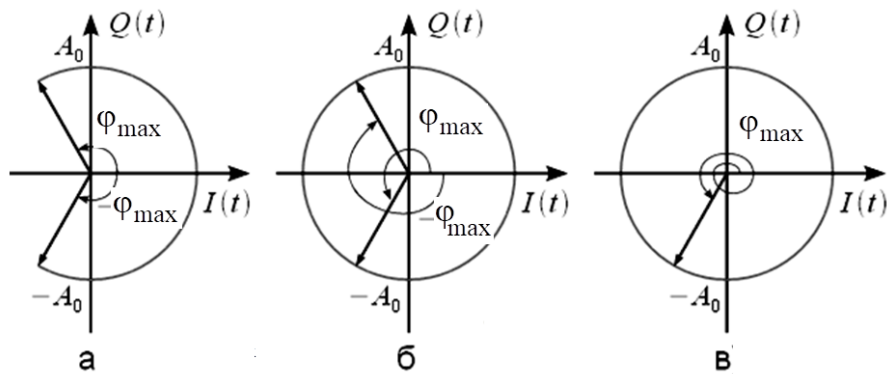


Рис. 5.5

**Мощность сигнала с угловой модуляцией** равна сумме мощностей отдельных частотных составляющих спектра сигнала:

$$P_{\text{УМ}} = \frac{I_m^2}{2} R \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n^2(\beta).$$

Можно показать, что  $\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n^2(\beta) = 1$ , тогда  $P_{\text{УМ}} = \frac{I_m^2}{2} R$ , т. е. равна мощности немодулированного колебания.

Мощность на несущей частоте можно сделать сколь угодно малой, например, выбрав  $J_0(\beta) = 0$  при  $\beta = 2,405, 5,52$  и т. д. В этом случае почти вся мощность сигнала переносится боковыми составляющими. Следовательно, эффективность передачи можно довести до сколь угодно близкой к 100 %. (При увеличении  $\beta$  растет число боковых составляющих и уменьшается  $J_0(\beta)$ , что и приводит к возрастанию эффективности передачи).

### Задача №2. Расчет LC-автогенератора

Расчет автогенератора с контуром в цепи коллектора и индуктивной связью в соответствии с условием задачи можно провести в следующем порядке (рис. 5.6):

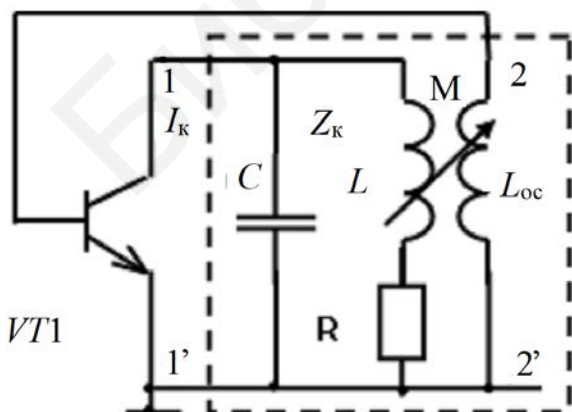


Рис. 5.6

1. Постройте ВАХ транзистора по заданному полиному.

2. Выберите и обоснуйте положение рабочей точки транзистора, соответствующее мягкому и жесткому режимам работы генератора.

3. Рассчитайте параметры резонансного контура и эквивалентной схемы автогенератора.

4. Используя выражения для стационарного режима генератора, проведите расчет амплитуды стационарных колебаний.



5. Дайте качественный анализ процессам формирования автоколебаний и работы автогенератора.

Ниже рассмотрены основные положения теории автогенераторов.

Генератор используется в режиме стационарных колебаний с постоянными их параметрами (амплитудой и частотой).

При исследовании стационарного режима работы основными задачами являются: определение условий возникновения режима стационарных колебаний; определение амплитуды и частоты стационарных колебаний; оценка устойчивости автоколебаний (стационарных режимов).

При выполнении условий самовозбуждения в генераторе возникают автоколебания, и их амплитуда непрерывно растет, так как за счет взаимной индукции  $M$  катушек обеспечивается обратная связь. При включении источника питания конденсатор колебательного контура, включенного чаще всего в коллекторную цепь транзистора, заряжается. В контуре возникают затухающие автоколебания, причем часть тока (напряжения) этих колебаний подается на управляющие электроды активного прибора, образуя положительную обратную связь. Направление витков вторичной катушки должно быть таким, чтобы обеспечивалась поддержка колебаний (ПОС). Это приводит к пополнению энергии  $LC$ -контура.

Затем усилительный элемент (транзистор) входит в нелинейный режим и его усилительные свойства вследствие ограничения выходного тока падают, рост амплитуды колебаний замедляется, а затем прекращается и наступает стационарный режим.

Выходной ток в силу нелинейности рабочей области является негармоническим, но периодическим, имеющим частоту колебаний, равную частоте резонанса контура. Напряжение на контуре при достаточно высокой его добротности создается только первой гармоникой тока и является гармоническим. ВАХ транзистора можно построить по заданному полиному вида

$$i_k = a_0 + a_1 u_c + a_2 u_c^2 + a_3 u_c^3, \text{ мА.} \quad (5.4)$$

Схема замещения генератора по переменному току в стационарном режиме имеет такой же вид, что и в режиме самовозбуждения, с той лишь разницей, что теперь вместо мгновенного значения крутизны транзистора  $\dot{S}$  в рабочей точке следует использовать  $S_{\text{cp}}$  – среднюю крутизну усилительного элемента по первой гармонике выходного тока:

$$\dot{S}_{\text{cp}} = \frac{\dot{I}_{m1}}{\dot{U}_{\text{mvx}}} = S_{\text{cp}} e^{j\varphi_s},$$

где  $\dot{I}_{m1}$  – комплексная амплитуда первой гармоники выходного тока усилительного элемента;  $\dot{U}_{\text{mvx}}$  – комплексная амплитуда управляющего напряжения, под которым понимается напряжение на входе у транзистора.

Метод расчета генератора, основанный на представлении нелинейного усилительного элемента в виде линейного со средними по первой гармонике параметрами, получил название квазилинейного метода.

При анализе стационарного режима генератора эквивалентную схему генератора с трансформаторной обратной связью представим с учетом приведенных рассуждений, как показано на рис. 5.7.

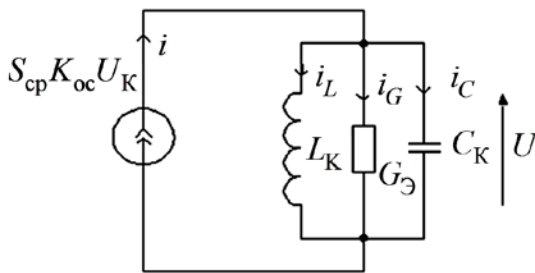


Рис. 5.7

Из схемы видно, что

$$\dot{U}_K = \dot{S}_{cp} \dot{K}_{oc} \dot{U}_K \dot{Z}_K.$$

Из данного выражения следуют два соотношения, определяющие стационарный режим:

$$S_{cp} K_{oc} Z_K = 1; \quad (5.5)$$

$$\varphi_s + \varphi_{oc} + \varphi_z = 2k\pi \quad (k = 0, 1, 2, \dots). \quad (5.6)$$

Уравнение (5.5) называют уравнением баланса амплитуд, а уравнение (5.6) – уравнением баланса фаз. Уравнение баланса амплитуд определяет амплитуду колебаний в стационарном режиме работы автогенератора, а уравнение баланса фаз – частоту этих колебаний, так как хотя бы один из фазовых сдвигов зависит от частоты.

Первое равенство очевидно, потому что  $K = S_{cp} Z_K$ , а  $K_{oc} = \beta$ .

В уравнении баланса фаз  $\varphi_K = \varphi_s + \varphi_z + \pi$ , а  $\varphi_\beta = \varphi_{oc} + \pi$ .

Определим величины  $K_{oc}$  и  $Z_K$ . Имеем

$$|K_{oc}| = \left| \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_K} \right| = \left| \frac{i\omega M \dot{I}_L}{i\omega L \dot{I}_L} \right| = \frac{M}{L}.$$

Сопротивление  $Z_K$  представляет собой входное сопротивление четырехполюсника обратной связи, т. е. сопротивление его между зажимами 1 – 1'. Пренебрегая влиянием цепи обратной связи на величину входного сопротивления, считаем, что оно определяется сопротивлением параллельного колебательного контура генератора около частоты резонанса по формуле

$$Z_K = \frac{Z_{Kрез}}{1 + ia},$$

где  $a = -\frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{R}$  – обобщенная расстройка контура.

При изменении амплитуды колебаний вследствие нелинейности вольт-амперной характеристики активного прибора (транзистора) средняя крутизна  $S_{cp}$  будет зависеть не только от типа усилительного прибора, но и от амплитуды напряжения на управляющем электроде (базе транзистора):

$$S_{cp} = f(U_{mБЭ}).$$

Амплитуда первой гармоники выходного тока  $I_{m1}$  активного прибора (тока коллектора) тоже будет зависеть от амплитуды входного напряжения:

$$I_{m1} = S_{cp} U_{mБЭ} = f(U_{mБЭ}).$$

Зависимость называют колебательной характеристикой.

Обе характеристики отображают нелинейные свойства активного прибора. Из равенства для стационарного режима, учитывая, что на резонансной частоте контура  $Z_K = R_{Э0}$ , следует

$$S_{cp} K_{OC} R_{Э0} = 1.$$

В этом условии две величины –  $K_{OC}$  и  $R_{Э0}$  от амплитуды колебаний не зависят, а величина крутизны  $S_{cp}$  зависит от  $U_{мБЭ}$ , так как

$$S_{cp} R_{Э0} = \frac{I_{m1} U_{mK}}{U_{мБЭ} I_{m1}} = \frac{U_{mK}}{U_{мБЭ}} = K.$$

Следовательно, условие баланса амплитуд выполняется лишь при определенной «стационарной» амплитуде  $U_{мБЭ} = U_{мст}$ . Для определения амплитуды стационарных колебаний используется характеристика средней крутизны (рис. 5.8). Характеристика  $S_{cp}(U_{мБЭ})$  описывает свойства нелинейной части схемы автогенератора. Прямая обратной связи,

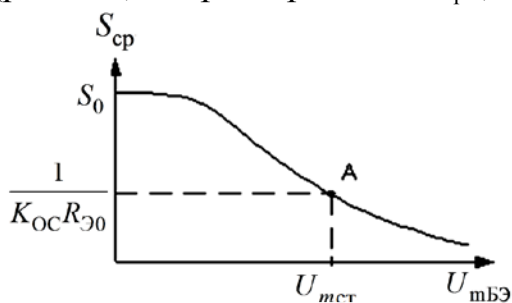


Рис. 5.8

проведенная на уровне  $S_{cp} = \frac{1}{K_{OC} R_{Э0}}$ , опре-

деляет свойства линейной части схемы. Точка пересечения этих зависимостей  $A$  определяет амплитуду стационарных колебаний  $U_{мст}$ , для которой выполняется условие баланса амплитуд.

Участок характеристики средней крутизны, для которой  $U_{мБЭ} < U_{мст}$ , можно назвать областью возбуждения колебаний, а участок, где  $U_{мБЭ} > U_{мст}$ , – областью затухания колебаний.

Процесс возникновения колебаний в автогенераторе также зависит от выбранного рабочего режима активного прибора, определяемого постоянными питающими напряжениями, и величины коэффициента обратной связи. При этом напряжение смещения играет особую роль: если рабочая точка выбрана в области большой крутизны, то самовозбуждение наступает легко.

Различают два режима самовозбуждения автогенератора: мягкий и жесткий. При мягком режиме самовозбуждения начальную рабочую точку выбирают на середине линейного участка вольт-амперной характеристики активного нелинейного прибора (транзистора) в точке с максимальной крутизной. В этом случае даже самые малые электрические возмущения в схеме (включение, флуктуации) вызывают нарастание колебаний. Амплитуда первой гармоники выходного тока  $i_k$  растет почти пропорционально амплитуде входного напряжения  $u_{БЭ}(t)$ , а затем ее рост вследствие нелинейности характеристики замедляется и прекращается и наступает установившийся режим.

При жестком режиме самовозбуждения начальную рабочую точку выбирают на нижнем участке вольт-амперной характеристики активного прибора с малой крутизной (рис. 5.9). При незначительных амплитудах входного колебания самовозбуждение автогенератора не наступает, так как из-за малой крутизны не выполняются условия самовозбуждения  $K\beta > 1$ . При достаточно больших амплитудах входного напряжения возникают выходные колебания активного прибора, которые быстро нарастают до значений установившегося (стационарного) режима.

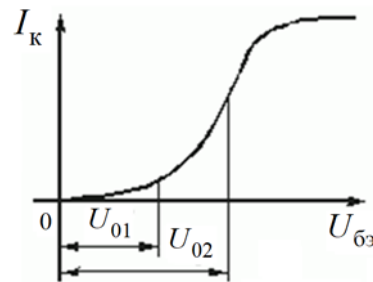


Рис. 5.9

Построим колебательные характеристики и характеристики средней крутизны для указанных режимов.

При мягком режиме самовозбуждения (рис. 5.10), когда крутизна вольт-амперной характеристики максимальна, имеем только одну точку пересечения характеристик с прямой обратной связи (исключая состояние покоя) и, следовательно, одно значение напряжения стационарных колебаний  $U_{мст}$ .

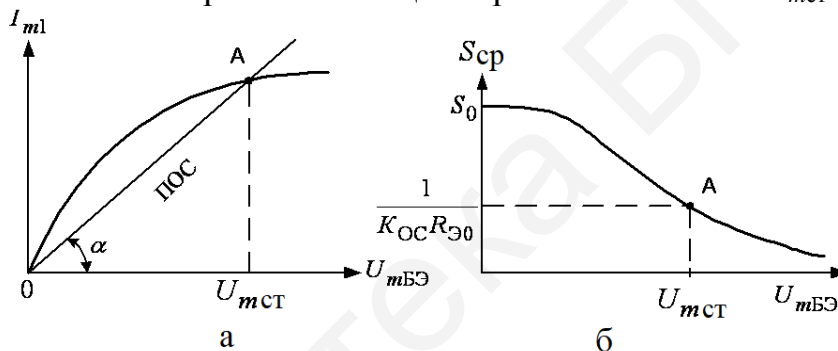


Рис. 5.10

При жестком режиме самовозбуждения (рис. 5.11), когда крутизна вольт-амперной характеристики мала, имеем две точки пересечения характеристик с прямой обратной связи.

При малых амплитудах  $U_{мБЭ}$  первая гармоника выходного тока растет медленно из-за малой крутизны вольт-амперной характеристики. По мере выхода рабочей точки на линейную часть характеристики  $i_k(u_{БЭ})$  скорость нарастания  $I_{m1}$  увеличивается (увеличивается  $S_{ср}$ ).

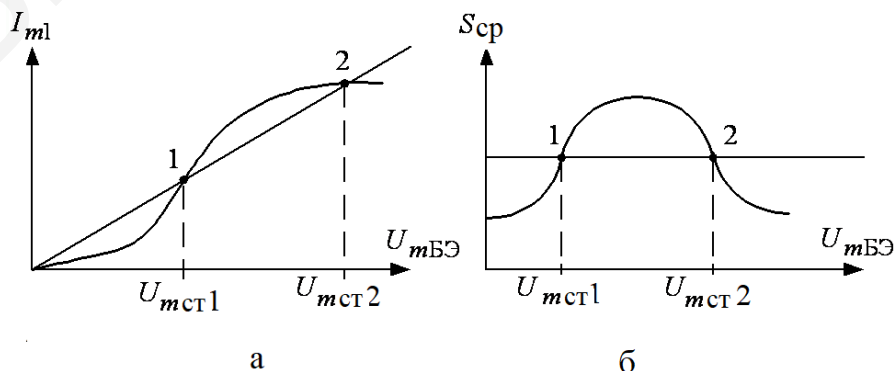


Рис. 5.11

Следующее снижение темпа роста  $I_{m1}$  обусловлено заходом в режим ограничения тока коллектора. Проводя прямую обратной связи, убеждаемся, что могут существовать два значения  $U_{мст}$ , удовлетворяющие условию стационарности. Чтобы ответить на вопрос, в какой из этих точек будет происходить работа генератора, необходимо исследовать указанные состояния на устойчивость.

*Пример*

ВАХ транзистора задана полиномом вида

$$i_k = a_0 + a_1 u_c + a_2 u_c^2 + a_3 u_c^3, \text{ мА.}$$

Подставляя  $u_c = U_0 + U_c \cos \omega t$ , преобразуем заданный полином через гармонические составляющие сигнала и записываем выражение для тока, полученное, как коэффициент при  $U_c \cos \omega t$ . Это выражение и является средней крутизной вольт-амперной характеристики транзистора  $S(U_{БЭ})$ , выражающей зависимость первой гармоники от напряжения  $U_{БЭ}$ . Анализ полученного выражения для средней крутизны (используя, например, графическое построение) позволяет определить возможность получения мягкого или жесткого режима работы автогенератора.

Если средняя крутизна монотонно убывает в диапазоне напряжений от  $U_{БЭ} = 0$  до  $U_{БЭ}$ , при котором  $S(U_{БЭ}) = 0$ , то это мягкий режим работы (см. рис. 5.11).

При этом средняя крутизна может быть определена из соотношения для баланса амплитуд

$$S_{cp} K_{OC} Z_K = 1.$$

Тогда

$$S_{cp} = \frac{1}{K_{OC} Z_K} = S(U_{БЭ}).$$

где  $|K_{OC}| = \frac{M}{L}$  и  $Z_K = R_{экв} = Q\rho$ , а  $S(U_{БЭ})$ , как показано выше, получена из выражения для ВАХ активного элемента.

Решая это уравнение относительно  $U_{БЭ}$ , получим  $U_{мБЭ}$ .

Если зависимость крутизны от напряжения  $S(U_{БЭ})$  имеет сначала возрастающий, затем падающий участок, это указывает на жесткий режим работы

(рис. 5.12); уравнение  $S_{cp} = \frac{1}{K_{OC} Z_K} = S(U_{БЭ})$  имеет два решения, причем устойчи-

вым является большее значение  $U_{БЭ}$ .

Далее для заданного значения  $K_{OC}$  для обоих случаев нетрудно найти амплитуду напряжения на

коллекторе транзистора  $U_{мК} = \frac{U_{мБЭ}}{K_{OC}}$ .

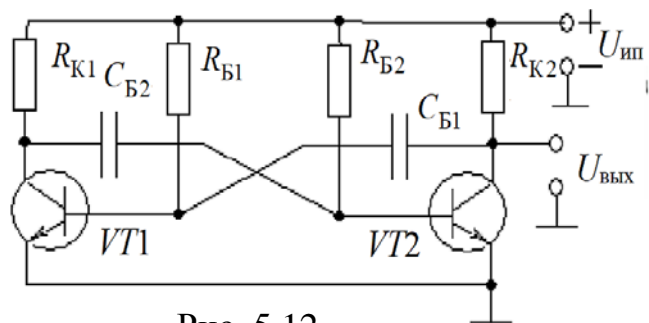


Рис. 5.12

### Задача №3. Расчет схем мультивибраторов в автоколебательном и ждущем режимах работы

Для выполнения задания рассмотрим порядок расчета схем мультивибраторов в автоколебательном и ждущем режимах работы. В общем случае требуемый порядок выполнения задания состоит в следующем:

1. Нарисуйте (спроектируйте) схему мультивибратора.
2. Рассчитайте элементы схемы, определите амплитуду и время нарастания выходного напряжения.
3. Постройте в масштабе временные диаграммы, иллюстрирующие работу рассчитанного устройства, схемы и параметры мультивибратора.

#### Порядок расчета автоколебательного мультивибратора

Исходные данные к расчету автоколебательного мультивибратора:  $U_{\text{вых}m}$  – амплитуда выходных импульсов;  $t_u$  – длительность импульса;  $T$  – период следования импульсов;  $R_H$  – сопротивление нагрузки;  $t_{\text{окр}}$  – температура окружающей среды.

Выберем тип транзистора по следующим параметрам:

- а)  $f_{h21Б}$  – граничная частота транзистора в схеме с общей базой;
- б)  $U_{\text{КБmax}}$  – максимальное допустимое напряжение между базой и коллектором;
- в)  $h_{21Э}$  – минимальное значение коэффициента усиления по току.

По частотным свойствам к транзисторам мультивибратора предъявляется следующее требование:

$$f_{21Б} > \frac{5(Q-1)}{t_u}, \quad (5.7)$$

где  $Q$  – скважность импульсов.

По коэффициенту усиления

$$h_{21Б} = \frac{(Q-1) K_{\text{нас}}}{0,23},$$

где  $K_{\text{нас}}$  – коэффициент насыщения транзистора в схеме мультивибратора.

Для мультивибраторов рекомендуется выбирать  $K_{\text{нас}}$  в пределах 2...3.

Требование по  $U_{\text{КБmax}}$ :  $U_{\text{КБmax}} \geq 2U_{\text{ип}}$ ;  $U_{\text{ип}} = (1,1 \dots 1,2)U_{\text{вых}m}$ .

Выполним следующие действия:

1. Рассчитаем сопротивления в цепи коллекторов транзисторов.

Примем  $R_{\text{К1}} = R_{\text{К2}} = R_{\text{К}}$ , тогда

$$R_{\text{К1}} = \frac{K \cdot U_{\text{вых}m}}{I_{\text{Кнас}}} [\text{V1}],$$

где  $K$  – коэффициент запаса ( $K = 3 \dots 4$ );  $I_{K_{\text{нас}}}$  – ток насыщения коллектора транзистора при указанной в исходных данных температуре окружающей среды:

$$I_{K_{\text{нас}}} \leq I_{K_{\text{и}}} \sqrt{\frac{t_{K_{\text{max}}} - t_{\text{окр}}}{t_{K_{\text{max}}} - 20}}, \quad (5.8)$$

где  $I_{K_{\text{и}}}$  – импульсный ток коллектора транзистора (по справочнику).

2. Рассчитаем сопротивления в базовых цепях транзисторов. Примем  $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ , тогда

$$R_{B1} = \frac{h_{21B} R_K}{K_{\text{нас}}} = R_B.$$

3. Проверим условие температурной стабильности схемы. Если выполняется условие, что  $I_{KB0\text{max}} \frac{R_B}{U_{\text{ИП}}}$  значительно меньше единицы, то температур-

ным влиянием обратного тока коллектора транзистора на величины  $t_{\text{и}}$  и  $T$  можно пренебречь. В противном случае необходимо скорректировать расчет.

4. Рассчитаем емкости конденсаторов времязадающих цепей:

$$C_{B2} = \frac{t_{\text{и}}}{0,7 R_B}, \quad C_{B1} = \frac{(T - t_{\text{и}})}{0,7 R_B}. \quad (5.9)$$

5. Рассчитаем длительности фронта и среза:

$$t_{\text{ф}} = 2\tau_{\alpha}; \quad \tau_{\alpha} = \frac{0,16}{f_{h21B}}; \quad t_c = 2,3 R_K C_{B2}. \quad (5.10)$$

### Порядок расчета ждущего мультивибратора

Исходные данные к расчету ждущего мультивибратора (рис. 5.13):  $U_{\text{ВЫХт}}$  – амплитуда выходных импульсов;  $t_{\text{и}}$  – длительность импульса;  $T$  – период следования импульсов;  $t_{\text{ф}}$  – длительность фронта;  $t_c$  – длительность среза;  $R_{\text{н}}$  – сопротивление нагрузки;  $t_{\text{окр}}$  – температура окружающей среды.

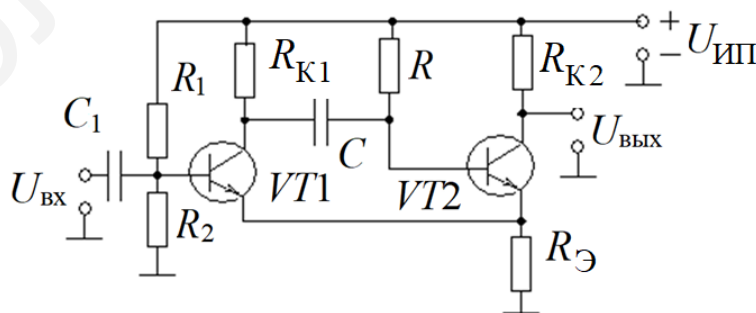


Рис. 5.13

Выполним следующие действия:

1. Выберем тип транзистора по следующим параметрам:
  - а)  $f_{h21B}$  – граничная частота транзистора в схеме с общей базой;

б)  $U_{КБ\max}$  – максимальное допустимое напряжение между базой и коллектором;

в)  $h_{21Э}$  – минимальное значение коэффициента усиления по току.

По частотным свойствам к транзисторам мультивибратора предъявляется следующее требование:

$$f_{h_{21Б}} > \frac{5(Q-1)}{t_{и}},$$

где  $Q$  – скважность импульсов.

$$\text{По коэффициенту усиления } h_{21Б} = \frac{(Q-1)K_{\text{нас}}}{0,23},$$

где  $K_{\text{нас}}$  – коэффициент насыщения транзистора в схеме мультивибратора.

Для мультивибраторов рекомендуется выбирать  $K_{\text{нас}}$  в пределах 2...3.

$$\text{Требование по } U_{КБ\max}: U_{КБ\max} \geq 2U_{\text{ип}}; U_{\text{ип}} = (1,1\dots1,2)(U_{\text{вых м}} + U_{Э}),$$

где  $U_{Э}$  – падение напряжения на резисторе  $R_{Э}$  в режиме ожидания.

$$\text{Обычно выбирают } U_{Э} = (0,2\dots0,3) U_{\text{ип}}.$$

2. Рассчитаем сопротивление резистора в цепи коллектора транзистора VT2:

$$R_{К2} = \frac{K_{\text{зап}} U_{\text{вых м}}}{I_{К2\text{нас}}},$$

где  $I_{К2\text{нас}}$  – ток насыщения коллектора транзистора VT2 при указанной в исходных данных температуре окружающей среды;

$$I_{К\text{нас}} \leq I_{Ки} \sqrt{\frac{(t_{К\text{max}} - t_{\text{окр}})}{t_{К\text{max}} - 20}},$$

где  $I_{Ки}$  – импульсный ток коллектора транзистора (по справочнику);  $K_{\text{зап}}$  – коэффициент запаса. Обычно в целях экономичности работы схемы принимают  $K_{\text{зап}} = 6\dots8$ .

3. Рассчитаем сопротивление резистора  $R_{Э}$ :

$$R_{Э} = \frac{U_{Э} h_{21Э} R_{К2}}{(h_{21Э} + K_{\text{нас}})(U_{\text{ип}} - U_{Э})}$$

4. Рассчитаем сопротивление резистора коллекторной цепи транзистора VT1:

$$R_{К1} = (2\dots3)R_{К2}.$$

5. Рассчитаем сопротивления резисторов входного делителя:

$$R_1 = \frac{h_{21Э}(R_{К1} - R_{К2})}{K_{\text{нас}}},$$

$$R_2 = \frac{h_{21Э} R_1 R_{Э}}{(h_{21Э} R_{К1} - R_1 K_{\text{нас}})}.$$



6. Рассчитаем сопротивление резистора и емкость конденсатора времязадающей цепи:

$$R = \frac{h_{21Э} R_{К2}}{K_{нас}}; \quad C = \frac{t_{и}}{0,7R}.$$

7. Проверим длительности  $t_{\phi}$  и  $t_c$ :

$$t_{\phi} = t_c = 3\tau_{\alpha}; \quad t_{\alpha} = \frac{0,16}{f_{h21Б}}.$$

Если полученные значения не превышают заданных, то рассчитанные значения емкостей оставляем.

8. Рассчитаем время восстановления, т. е. время заряда емкости  $C$  после окончания обратного переключения:

$$t_{в} = 4R_{К1}C; \quad t_{п} = T - t_{в}.$$

Если  $t_{в}$  значительно меньше  $t_{п}$ , то схема будет возвращаться в исходное состояние задолго до прихода следующего управляющего импульса.

9. Рассчитаем емкость разделительного конденсатора:

$$C_{раз} = \frac{T}{6(R_1 + R_{и})},$$

где  $R_{и}$  – сопротивление источника входного сигнала (принять  $R_{и} = 1$  кОм).

#### Задача № 4. Расчет амплитудного модулятора

Рассмотрим методику определения параметров амплитудного модулятора.

Порядок выполнения задания следующий:

1. По заданным амплитудам сигналов вычислите коэффициент модуляции.
2. Рассчитайте добротность контура и его параметры.
3. Используя заданные выражения для вольт-амперной характеристики, рассчитайте спектр колебаний на выходе нелинейного элемента.
4. Изобразите принципиальную электрическую схему базового модулятора и нарисуйте амплитудно-частотные спектры входного и выходного напряжений.
5. Объясните процессы, происходящие в модуляторе, и решаемые задачи, а также основные требования к его параметрам.

Изобразим графически АМ-колебание для случая однотоновой модуляции (рис. 5.14). Пусть в качестве модулирующего (управляющего) колебания используется гармоническое колебание  $u_M(t) = U_M \cos \Omega t$ , где  $U_M$  – амплитуда модулирующего напряжения. При амплитудной модуляции изменение  $\Delta U(t)$  амплитуды  $U_m$  высокочастотного колебания (начальная фаза для простоты принята равной нулю) имеет следующий вид:

$$U(t) = U_m \cos \omega_0 t,$$

что пропорционально управляющему сигналу:

$$\Delta U(t) = k_a u_M(t) = k_a U_M \cos \Omega t = \Delta U_m \cos \Omega t.$$

Поэтому для амплитудно-модулированного колебания можно записать

$$U_{AM}(t) = (U_m + \Delta U(t)) \cos \omega_0 t = U_m \left(1 + \frac{\Delta U_m}{U_m} \cos \Omega t\right) \cos \omega_0 t,$$

или

$$U_{AM}(t) = U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (5.11)$$

где  $m = \frac{\Delta U_m}{U_m}$  – коэффициент модуляции, который характеризует степень воз-

действия низкочастотного модулирующего колебания на высокочастотное (модулируемое) колебание. В обычных режимах работы АМ-передатчиков коэффициент модуляции изменяется от нуля до единицы или, если он измеряется в процентах, от 0 до 100 %. При  $m > 1$  наступает «перемодуляция», в результате чего возникают искажения при передаче сообщений.

Изобразим графически АМ-колебание для случаев однотональной модуляции (рис. 5.14).

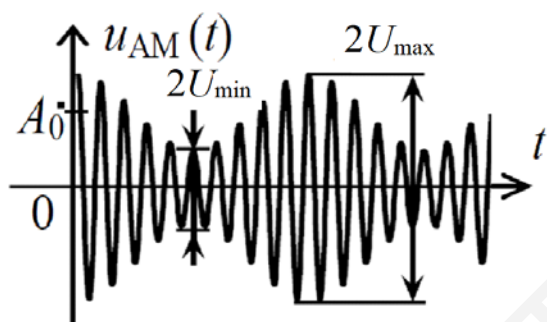


Рис. 5.14

Приращение амплитуды высокочастотного колебания (см. рис. 5.14) составляет

$$\Delta U_m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2}.$$

Тогда амплитуда высокочастотного колебания будет

$$U_m = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2}.$$

Это дает возможность получить простую расчетную формулу для экспериментальной оценки величины коэффициента модуляции:

$$m = \frac{\Delta U_m}{U_m} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}. \quad (5.12)$$

При осциллографическом методе измерения коэффициента глубины модуляции для повышения точности измерений в качестве  $U_{\max}$  и  $U_{\min}$  берут их удвоенные величины.

На рис. 5.15 показана одна из многих возможных схем LC амплитудного модулятора.

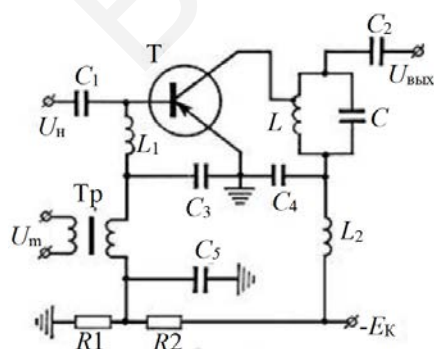


Рис. 5.15

Здесь транзистор VT1 включен по схеме с общей базой.

Резисторы R1 и R2 задают режим транзистора по постоянному току.

Частота выходного сигнала определяется параметрами параллельного LC контура, состоящего из индуктивности L и емкости C и коллекторной емкости транзистора.

## Задача №5. Расчет параметров диодного детектора

Рассмотрим методику определения параметров диодного детектора и рассчитаем коэффициенты передачи детектора по постоянному и переменному токам, коэффициент нелинейных искажений протектированного низкочастотного напряжения и коэффициент усиления детектора.

В общем случае требуемый порядок выполнения задания состоит в следующем:

1. Подставив выражение для АМ-колебания с заданными параметрами (входной модулированный сигнал)  $u(t) = U_m(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t$  в уравнение вольт-амперной характеристики детектора  $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$ , после проведения тригонометрических преобразований получим ряд составляющих, которые поступают через НЧ-фильтр ( $RC$ ) на выход детектора.

2. Расчет емкости фильтра и заданных расчетных параметров проводим, используя расчетные выражения из теоретического раздела.

Ниже приведены основные теоретические положения для процесса амплитудного детектирования сигналов, необходимые для выполнения задания.

Схема диодного амплитудного детектора показана на рис. 5.16, а. Эта схема может работать в двух различных режимах, которые определяются выбором положения рабочей точки на вольт-амперной характеристике (ВАХ) диода. В первом случае рабочая точка выбирается на нижнем изгибе ВАХ диода и транзистор работает без отсечки анодного тока, в другом случае транзистор работает с отсечкой анодного тока. В соответствии с этой классификацией режимов работы диода в схеме детектора первый режим соответствует детектированию слабых сигналов, а второй – сильных.

Поскольку начальный участок ВАХ диода хорошо аппроксимируется полиномом второй степени, то детектор, работающий в режиме малого сигнала, называется квадратичным. С другой стороны, детектор, работающий в режиме сильного сигнала, называется линейным. Конечно, сам детектор является прибором сугубо нелинейным, а называется линейным по той причине, что основным рабочим участком ВАХ диода является линейный.

Зависимость постоянного напряжения на нагрузке детектора от амплитуды немодулированного высокочастотного сигнала при малых уровнях входного сигнала имеет квадратичный участок, который затем плавно переходит в линейный.

**Квадратичный диодный детектор.** Вольт-амперную характеристику диода представим в виде (рис. 5.16, б)

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2.$$

**Входное сопротивление.** Так как в режиме слабого сигнала диод открыт в течение всего периода высокочастотного напряжения, то входное сопротивление детектора определяется внутренним сопротивлением диода:

$$R_i = \frac{1}{S} = \frac{du}{di}.$$

Из этого следует, что квадратичный детектор сильно шунтирует колебательный контур, так как внутреннее сопротивление диода очень мало.

*Нелинейные искажения.* Входное напряжение представим в форме

$$u = u(t) = U(t) \cos \omega_0 t,$$

где  $U(t)$  – огибающая высокочастотного колебания с несущей частотой  $\omega_0$ .

Ток через диод имеет следующую форму:

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 U(t) \cos \omega_0 t + a_2 U(t)^2 \cos^2 \omega_0 t = \\ &= a_0 + a_1 U(t) \cos \omega_0 t + a_2 \frac{U(t)^2}{2} \cos 2\omega_0 t + a_2 \frac{U(t)^2}{2}. \end{aligned} \quad (5.13)$$

Так как высокочастотные составляющие отфильтровываются конденсатором, величина емкости которого выбирается из условия  $\frac{1}{\omega C} \ll R$ , то мы видим, что информация о переданном сообщении содержится в последнем квадратичном слагаемом.

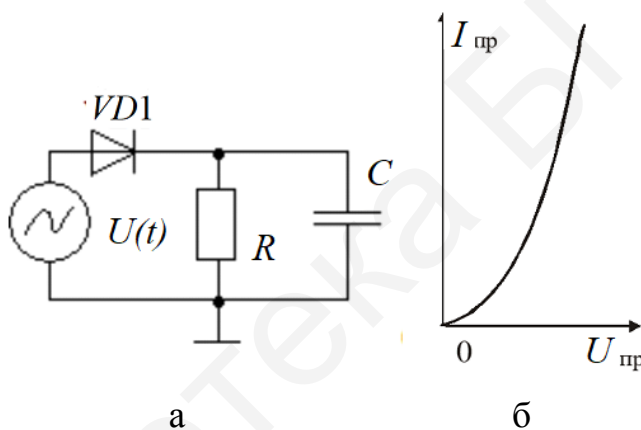


Рис. 5.16

Таким образом, поскольку низкочастотная составляющая тока диода пропорциональна квадрату амплитуды входного напряжения, то при малых амплитудах детектирование является квадратичным.

Рассмотрим детектирование тонально-модулированного высокочастотного колебания с огибающей:

$$u(t) = U_m (1 + m \cos \Omega t).$$

Оценим изменение низкочастотной составляющей тока диода:

$$\Delta i = \frac{a_2 U_m^2}{2} (1 + m \cos \Omega t)^2 = \frac{a_2 U_m^2}{2} (1 + 2m \cos \Omega t + m^2 \cos^2 \Omega t). \quad (5.14)$$

При отсутствии модуляции приращение тока равно  $\frac{a_2 U_m^2}{2}$ . Переменная часть приращения тока содержит два слагаемых: полезное  $2m \cos \Omega t$ , воспроизводящее передаваемый сигнал, и вредное  $(\frac{m^2}{2}) \cos 2\Omega t$ , являющееся второй гармоникой полезного сообщения, которое появилось вследствие квадратичного

характера характеристики диода. Отсюда следует, что коэффициент гармоник  $k_r = \frac{m}{4}$ , т. е. прямо пропорционален коэффициенту модуляции  $m$ . При 100 %-й модуляции  $k_r = 25\%$ , что явно недопустимо.

При детектировании сигнала, модулированного двумя частотами  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ , в детекторе возникают еще комбинационные частоты, что еще больше увеличит искажения выходного сигнала диодного детектора. Поэтому приходим к выводу, что применение квадратичного детектора нецелесообразно в тех случаях, когда требуется неискаженное воспроизведение сигналов модулированных спектром частот (речь, музыка).

**Линейный диодный детектор.** Принципиальная схема линейного детектора остается той же, что и квадратичного. Отличие линейного детектора от квадратичного заключается в том, что при линейном детектировании на детектор подается значительно больший по напряжению сигнал, благодаря чему используется линейная часть характеристики диода.

Рассмотрим процесс детектирования тонально-модулированного напряжения подробно (рис. 5.17).

Постоянная времени детектора выбирается в соответствии с неравенством

$$\frac{2\pi}{\omega_0} \ll RC \ll \frac{2\pi}{\Omega}. \quad (5.15)$$

Левая часть этого неравенства характеризует способность детектора отфильтровывать высокочастотные составляющие детектируемого сигнала, а правая часть отражает требование воспроизведения формы низкочастотного модулирующего колебания.

Напряжение на выходе детектора представляет собой пульсирующую около среднего значения  $U_0$  функцию. Диаграмма напряжений иллюстрируется рис. 5.18. Ток через диод возможен только в течение отрезков периода, когда положительные полуволны входного сигнала превышают уровень выходного напряжения.

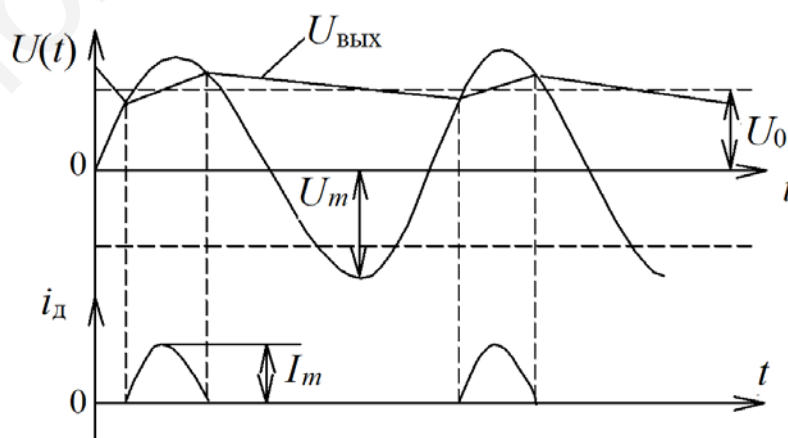


Рис. 5.17

Если постоянная времени нагрузочной цепи велика по сравнению с периодом несущего колебания, т. е. если выполнено условие  $\frac{1}{\omega C} \ll R$ , то пульсации напряжения на выходе незначительны и в первом приближении можно считать, что  $U_{\text{вых}} \approx U_0 = I_{m0}R$ . Учитывая, что напряжение на нагрузке является по отношению к диоду «напряжением смещения», приходим к построению, показанному на рис. 5.18.

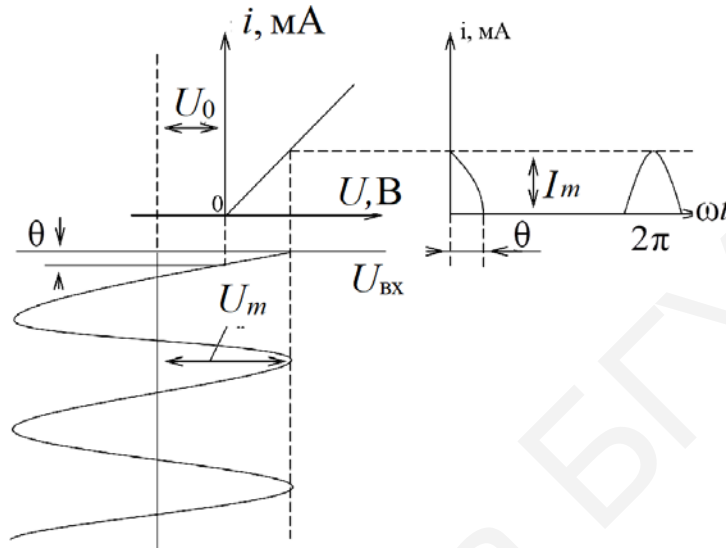


Рис. 5.18

Из рис. 5.18 видно, что  $U_m = U_0 + I_m R_i$ , где  $R_i$  – внутреннее сопротивление диода, а  $U_0 = U_m \cos \theta$ . Так как  $I_{m0} = \alpha_0 I_m$ , то можно записать

$$\frac{1}{\cos \theta} = 1 + \frac{I_m R_i}{\alpha_0 I_m R},$$

откуда, учитывая  $\alpha_0 = \frac{(1/\pi)(\theta - \sin \theta \cos \theta)}{1 - \cos \theta}$ , получаем соотношение

$$\frac{R_i}{R} = \frac{\text{tg} \theta - \theta}{\pi}.$$

Итак, задание внутреннего сопротивления диода  $R_i$  и сопротивления нагрузки  $R$  однозначно определяет угол отсечки  $\theta$ . Полученное уравнение является трансцендентным. Поэтому угол отсечки удобно определять по графику,

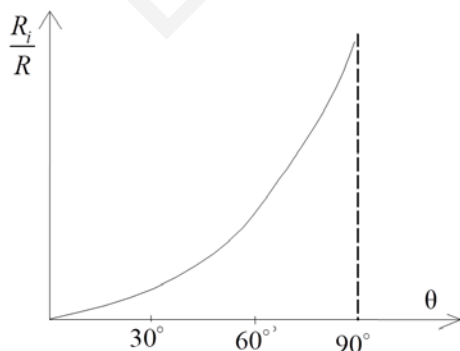


Рис. 5.19

представленному на рис. 5.19. Интересно отметить два предельных случая: когда  $\theta = 0$  при

$$\frac{R_i}{R} \rightarrow 0 \quad \text{и} \quad \theta = \frac{\pi}{2} \quad \text{при} \quad \frac{R_i}{R} \rightarrow \infty.$$

В первом случае мы имеем дело с выпрямлением переменного напряжения, а во втором случае приходим к выводу, что при детектировании угол отсечки должен приближаться к  $90^\circ$ .

Важным параметром детектора является его входное сопротивление:

$$R_{\text{вх.д}} = \frac{U_m}{I_{m1}},$$

где  $I_{m1}$  – амплитуда первой гармоники входного высокочастотного тока, протекающего через диод.

Имеем

$$R_{\text{вх.д}} = \frac{U_0 + I_m R_i}{I_m} = \frac{\alpha_0 R + R_i}{\alpha_1} = \frac{\text{tg}\theta - \theta}{\theta - \sin\theta \cdot \cos\theta} R. \quad (5.16)$$

При малых углах отсечки входное сопротивление детектора равно половине сопротивления нагрузки, т. е. получим  $R_{\text{вх.д}} = \frac{R}{2}$ .

При малых  $R$  ( $R \ll R_i$ ) угол отсечки близок к  $90^\circ$ , и тогда входное сопротивление детектора равно удвоенному внутреннему сопротивлению диода.

Действительно,

$$\frac{U_m}{I_{m1}} = R_i \frac{\pi}{\theta - \sin\theta \cos\theta} \Big|_{\theta \rightarrow \frac{\pi}{2}} = 2 R_i.$$

Заметим, что параметры детектора и его линейная эквивалентная схема могут использоваться только при малой глубине модуляции высокочастотного сигнала.

Нелинейные искажения при детектировании «сильных» сигналов определяются:

а) нелинейностью начального участка вольт-амперной характеристики диода. При этом, чтобы гарантировать работу вне существенно нелинейного участка, например, в области  $0 \leq U_c \leq U_c^1$ , необходимо выбирать значение  $U_c$  исходя из неравенства

$$U_c \geq \frac{U_c^1}{1 - m_a};$$

б) различной величиной сопротивления детектора по постоянному и переменному токам.

При использовании усилителя с большим входным сопротивлением

$$R_{\text{вх.ус}} \geq (5 - 10) R_H$$

и выборе величины емкости разделительного конденсатора  $C_{\text{раз}}$ , обеспечивающей его малое сопротивление по переменному току по сравнению с  $R_{\text{вх}}$ , из условия

$$C_{\text{раз}} > \frac{1}{\Omega_{\text{min}} R_{\text{вх}}}, \quad (5.17)$$

где  $\Omega_{\text{min}}$  – минимальная частота модулирующего сигнала, этим видом нелинейных искажений можно пренебречь;

в) нелинейностью процесса заряда и разряда конденсатора  $C_H$ . При этом возникает фазовый сдвиг между средним напряжением на конденсаторе  $U_{\text{ср}}$  и

мгновенным напряжением  $u_a(t)$ . При малом сигнале диод закрыт и конденсатор  $C_H$  будет разряжаться через резистор  $R_H$  по экспоненциальному закону.

Анализ показывает, что малый уровень нелинейных искажений этого вида обеспечивается при условии

$$R_H C_H \Omega_{\max} \leq \frac{\sqrt{1 - m_a^2}}{m_a}, \quad (5.18)$$

где  $\Omega_{\max}$  – максимальная частота модулирующего сигнала.

Кроме рассмотренных выше нелинейных искажений в режиме детектирования «сильных» сигналов возникают частотные искажения, обусловленные присутствием в выходном напряжении гармоник высокочастотного колебания. С целью уменьшения уровня колебания высокой частоты на выходе амплитудного детектора величина емкости конденсатора  $C_H$  выбирается из условия

$$\frac{1}{\omega_c C_H} \ll R_H, \quad (5.19)$$

а коэффициент фильтрации в этом случае определяется выражением

$$k_\phi = \omega_c C_H r_g, \quad (5.20)$$

где  $r_g$  – сопротивление диода в открытом состоянии.

Основные характеристики и параметры амплитудного детектора:

1. *Детекторная характеристика* представляет собой зависимость постоянной составляющей  $U_{\Pi}$  выходного напряжения от изменения амплитуды  $U_c$  немодулированного сигнала  $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t)$ . Уровень нелинейных искажений, имеющих место при детектировании, определяется видом детекторной характеристики. По детекторной характеристике можно определить диапазон изменения амплитуды  $u_a(t)$  модулированного сигнала (1), при котором нелинейные искажения модулирующего сообщения  $x(t)$  не будут превышать определенного предела.

2. *Крутизна детекторной характеристики* определяется как производная:

$$S_{\text{ад}} = \frac{dU_{\Pi}}{dU_c}.$$

Крутизна детекторной характеристики является безразмерной величиной и по аналогии с показателями любого усилительного узла характеризует передаточные свойства детектора.

3. *Коэффициент нелинейных искажений* является численной мерой нелинейных искажений модулирующего сообщения  $x(t)$  при гармонической модуляции с частотой  $\Omega = 2\pi F$ :

$$k_H = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots + U_{n\Omega}^2}}{U_{1\Omega}},$$

где  $U_{n\Omega}$  – амплитуда колебания с частотой  $n\Omega$  на выходе амплитудного детектора.



4. Коэффициент передачи амплитудного детектора при гармонической модуляции с частотой  $\Omega$ :

$$k_{\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{m_a U_c},$$

где  $U_{\Omega}$  – амплитуда колебания с частотой  $\Omega$  на выходе детектора.

5. Частотная характеристика, которая представляет собой зависимость коэффициента передачи амплитудного детектора от частоты модуляции  $k_{\Omega} = f(\Omega)$ .

6. Коэффициент фильтрации амплитудного детектора

$$k_{\varphi} = \frac{U_c}{U_{\omega}},$$

где  $U_{\omega}$  – амплитуда первой гармоники высокочастотного колебания на выходе амплитудного детектора.

## 6. ЗАДАНИЯ К КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЕ №2

### Задача 1, а

На вход резонансного усилителя подается АМ-колебание вида

$$U_{AM}(t) = U_m(1 + m \cos 2\pi F_M t) \cos 2\pi f_H t.$$

При этом частота несущего колебания  $f_H$  совпадает с резонансной частотой контура  $f_{конт}$ .

Определите необходимую полосу пропускания контура, его добротность и сопротивление потерь в контуре, при которых АМ-колебание будет проходить через усилитель без искажений.

Данные для расчета приведены в табл. 6.1. Рассчитайте и постройте спектр АМ-колебания на выходе усилителя. Обратите внимание, как изменится спектр сигнала на выходе усилителя, если абсолютная расстройка  $\Delta f = f_H - f_{конт} = k f_{конт}$ . Постройте (качественно) спектр выходного сигнала и его векторную диаграмму для указанной в задании расстройки.

Таблица 6.1

Номер варианта	$U_m$ , В	$F_{конт}$ , кГц	$F_M$ , кГц	$m$ , %	$k$	$L$ , мкГн	$C$ , пФ
1	2	500	15	60	0,02	—	200
2	5	600	20	80	— 0,03	—	390
3	3	400	12	70	— 0,02	800	—
4	4	700	13	60	0,03	600	—
5	8	300	8	90	0,02	—	500

### Задача 1, б

На вход резонансного усилителя подается ЧМ-колебание вида

$$U_{ЧМ}(t) = U_m(2\pi f_H t + \beta \sin 2\pi F_M t).$$

По данным, приведенным в табл. 6.2, рассчитайте колебательный контур, обеспечивающий прохождение заданного сигнала без искажений, если заданы средняя частота  $f_H$ , девиация  $\Delta f$  и индекс модуляции  $\beta$ . При этом предполагается, что средняя частота ЧМ-колебания совпадает с резонансной частотой контура, т. е.  $f_H = f_{конт}$ . Определите добротность, сопротивление потерь в контуре. Рассчитайте и постройте спектр и векторную диаграмму выходного сигнала.

Таблица 6.2

Номер варианта	$U_m$ , В	$f_H$ , МГц	$F_M$ , кГц	$\beta$ , рад	$L$ , мкГн	$C$ , пФ	$\Delta$ , кГц	$\Delta f$ , кГц
6	2	0,5	8	3	—	390	6	—
7	4	2,0	—	2	200	—	8	20
8	6	1,0	9	3	390	300	9	—
9	5	3,0	12	2	—	300	10	—
0	8	4,0	—	3	—	200	8	27

Как изменится спектр выходного сигнала, если  $f_H \neq f_{конт}$  и абсолютная расстройка  $\Delta = f_H - f_{конт}$ ? Постройте (качественно) спектр и векторную диа-

грамму для указанной расстройки. Значения функций Бесселя приведены в табл. 6.3.

Таблица 6.3

$\beta$ , рад	$J_n(\beta)$				
	$J_0(\beta)$	$J_1(\beta)$	$J_2(\beta)$	$J_3(\beta)$	$J_4(\beta)$
1	0,765	0,440	0,115	–	–
2	0,224	0,576	0,353	0,128	–
3	– 0,260	0,339	0,486	0,309	0,132

### Задача №2

Автогенератор с контуром в цепи коллектора и индуктивной связью генерирует колебания с частотой  $f_0 = 1$  МГц. Добротность контура  $Q = 50$ , взаимная индуктивность  $M = 5$  мкГн.

Характеристика транзистора аппроксимируется полиномом третьей степени  $i = 0,6 + 2u_c + 0,4u_c^2 - 0,2Uu_c^3$ . Выберите величину смещения на базе транзистора для мягкого и жесткого режимов работы автогенератора и оцените амплитуды стационарных колебаний для этих режимов.

### Задача №3

Начертите спроектированную на транзисторах КТ315Б схему симметричного мультивибратора, произведите расчет всех элементов схемы, определите амплитуду и время нарастания выходного напряжения. Постройте в масштабе временные диаграммы, иллюстрирующие работу рассчитанного устройства, если напряжение источника питания в каждом варианте  $E = 10$  В.

Для ждущего режима определите параметры запускающего импульса. Исходные данные приведены в табл. 6.4, в которой приняты следующие обозначения: М – мультивибратор, АР – автоколебательный режим, ЖР – ждущий режим,  $\tau$  – длительность импульса,  $f_{\text{зап}}$  – частота запуска.

Таблица 6.4

Параметры	Номер варианта									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
Схема	М	М	М	М	М	М	М	М	М	М
Режим работы	АР	АР	ЖР	ЖР	АР	АР	ЖР	АР	ЖР	ЖР
$F_{\text{зап}}$ , кГц	–	–	0,8	0,7	–	–	0,8	–	0,8	0,7
$\tau$ , мс	10	20	5	2	10	20	5	10	5	2

### Задача №4

На вход схемы амплитудного модулятора, вольт-амперная характеристика нелинейного элемента которого задана уравнением  $i = 8u + 0,25u^2$ , мА подается напряжение несущей частоты  $f_H$  и звуковой частоты  $F_M$  с амплитудами  $U_m$  и  $U_M$  соответственно.

Определите коэффициент модуляции напряжения на контуре, добротность и параметры, при которых обеспечится прохождение АМ-колебания без искажений. Исходные данные приведены в табл. 6.5.

Изобразите принципиальную электрическую схему базового модулятора и покажите амплитудно-частотные спектры входного и выходного напряжений.

Таблица 6.5

Номер варианта	$f_0$ , МГц	$F_M$ , кГц	$C$ , пФ	$L$ , мкГн	$U_m$ , В	$U_M$ , В
1	1	3	150	–	10	2
2	2	5	320	500	4	1
3	5	8	240	–	6	3
4	3	2	–	400	3	2
5	2	4	300	–	5	4
6	3	6	–	300	8	5
7	3	3	230	–	6	2
8	1	2	–	240	9	4
9	4	7	300	–	5	3
0	3	5	–	350	6	2

### Задача №5

На вход полупроводникового диодного детектора с характеристикой  $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$  подано амплитудно-модулированное колебание

$$U_{AM}(t) = U_m(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t,$$

где  $U_m$ ,  $\omega_0$  – амплитуда и угловая частота несущего колебания соответственно;  $\Omega$  – угловая частота модулирующего колебания;  $m$  – коэффициент модуляции.

Параметры сигнала и схемы приведены в табл. 6.6. Выбрать значение емкости  $C$ , включенной параллельно сопротивлению  $R$  нагрузки детектора, для осуществления фильтрации высокочастотных составляющих.

Таблица 6.6

Параметры сигналов и схемы	Номер варианта									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$U_m$ , В	2	3	5	4	1,5	3	5	5	2	3
$m$ , %	60	70	50	60	40	65	40	50	40	50
$f_H$ , МГц	2	4	3	5	4	6	7	2	3	4
$F_M$ , кГц	2	5	3	10	6	4	1	3	3	4
$a_0$ , мА	5	7	3	9	11	5	7	5	3	5
$a_1$ , мА/В	3	2	5	4	5	3	2	4	7	8
$a_2$ , мА/В <sup>2</sup>	0,1	0,1	0,2	0,1	0,3	0,1	0,3	0,4	0,2	0,1
$R$ , кОм	1	2	3	2	1	3	4	5	3	2

Рассчитайте коэффициенты передачи детектора по постоянному и переменному токам, коэффициент нелинейных искажений протектированного низкочастотного напряжения и коэффициент усиления детектора.

## 7. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЫ №3 «РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМ, ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ»

### Задача №1. Исследование ключевых схем на биполярных транзисторах

Электронный ключ представляет собой устройство, которое может находиться в одном из двух рабочих состояний – разомкнутом и замкнутом – и изменяет состояние на время действия переключающего сигнала.

Независимо от схемных решений и типа используемого ключевого элемента любой электронный ключ характеризуется рядом статических и динамических параметров.

К статическим параметрам электронных ключей (параметрам установившегося режима) относятся передаточная характеристика, коэффициент усиления и помехоустойчивость.

Передаточная характеристика – зависимость выходного напряжения ключа от входного  $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$  приведена на рис. 7.1.

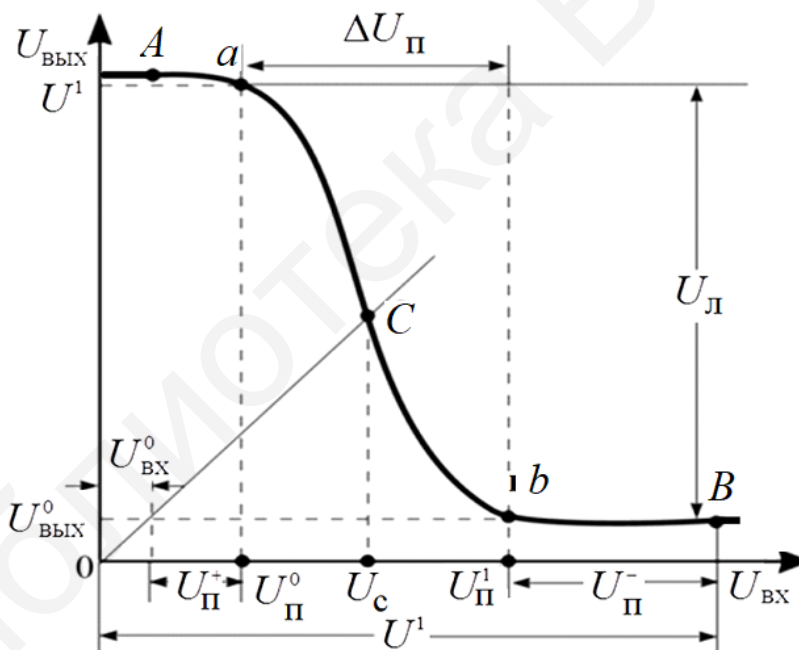


Рис. 7.1

В электронном ключе два его устойчивых состояния (разомкнутое и замкнутое) соответствуют пологим участкам, ограниченным точками A и B:

а) на пологом участке, соответствующем малым значениям  $U_{\text{ВХ}}^0$  (точка A), ключ разомкнут, и на нем падает большое напряжение – напряжение логической единицы  $U^1$ ;

б) при большом входном сигнале  $U^1$  (точка B) ключ замкнут, выходное напряжение логического нуля  $U_{\text{ВЫХ}}^0$  мало.

Коэффициент усиления ключа, который определяется в дифференциальной форме:

$$K_U = \frac{dU_{\text{ввых}}}{dU_{\text{вх}}}.$$

Помехоустойчивость ключа, которая физически выражается напряжением помехи, способной изменить состояние ключа. Величина этой помехи оценивается по передаточной характеристике ключа как разность входных напряжений в точках  $A$  и  $a$  (помехоустойчивость по уровню единицы –  $U_n^+$ ) и в точках  $B$  и  $b$  (помехоустойчивость по уровню нуля –  $U_n^-$ ).

Точки  $a$  и  $b$  на характеристике определены таким образом, что соответствуют устойчивым состояниям, в которых  $K_u = 1$ . Тогда помехоустойчивость ключа определится как

$$U_n^+ = (U_{\text{п}}^0 - U^0), \quad U_n^- = (U^1 - U_{\text{п}}^1),$$

где  $U^1, U^0$  – максимальное и минимальное напряжения на выходе ключа;  $U_{\text{п}}^+, U_{\text{п}}^-$  – максимальная и минимальная величины напряжения помехи, не вызывающие ложного переключения;  $U_{\text{п}}^0, U_{\text{п}}^1$  – пороговые напряжения 0 и 1, при которых происходит переключение ключа.

Динамические параметры электронного ключа определяются скоростью протекания переходных процессов, возникающих в схеме при подаче на вход ключа прямоугольного импульса напряжения или тока. Поэтому динамические параметры ключа называют еще параметрами быстродействия, природу которых необходимо рассматривать на примере конкретной схемы электронного ключа на биполярном транзисторе.

**Электронный ключ на биполярном транзисторе.** Принципиальная схема электронного ключа на БТ с ОЭ показана на рис. 7.2, а.

В исходном состоянии при  $U_{\text{вх}} = 0$  или  $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх.зап}}$  БТ закрыт, т. е. работает в режиме отсечки. При использовании в качестве активного элемента кремниевых транзисторов, имеющих малое значение тока  $I_{\text{КБ0}}$ , и непосредственной связи ключа с источником сигнала дополнительный источник напряжения  $U_{\text{см}}$  можно исключить.

Передаточная характеристика электронного ключа может быть рассчитана графоаналитическим методом с использованием известных семейств входных ( $I_{\text{Б}} = f(U_{\text{БЭ}})$  при  $U_{\text{КЭ}} = \text{const}$ ) и выходных ( $I_{\text{К}} = f(U_{\text{КЭ}})$  при  $I_{\text{Б}} = \text{const}$ ) характеристик транзистора.

Для этого принципиальную схему ключа приводят к эквивалентной, показанной на рис. 7.2, б, где

$$U_{\text{ИПЭКВ}} = \frac{U_{\text{ИП}} R_{\text{Н}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}}, \quad (7.1)$$

$$R_{\text{КЭКВ}} = \frac{R_{\text{К}} R_{\text{Н}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}}. \quad (7.2)$$

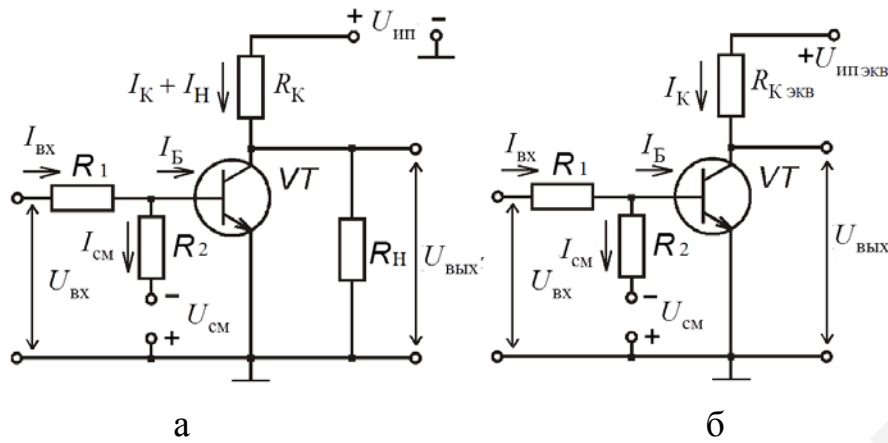


Рис. 7.2

На семействе выходных ВАХ БТ, как показано на рис. 7.3, а, строится нагрузочная прямая, описываемая уравнением

$$I_K(U_{КЭ}) = \frac{(U_{ИПЭКВ} - U_{КЭ})}{R_{КЭКВ}}.$$

Для построения передаточной характеристики электронного ключа необходимо выполнить следующие операции:

а) в точках пересечения нагрузочной прямой с выходными характеристиками, соответствующими токам базы  $I_B = I_B', I_B''$ ,  $K$ , определяются значения напряжения коллектор – эмиттер, которые являются выходными  $U_{КЭ} = U_{ВЫХ}$ ;

б) по входной характеристике БТ  $I_B = f(U_{БЭ})$  при  $|U_{КЭ}| > 0$  для тех же значений тока базы находятся соответствующие напряжения база – эмиттер  $U_{БЭ} = U_{БЭ}', U_{БЭ}''$ ,  $K$ , как показано на рис. 7.3, б;

в) входное напряжение рассчитывается согласно выражению

$$U_{ВХ} = U_{БЭ} + (I_B + I_{СМ})R_1 = U_{БЭ} + \left( I_B + \frac{U_{БЭ} + |U_{БЭ}|}{R_2} \right) R_1; \quad (7.3)$$

г) по известным парам значений напряжения  $(U_{ВХ}, U_{ВЫХ})$  строится передаточная характеристика, показанная на рис. 7.3, в.

На передаточной характеристике можно выделить три характерных участка, которые разграничены точками, соответствующими входному пороговому напряжению нуля  $U_{пор}^0$  и единицы  $U_{пор}^1$ :

1. При  $U_{ВХ} < U_{пор}^0$  ключ закрыт (транзистор находится в режиме отсечки), на выходе высокий (единичный) уровень напряжений:

$$U_{ВЫХ}^1 = U_{ВЫХ\max} = U_{ИПЭКВ} - I_{КБ0}R_{КЭКВ}. \quad (7.4)$$

Так как  $I_B = 0$ , входной ток определяется выражением

$$I_{ВХ} = I_{СМ} = \frac{U_{ВХ} + |U_{СМ}|}{R_1 + R_2}. \quad (7.5)$$

Пороговое напряжение нуля – значение входного напряжения, при котором БТ переходит из режима отсечки в активный режим работы и рассчитывается по формуле

$$U_{\text{пор}}^0 = \frac{U_{\text{БЭпор}}(R_1 + R_2) + U_{\text{см}}R_1}{R_2}, \quad (7.6)$$

где  $U_{\text{БЭпор}}$  – пороговое напряжение база – эмиттер БТ. Для кремниевых транзисторов можно принять  $U_{\text{БЭпор}} = 0,4\text{В}$ .

2. При  $U_{\text{пор}}^0 < U_{\text{вх}} < U_{\text{пор}}^1$  транзистор находится в активном режиме. При этом выходное напряжение линейно зависит от входного:

$$U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}}. \quad (7.7)$$

Коэффициент передачи  $K$  определяется усилительными свойствами БТ:

$$K = \frac{h_{21Э}R_{\text{КЭКВ}}}{R_1 + h_{11Э}},$$

где  $h_{21Э}$  – статический коэффициент передачи по току БТ с ОЭ;  $h_{11Э}$  – входное сопротивление БТ с ОЭ.

На участке усиления для входного тока ключа справедливо выражение

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{см}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{БЭ}}}{R_1} = I_{\text{Б}} + \frac{U_{\text{БЭ}} + |U_{\text{см}}|}{R_2}. \quad (7.8)$$

3. При  $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}^1$  на выходе низкий (нулевой) уровень напряжения, который определяется напряжением коллектор – эмиттер насыщения:

$$U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{вых min}} = U_{\text{КЭнас}}. \quad (7.9)$$

Пороговое напряжение единицы  $U_{\text{пор}}^1$  соответствует входному напряжению, при котором БТ из активного режима работы входит в режим насыщения

$$U_{\text{пор}}^1 = \left( I_{\text{Бн}} + \frac{U_{\text{БЭпор}} + |U_{\text{см}}|}{R_2} \right) R_1 + U_{\text{БЭпор}}. \quad (7.10)$$

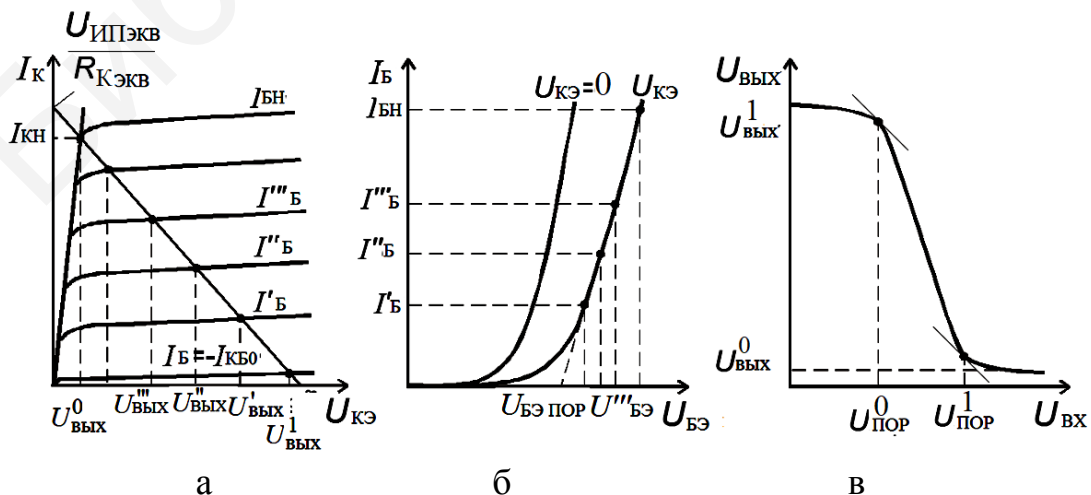


Рис. 7.3



При дальнейшем росте  $U_{вх}$  ток базы растет, однако коллекторный ток практически не изменяется. Степень насыщения БТ определяется **коэффициентом насыщения**, который рассчитывается по формуле

$$S = \frac{I_{Бм}}{I_{Бнас}}, \quad (7.11)$$

где  $I_{Бм}$  – ток базы при максимальном значении входного напряжения.

Если  $S > 1$ , то ключ насыщенный.

Для надежного насыщения БТ в ключе без подбора транзисторов необходимо при расчете ключа принимать значение коэффициента насыщения  $S = 1,5 - 3$ . Следует помнить, что чрезмерное увеличение  $S$  снижает быстродействие ключа.

Быстродействие транзисторного ключа (параметры быстродействия) зависят от параметров используемого транзистора, номинальных значений элементов схемы, сопротивления нагрузки и ее характера.

Диаграммы напряжений и токов, действующих в транзисторном ключе, при подаче на вход прямоугольного импульса показаны на рис. 7.4.

На них указаны временные интервалы, определяющие количественно параметры быстродействия ключа.

1. На интервале времени  $[t_0, t_1]$  происходит нарастание коллекторного тока и уменьшение выходного напряжения ключа. Коллекторный ток не может измениться мгновенно, что обусловлено тремя причинами: задержкой фронта импульса за счет перезаряда входной емкости транзистора, конечным временем пролета носителей через базу БТ и перезарядом барьерной емкости коллекторного перехода.

2. Задержка фронта обусловлена зарядом входной емкости закрытого транзистора, который начинается после того, как управляющее напряжение изменит свою величину от  $E_1$  (около 0) до  $E_2$  ( $U_{вхм}$ ). Процесс заряда описывается уравнением

$$U_B(t) = E_2(1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}}) - E_1 e^{-\frac{t}{\tau_c}},$$

где  $\tau_c = C_{вх} R_B$  – постоянная времени заряда.

Обычно считают, что

$$C_{вх} = C_{Э} + C_{К} = (1 \dots 2) \text{ пФ}.$$

Когда напряжение  $U_B$ , нарастая, становится равным напряжению  $U_{отп}$ , отпирается эмиттерный переход транзистора, этап заряда заканчивается, и время задержки фронта нарастания импульса ( $\tau_{зф}$ ) может быть определено как

$$\tau_{зф} = \tau_c \ln \frac{E_2 + E_1}{E_2 - U_{отп}}.$$

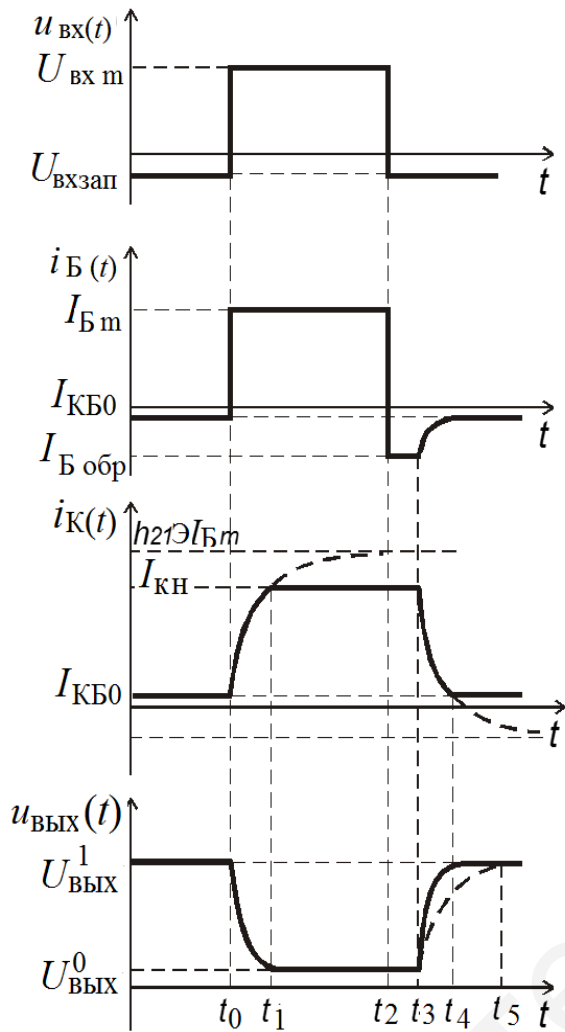


Рис. 7.4

3. На промежутке времени  $[t_1, t_2]$  при действии максимального входного напряжения коллекторный ток транзистора и выходное напряжение ключа не изменяются, в базе происходит накопление неосновных носителей заряда.

4. В течение промежутка  $[t_2, t_3]$  под действием отрицательного входного напряжения происходит рассасывание накопленных в базе носителей. При этом транзистор все еще находится в режиме насыщения, коллекторный ток и выходное напряжение соответствуют этому режиму и не изменяются. Наблюдается обратный бросок тока базы. Данный промежуток называется временем задержки выключения и определяется следующим выражением:

$$t_{\text{зад.выкл}} = \frac{\tau_{h_{21Э}}}{2} \ln \left( \frac{I_{Б} + |I_{Бобр}|}{I_{Бн} + |I_{Бобр}|} \right), \quad (7.15)$$

где  $I_{Бобр} = \frac{U_{\text{вх.зап}}}{R_1}$  – запирающий ток базы.

Например, если  $E_1 = 0$  и  $E_2 = 3$  В, то  $\tau_{3.ф} \approx 0,25 \tau_c$ . При  $C_{\text{ВХ}} = 2$  пФ и  $R_{Б} = 2$  кОм получается, что  $\tau_c = 4$  нс, а  $\tau_{3.ф} \approx 1$  нс.

Поскольку время пролета носителей заряда в базе сказывается только на предельных частотах, практически можно оценить влияние времени перезаряда барьерной емкости коллекторного перехода, которое называется длительностью фронта импульса и приближенно рассчитывается по формуле

$$t_{\text{вкл}} = \tau_{\text{вкл}} \ln \left( \frac{S}{S-1} \right), \quad (7.12)$$

где  $\tau_{\text{вкл}}$  – постоянная времени включения, определяемая выражением

$$\tau_{\text{вкл}} = \tau_{h_{21Э}} + \tau_{К}, \quad (7.13)$$

$$\tau_{h_{21Э}} = \frac{1}{2\pi f_{h_{21Э}}}; \quad \tau_{К} = (C_{К} + C_{Н}) R_{КЭКВ}. \quad (7.14)$$

Время включения ключа определяется суммой времени задержки фронта и длительности фронта импульса.

Если  $U_{\text{вх.зап}} = 0$ , то  $I_{\text{Бобр}} = \frac{U_{\text{см}}}{R_2}$ . При  $I_{\text{Бобр}} = 0$  ( $U_{\text{см}} = 0, U_{\text{вх.зап}} = 0$ ) время задержки выключения определяется как

$$t_{\text{зад.вкл}} = \frac{\tau_{h_{21Э}}}{2} \ln S. \quad (7.16)$$

После рассасывания неосновных носителей в базовой области ток коллектора уменьшается – транзистор закрывается. Интервал времени  $[t_3, t_4]$ , в течение которого происходит уменьшение коллекторного тока, называется временем спада:

$$t_{\text{сп}} = \tau_{h_{21Э}} \ln \left( 1 + \frac{I_{\text{Бн}}}{|I_{\text{Бобр}}|} \right). \quad (7.17)$$

Суммарное время  $t_{\text{выкл}} = t_{\text{зад.выкл}} + t_{\text{сп}}$  называется временем выключения. В случае если  $C_{\text{Н}} > h_{21Э} C_{\text{К}}$ , время нарастания коллекторного напряжения  $t_{U_{\text{НР}}}$  может превысить время спада.

**Порядок расчета элементов принципиальной схемы электронного ключа на БТ.** Обычно в инженерной практике исходными данными при расчете ключевых схем являются значения напряжений питания  $U_{\text{ип}}$ ,  $U_{\text{см}}$ ; сопротивление нагрузки  $R_{\text{Н}}$ ; амплитуда выходного напряжения  $U_{\text{выхт}}$ ; параметры входного сигнала  $U_{\text{пор}}^0$  и  $U_{\text{пор}}^1$ ; коэффициент насыщения транзистора  $S$ .

В этом случае рекомендуется следующий порядок расчета.

1. По заданным значениям  $U_{\text{ип}}$  и  $U_{\text{выхт}}$  из (7.2) с учетом (7.6) рассчитывается сопротивление резистора  $R_{\text{К}}$  и величина  $R_{\text{КЭКВ}}$ .

2. Рассчитываются значения тока коллектора и базы  $I_{\text{К.Н}}$ ,  $I_{\text{Б.Н}}$ , соответствующие режиму насыщения, а также значение тока базы  $I_{\text{Бт}}$  при максимальном значении входного напряжения  $U_{\text{вхт}}$ .

3. Сопротивление резистора  $R_1$  находится согласно выражению

$$R_1 = \frac{U_{\text{пор}}^1 - U_{\text{пор}}^0}{I_{\text{Бт}}}, \quad (7.24)$$

полученному путем вычитания (7.8) из (7.13). Сопротивление резистора  $R_2$  находится согласно (7.8).

**Задача № 2. Задание на системы счисления, используемые для работы над числами в ЭВМ, арифметические операции и формы представления чисел**

**Представление чисел в различных системах счисления.** Для представления в цифровых устройствах чисел, а также другой информации в процессе программирования наряду с привычной для нас десятичной системой счисления широко используются другие системы. Рассмотрим наиболее употребительные позиционные системы счисления. Числа в таких системах счисления представляются последовательностью цифр (цифр разрядов): ...  $a_5 a_4 a_3 a_2 a_1 a_0$  ...

Здесь  $a_0, a_1, \dots$  обозначают цифры нулевого, первого и других разрядов числа. Цифре разряда приписан вес  $p^k$ , где  $p$  – основание системы счисления;  $k$  – номер разряда, равный индексу при обозначениях цифр разрядов. Так, приведенная выше запись означает следующее количество:

$$N = \dots a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p^1 + a_0 p^0 + \dots$$

Для представления цифр разрядов используется набор из  $p$  различных символов. Так, при  $p = 10$  (т. е. в **обычной десятичной системе счисления**) для записи цифр разрядов используется набор из десяти символов: 0, 1, 2...9. При этом запись  $729\ 324_{10}$  (здесь и далее индекс при числе указывает основание системы счисления, в которой представлено число) означает следующее количество:

$$\begin{array}{cccccc} 7 & 2 & 9 & 3 & 2 & 4 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 10^5 & + 10^4 & + 10^3 & + 10^2 & + 10^1 & + 10^0 \end{array} = 7 \cdot 10^5 + 2 \cdot 10^4 + 9 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^2 + 2 \cdot 10^1 + 4 \cdot 10^0$$

Используя такой принцип представления чисел, но выбирая различные значения основания  $p$ , можно строить разнообразные системы счисления.

**В двоичной системе счисления** основание системы счисления  $p = 2$ . Таким образом, для записи цифр разрядов требуется набор всего лишь из двух символов, в качестве которых используются 0 и 1. Следовательно, в двоичной системе счисления число представляется последовательностью символов 0 и 1. При этом запись  $1011101_2$  соответствует в десятичной системе счисления следующему числу:

$$\begin{array}{cccccc} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 2^6 & + 2^5 & + 2^4 & + 2^3 & + 2^2 & + 2^1 & + 2^0 \end{array} = 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 93_{10}$$

**В восьмеричной системе счисления** основание системы счисления  $p = 8$ . Следовательно, для представления цифр разрядов должно использоваться восемь разных символов, в качестве которых выбраны 0, 1, 2...7 (заметим, что символы 8 и 9 здесь не используются и в записи чисел встречаться не должны).

Например, записи  $735460_8$  в десятичной системе счисления соответствует следующее число:

$$\begin{array}{cccccc} 7 & 3 & 5 & 4 & 6 & 0 \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ 8^5 & +8^4 & +8^3 & +8^2 & +8^1 & +8^0 \end{array} = 7 \cdot 8^5 + 3 \cdot 8^4 + 5 \cdot 8^3 + 4 \cdot 8^2 + 6 \cdot 8^1 + 0 \cdot 8^0 = 244528_{10}$$

т. е. запись  $735460_8$  означает число, содержащее семь раз по  $8^5 = 32768$ , три раза по  $8^4 = 4096$ , пять раз по  $8^3 = 512$ , четыре раза по  $8^2 = 64$ , шесть раз по  $8^1 = 8$  и нуль раз по  $8^0 = 1$ .

**В шестнадцатеричной системе счисления** основание системы счисления  $p = 16$  и для записи цифр разрядов должен использоваться набор из шестнадцати символов: 0, 1, 2 ... 9, A, B, C, D, E, F. В нем используются десять арабских цифр, и до требуемых шестнадцати их дополняют шестью начальными буквами латинского алфавита. При этом символу A в десятичной системе счисления соответствует 10, B – 11, C – 12, D – 13, E – 14, F – 15.

Запись  $AB9C2F_{16}$  соответствует следующему числу в десятичной системе счисления:

$$\begin{array}{cccccc} A & B & 9 & C & 2 & \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow & \\ 16^4 & +16^3 & +16^2 & +16^1 & +2 \cdot 16^0 & = 702914_{10} \end{array}$$

Для хранения  $n$ -разрядных чисел в цифровой аппаратуре можно использовать устройства, содержащие  $n$  элементов, каждый из которых запоминает цифру соответствующего разряда числа. Наиболее просто осуществляется хранение чисел, представленных в двоичной системе счисления.

Для запоминания цифры каждого разряда двоичного числа могут использоваться устройства с двумя устойчивыми состояниями (например, триггеры). Одному из этих устойчивых состояний ставится в соответствие цифра 0, другому – цифра 1 (табл. 7.1)

Таблица 7.1

Десятичная, основание 10 (Dec)	Римская	Двоичная, основание 2 (Bin)	Восьмеричная, основание 8 (Oct)	Двоичная (триады)	Шестнадцатеричная, основание 16 (Hex)	Двоичная (тетрады)
1	2	3	4	5	6	7
0		0	0	000	0	0000
1	I	1	1	001	1	0001
2	II	10	2	010	2	0010

Окончание табл. 7.1

1	2	3	4	5	6	7
3	III	11	3	011	3	0011
4	IV	100	4	100	4	0100
5	V	101	5	101	5	0101
6	VI	110	6	110	6	0110
7	VII	111	7	111	7	0111
8	VIII	1000	10	001 000	8	1000
9	IX	1001	11	001 001	9	1001
10	X	1010	12	001 010	A	1010
11	XI	1011	13	001 011	B	1011
12	XII	1100	14	001 100	C	1100
13	XIII	1101	15	001 101	D	1101
14	XIV	1110	16	001 110	E	1110
15	XV	1111	17	001 111	F	1111
16	XVI	10000	20	010 000	10	0001 0000
17	XVII	10001	21	010 001	11	0001 0001

Перевод из восьмеричной в шестнадцатеричную систему и обратно удобно осуществлять через двоичную систему с помощью триад и тетрад. Правила выполнения арифметических действий над двоичными числами такие же, как и в десятичной системе, и задаются таблицами двоичного сложения, вычитания и умножения (табл. 7.2).

Таблица 7.2

Таблица двоичного сложения	Таблица двоичного вычитания	Таблица двоичного умножения
$0 + 0 = 0$	$0 - 0 = 0$	$0 \cdot 0 = 0$
$0 + 1 = 1$	$1 - 0 = 1$	$0 \cdot 1 = 0$
$1 + 0 = 1$	$1 - 1 = 0$	$1 \cdot 0 = 0$
$1 + 1 = 10$	$10 - 1 = 1$	$1 \cdot 1 = 1$

При сложении двоичных чисел производится сложение цифр слагаемых в каждом разряде и единиц переноса из соседнего младшего разряда, если они имеются. При этом необходимо учитывать, что в двоичной системе переполнение разряда наступает при количестве единиц, больше либо равным двум. В случае переполнения нужно вычесть из текущего разряда число, равное основанию системы (в данном случае – двойку), и добавить единицу переноса в следующий старший разряд.

При вычитании двоичных чисел, аналогично вычитанию десятичных, может возникнуть необходимость займа единицы из предыдущего старшего разряда. Эта занимаемая единица переносится в текущий разряд как двойка (количество единиц, равное основанию).

Операции умножения и деления в двоичной системе счисления аппаратно сводятся к операциям сложения (вычитания) и сдвигу.

Примеры решения типовых вычислений по задаче №2:

1. Число  $a = 17_{10}$  переведите в двоичную систему счисления, а затем в шестнадцатеричную.

*Решение*

Для перевода числа из десятичной СС в любую СС необходимо делить число на основание СС до тех пор, пока остаток от деления не будет принадлежать СС. В данном случае мы будем делить на 2 до тех пор, пока в остатке не получим 0 или 1 (цифры, принадлежащие двоичной СС):

$$19/2 = 9 - \text{остаток } 1$$

$$9/2 = 4 - \text{остаток } 1$$

$$4/2 = 2 - \text{остаток } 0$$

$2/2 = 1 - \text{остаток } 0$  и цифра 1 принадлежит двоичной СС, поэтому деление на 2 больше не производим. Записывается число снизу вверх –  $10011_2$ .

Произведем проверку на правильность перевода:

$$10011_2 = 2^4 \cdot 1 + 2^3 \cdot 0 + 2^2 \cdot 0 + 2^1 \cdot 1 + 2^0 \cdot 1 = 16 + 0 + 0 + 2 + 1 = 19_{10}.$$

Перевод произведен верно.

Перевод из двоичной СС в шестнадцатеричную СС осуществляется разбиением двоичного числа на тетрады (по четыре разряда справа налево). Каждая тетрада заменяется эквивалентом шестнадцатеричной СС (таблица эквивалента цифр десятичной системы счисления в двоичной и шестнадцатеричной системах счисления приведена в [9]).  $10011_2 = 13_{16}$ .

Ответ:  $19_{10} = 10011_2 = 13_{16}$ .

2. Сложить два числа  $A = 01110$  и  $B = 01001$ .

*Решение*

Для сложения воспользуемся правилами двоичной арифметики:

$$0+0=0$$

$$0+1=1$$

$$1+1=0$$

и единица переносится в старший разряд числа.

Поэтому при сложении  $A$  и  $B$  получаем

$$\begin{array}{r} 01110 \\ +01001 \\ \hline 10111 \end{array}$$

Для вычитания чисел принцип аналогичен, только происходит заем из старшего разряда при вычитании единицы из нуля.

Ответ:  $10111_2$ .

### **Задача №3. Задача на синтез схем логических электронных элементов, выполняющих заданные логические функции**

Логической схемой называется совокупность логических электронных элементов, соединенных между собой таким образом, чтобы выполнялся заданный закон функционирования схемы, иначе говоря, выполнялась заданная логическая функция.

По зависимости выходного сигнала от входного все электронные логические схемы можно условно разбить на две группы:

а) комбинационные схемы, выходной сигнал которых зависит только от состояния входных сигналов в каждый момент времени;

б) накапливающие схемы (схемы последовательностей), содержащие накапливающие схемы (*элементы с памятью*), выходной сигнал которых зависит как от входных сигналов, так и от состояния схемы в предыдущие моменты времени.

По количеству входов и выходов схемы бывают: с одним входом и одним выходом; с несколькими входами и одним выходом; с одним входом и несколькими выходами; с несколькими входами и выходами.

По способу осуществления синхронизации схемы бывают: *с внешней синхронизацией (синхронные автоматы)*; *с внутренней синхронизацией (асинхронные автоматы являются их частным случаем)*.

Практически любой компьютер состоит из комбинации схем первого и второго рода разной сложности. Таким образом, основой любого цифрового автомата, обрабатывающего цифровую информацию, являются электронные элементы двух типов: *логические* или *комбинационные* и *запоминающие*.

Логические элементы выполняют простейшие логические операции над цифровой информацией, а запоминающие служат для ее хранения. Как известно, логическая операция состоит в преобразовании по определенным правилам входной цифровой информации в выходную.

Можно считать, что элементарные логические функции являются логическими операторами упомянутых электронных элементов, т. е. схем. Каждая такая схема обозначается определенным графическим символом. (Элементы И, ИЛИ, НЕ, ИЛИ-НЕ, И-НЕ). В этом случае говорят, что этот набор образует базис.



Функционально полными являются три простейших базиса: **И-ИЛИ-НЕ**, **И-НЕ**, **ИЛИ-НЕ**, с помощью которых можно записать любую, сколь угодно сложную функцию.

*Пример*

Упростить выражение и построить схему:

$$X = (ab+bc+c)b+(ac+ab)c \text{ и составить схему на элементах И-НЕ.}$$

**Решение**

Воспользуемся правилами алгебры логики (табл. 7.3):

$$A \cdot A = A; A + A = A; A + 1 = 1; A \cdot 1 = A; A + 0 = A; A \cdot 0 = 0.$$

Тогда

$$X = ab + bc + ac + abc = abc(c+1) + bc + ac.$$

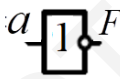
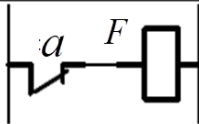

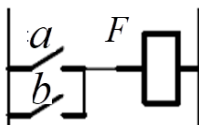
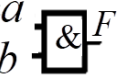
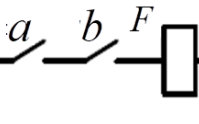
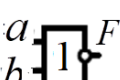
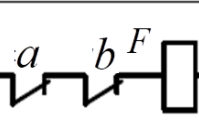
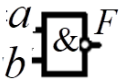
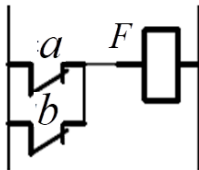
Для реализации полученной логической функции потребуются три двухвходовых элемента И и трехвходовый  $ab+bc+ac$  элемент ИЛИ. Так как схему необходимо составить с использованием только элементов И-НЕ, для элемента ИЛИ воспользуемся правилом Де Моргана:

$$\overline{a+b} = \overline{a} \cdot \overline{b}; \overline{ab} = \overline{a} + \overline{b}.$$

Тогда

$$X = \overline{\overline{ab+bc+ac}} = \overline{\overline{ab} \cdot \overline{bc} \cdot \overline{ac}}.$$

Таблица 7.3

Элемент	Жесткая логика	Релейно-контакторная схема
НЕ $f = \overline{a}$		
ИЛИ $f = a+b$		
И $f = ab$		
ИЛИ-НЕ $f = \overline{a+b}$ $= \overline{a} \cdot \overline{b}$		
И-НЕ $f = \overline{ab}$ $= \overline{a} + \overline{b}$		

По итоговой формуле построим схему на логических элементах. Схема, соответствующая полученному выражению, приведена на рис. 7.5.

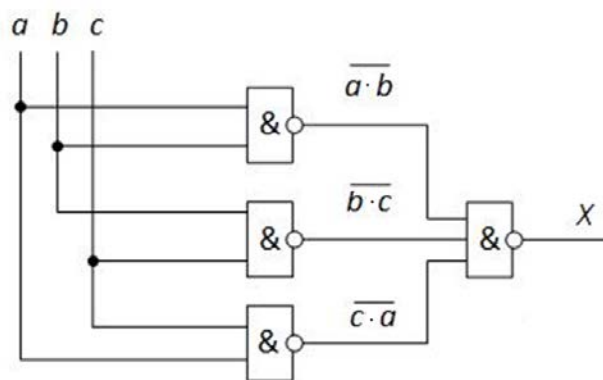


Рис. 7.5

Ответ:  $X = \overline{ab + bc + ca} = \overline{ab} \cdot \overline{bc} \cdot \overline{ca}$ .

#### Задача №4. Функциональные логические преобразователи

Определите по заданной схеме выполняемую логическую функцию, постройте таблицу истинности.

В качестве примера ниже представлено несколько схем электрических функциональных логических преобразователей (комбинационных автоматов), реализующих логические функции.

Примеры построения логических функций функциональных логических преобразователей:

1. Постройте заданную логическую функцию в трех функционально полных базисах из логических элементов И, ИЛИ, НЕ (рис. 7.6).

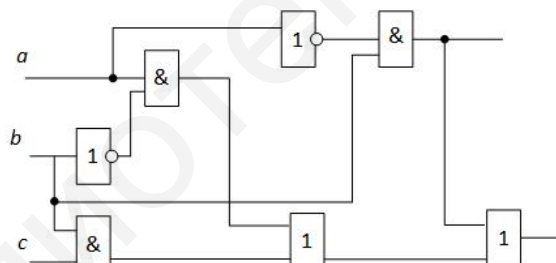


Рис. 7.6

Ответ:  $y = a\bar{b} + bc + b\bar{a}$ .

2. Выполните предыдущее задание для базиса И, НЕ (рис. 7.7).

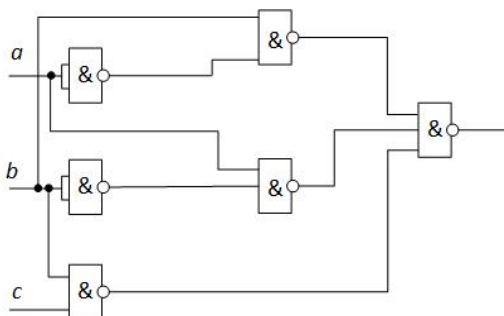


Рис. 7.7

Ответ:  $y = \overline{\overline{a\bar{b} + bc + b\bar{a}}} = \overline{\overline{a\bar{b}} \cdot \overline{bc} \cdot \overline{b\bar{a}}}$ .

## Задача №5. Анализ сигналов и временных диаграмм триггеров

По заданным входным сигналам триггеров составьте таблицы состояний и временные диаграммы.

Триггер – это устройство, имеющее два устойчивых состояния и способное под действием управляющих сигналов скачкообразно переходить из одного состояния в другое.

Триггер как элементарный конечный автомат характеризуется следующими свойствами:

а) число внутренних состояний – два (единица и нуль), что соответствует одной внутренней переменной, обозначаемой для триггеров буквой  $Q$ ;

б) число выходных переменных  $y$  – одно, значение переменной  $y$  совпадает со значением  $Q$ ;

в) число входных переменных  $x$  зависит от типа триггера.

Наряду с выходом  $Q$ , называемым прямым, триггер имеет и инверсный выход  $\bar{Q}$ . Состояние триггера определяется значением его прямого выхода.

Все известные на сегодняшний день триггеры по функциональному признаку можно разделить на четыре основных типа:  $RS$ -триггеры – триггеры с двумя установочными входами;  $D$ -триггеры – триггеры задержки с одним входом;  $T$ -триггеры с одним счетным входом; универсальные триггеры с несколькими входами.

Как и любые цифровые автоматы, триггеры могут быть асинхронными и синхронными.

Различают также триггеры со статическими и динамическими входами.

Входы, управляемые потенциальными (уровнями напряжений), называются статическими (включая и сигнал синхронизации).

Причем, если триггер переключается сигналами логической единицы, то его называют триггером с прямым управлением, в противном случае – триггером с инверсным управлением.

Входы же, управляемые перепадами потенциалов, называют динамическими.

Триггеры с динамическим управлением в зависимости от схемы исполнения реагируют на перепад напряжения от нуля к единице либо от единицы к нулю. Таким образом, сигналы, поступающие на динамический вход, воспринимаются только в те моменты времени, когда их состояние изменяется определенным образом.

Двухступенчатые триггеры содержат первую ступень для промежуточной записи входной информации и вторую – для последующего запоминания и хранения. У двухступенчатых триггеров формирование нового состояния происходит за два такта, поэтому их иногда называют двухтактными.

Рассмотрим основные типы триггеров.

1. **Асинхронный RS-триггер** является одним из простейших типов триггеров. В простейшем исполнении триггер – это симметричная структура из двух логических элементов ИЛИ-НЕ либо И-НЕ, охваченных перекрестной положительной обратной связью. Схема триггера на элементах ИЛИ-НЕ и его условное обозначение приведены на рис. 7.8.

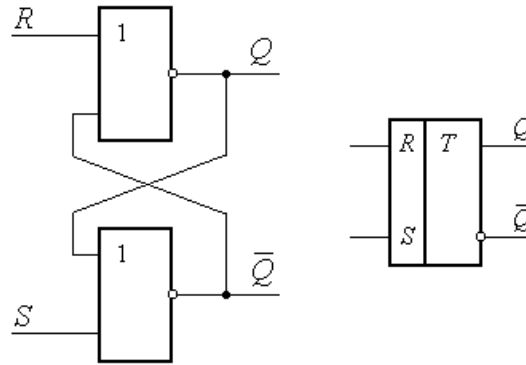


Рис. 7.8

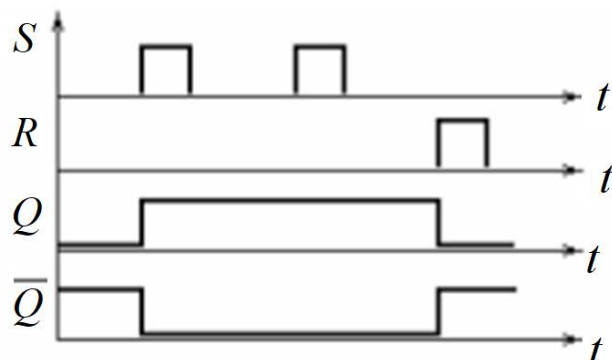
Этот триггер (бистабильная ячейка) обладает двумя устойчивыми состояниями, которые обеспечиваются за счет связи выхода каждого элемента с одним из входов другого. Свободные входы служат для управления и называются информационными или логическими. Одному из выходов присвоено наименование прямого, его обозначают буквой  $Q$ , а другому – наименование инверсного и обозначают  $\bar{Q}$ .

Вход, по которому триггер устанавливается в единичное состояние ( $Q = 1, \bar{Q} = 0$ ), называют входом  $S$  (от англ. *set* – установка), а в нулевое ( $Q = 0, \bar{Q} = 1$ ) – входом  $R$  (от англ. *reset* – возврат).

Минимизированная таблица состояний RS-триггера и его временная диаграмма имеют вид (рис. 7.9). При синтезе устройств на триггерах возникает задача определения требуемых входных комбинаций для перехода триггера из одного (заданного) состояния  $Q^n$  в другое (требуемое)  $Q^{n+1}$ .

Такт $t^n$		Такт $t^{n+1}$
$R^n$	$S^n$	$Q^{n+1}$
0	0	$Q^n$
0	1	1
1	0	0
1	1	Н/О

а



б

Рис. 7.9

Эту задачу удобно решать с помощью таблицы, называемой матрицей переходов  $RS$ -триггера, показывающую сочетания входных сигналов, которые обеспечивают требуемое состояние триггера при его переходе из такта  $n$  в такт  $(n + 1)$ .

Если  $RS$ -триггер выполнить на элементах И-НЕ, то получим схему, приведенную на рис. 7.10. Такой вариант триггера называют  $\overline{RS}$ -триггером или  $RS$ -триггером с инверсным управлением.

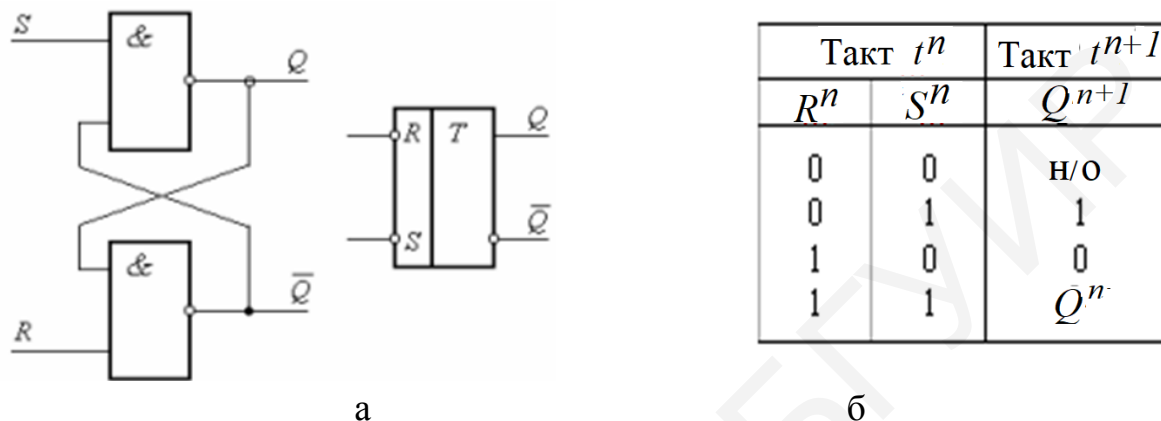


Рис. 7.10

**2. Синхронный  $RS$ -триггер.** Известно, что из-за задержек переключения логических элементов могут возникнуть ложные состояния. Устранить это помогает временное стробирование. Временное стробирование обеспечивается синхронизирующими (тактовыми) импульсами, поэтому синхронный  $RS$ -триггер кроме информационных входов  $R$  и  $S$  имеет вход  $C$ , на который подается синхронизирующий сигнал (рис. 7.11).

Такой триггер функционирует как  $RS$ -триггер только при условии наличия синхронизирующих импульсов. В противном случае, т. е. при отсутствии синхронизирующих импульсов, состояние его сохраняется неизменным  $Q^{n+1} = Q^n$ , какие бы сигналы ни подавались на информационные входы, причем возможна подача сочетания  $R = S = 1$  (или  $R = S = 0$  для триггера с инверсными входами). Специфика синхронных триггеров со статическим управлением по входу синхронизации такова, что в течение времени действия тактового импульса смена сигналов на информационных входах вызывает новые срабатывания.

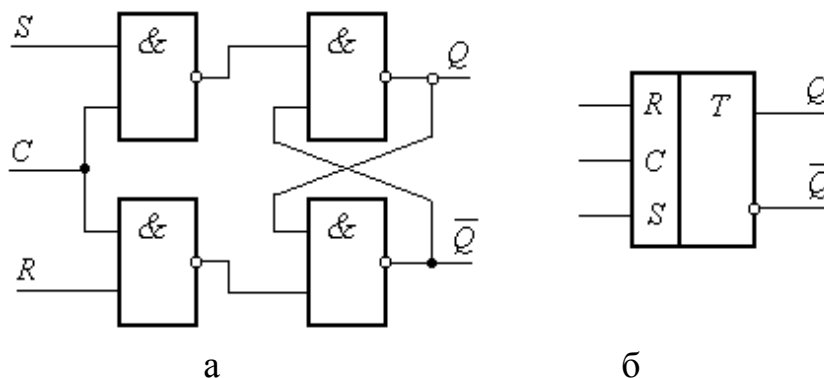


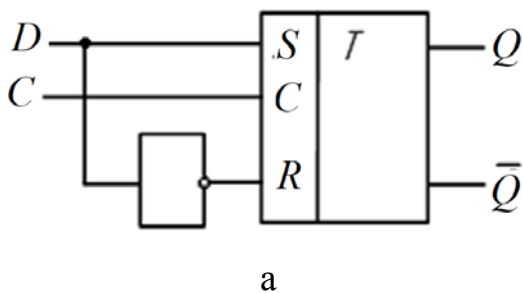
Рис. 7.11

Следовательно, синхронные триггеры со статическим управлением при активном состоянии тактового входа ведут себя подобно асинхронным. Во многих случаях это свойство является недостатком, так как может оказаться причиной сбоев в цифровых устройствах.

От этого недостатка свободны триггеры с динамическим и двухступенчатым управлением. Функциональные свойства всей триггерной системы определяются первой ступенью, вторая ступень обычно представляет собой синхронный *RS*-триггер со статическим управлением.

3. ***D*-триггер** имеет один информационный *D*-вход (рис. 7.12). Бывают только синхронные *D*-триггеры. Состояние информационного входа передается на выход под действием синхроимпульса (вход *C*).

Если на входе *D* – единица, то по приходу синхроимпульса  $Q = 1$ .  
Если на входе *D* – нуль, то  $Q = 0$ .

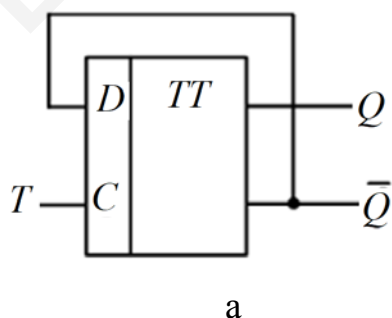


<i>C</i>	<i>D</i>	$Q(t)$	$Q(t+1)$	Пояснения
0	*	0	0	Режим хранения информации
0	*	1	1	
1	0	*	0	Режим записи информации
1	1	*	1	

Рис. 7.12

4. **Триггер *T*-типа**, или счетный триггер, имеет один информационный *T*-вход. Смена его состояний происходит всякий раз, когда входной сигнал меняет свое значение в определенном направлении. В зависимости от того, какой перепад напряжения используется для управления (от нуля к единице или от единицы к нулю), различают *T*-триггеры с прямым или инверсным динамическим управлением ( $\bar{T}$ -триггер).

По способу ввода входной информации *T*-триггеры могут быть асинхронными и синхронными. Счетные триггеры как самостоятельные микроэлектронные изделия не выпускаются промышленно, так как их легко получить из других типов триггеров, например, из *D*-триггеров (рис. 7.13).



<i>T</i>	$Q(t)$	$Q(t+1)$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 7.13

Особенностью  $T$ -триггера является в два раза меньшая частота выходных сигналов по сравнению с частотой сигналов на входе (рис. 7.14). Это позволяет использовать его в качестве делителя частоты последовательности импульсов на два, а также при создании двоичных счетчиков.

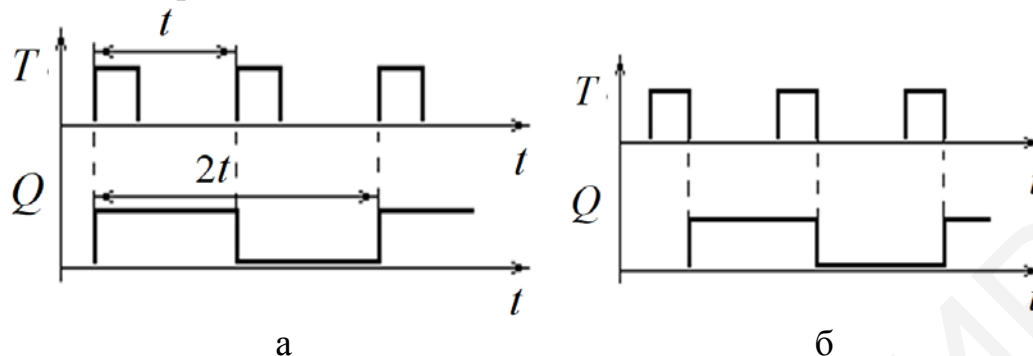
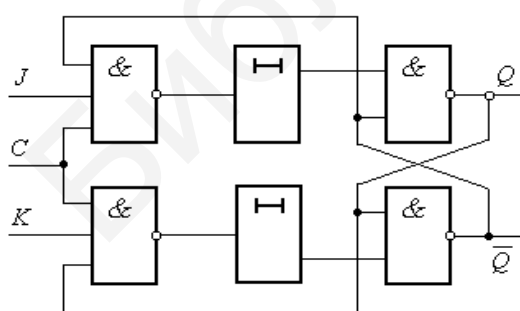


Рис. 7.14

Счетные триггеры со статическим управлением во время действия входного импульса проявляют склонность к генерации, и практической реализации не нашли.

**5. JK-триггер.** Функциональная особенность  $JK$ -триггеров состоит в том, что при всех входных комбинациях, кроме одной  $J^n = K^n = 1$ , они действуют подобно  $RS$ -триггеру, причем вход  $J$  играет роль входа  $S$ , а  $K$ -вход соответствует  $R$ -входу. При входной комбинации  $J^n = K^n = 1$  в каждом такте выходной сигнал меняет свое значение на противоположное.  $JK$ -триггеры не имеют неопределенных состояний. Таблица переходов состояний триггера представлена на рис. 7.15, б.

В схемном отношении  $JK$ -триггер отличается от триггеров  $RS$ -типа наличием обратных связей. Логическая структура простейшего  $JK$ -триггера показана на рис. 7.15, а. Элементы временной задержки в данной схеме играют роль стабилизаторов состояний триггера и непосредственно на его функциональные свойства не влияют.



Номер набора	$J^n$	$K^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$
0	0	0	0	0
1	0	1	0	1
2	1	0	0	0
3	1	1	0	1
4	0	0	1	1
5	0	1	1	1
6	1	0	1	0
7	1	1	1	0

а

б

Рис. 7.15

В интегральной схемотехнике применяются только синхронные  $JK$ -триггеры в силу жестких требований к длительности входных сигналов для

асинхронного варианта. *JK*-триггеры относятся к универсальным устройствам. Их универсальность имеет двойственный характер.

Во-первых, эти триггеры с равным успехом могут быть использованы в счетчиках, регистрах, делителях частоты и других электронных узлах, во-вторых, путем определенного соединения выводов они легко обращаются в триггеры других типов.

Для получения *T*-триггера достаточно объединить вход *J* и *K* и подавать на них входные импульсы. Это будет вариант синхронного *T*-триггера. В асинхронном варианте *T*-триггера на входы *J* и *K* подают сигнал логической единицы, а входные импульсы поступают на вход синхронизации (рис. 7.16).

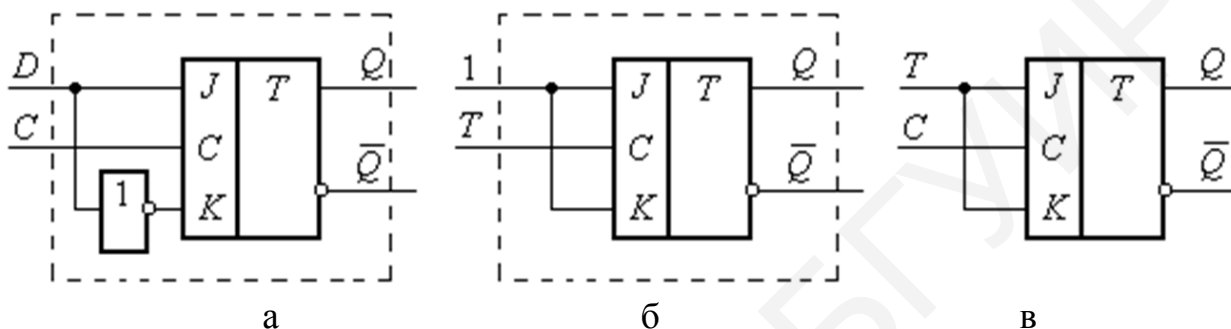


Рис. 7.16

Рассмотренные *JK*-триггеры являются одноступенчатыми. Однако более устойчивыми в работе являются двухступенчатые триггеры, поскольку обе ступени тактируются поочередно, что предупреждает паразитную генерацию в схеме.

б. *Двухступенчатые триггеры.* Простейшие схемы триггеров имеют тот недостаток, что они являются одновременно источниками приема новой информации и элементарным устройством хранения прежней. При идеальном быстродействии логических элементов, входящих в его состав, может нарушиться правильное функционирование триггера.

С целью устранения данного противоречия были разработаны двухступенчатые триггеры, состоящие из двух последовательно соединенных триггеров – ведущего и ведомого. Схемы этих триггеров, работающих в обычном и счетном режимах, показаны на рис. 7.17.

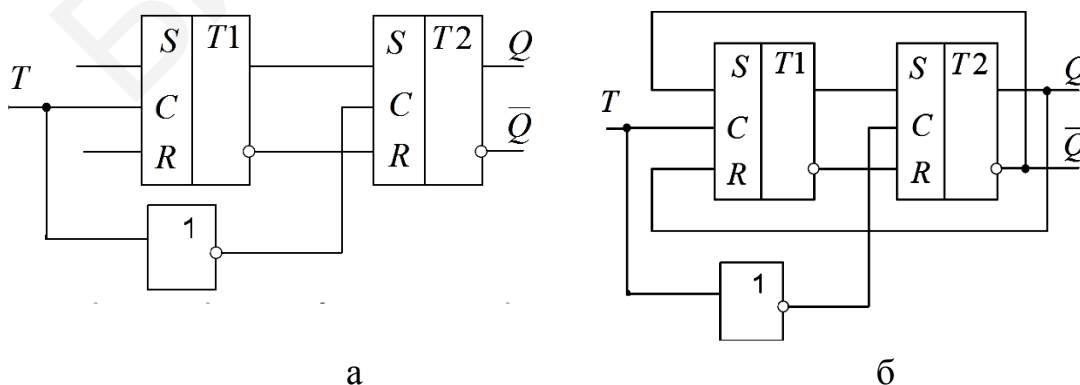


Рис. 7.17



Первый триггер  $T1$  называется ведущим, второй  $T2$  – ведомым. При подаче синхроимпульса на вход  $C$  информация записывается в первый триггер, второй триггер при этом закрыт синхроимпульсом, прошедшим через инвертор. После окончания синхроимпульса информация перезаписывается с первого триггера во второй, так как на его входе  $C$  будет иметь место разрешающий сигнал.

Такие триггеры часто называют *MS*-триггерами (от англ. *Master-Slave* – мастер-помощник).

Схема двухступенчатого универсального *JK*-триггера, построенная на базе логических элементов И-НЕ, приведена на рис.7.18, а, а его условное обозначение – на рис. 7.18, б.

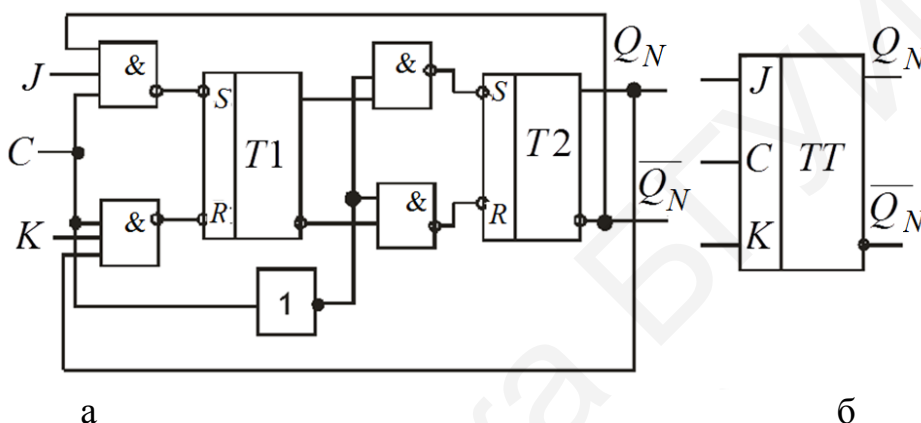


Рис. 7.18

Временные диаграммы его работы представлены на рис. 7.19.

Триггер срабатывает по заднему фронту синхроимпульса. Видно, что триггер устанавливается в единичное состояние при  $J = 1$  и в нулевое – при  $K = 1$ . Если  $J = K = 1$ , то он работает в счетном режиме.

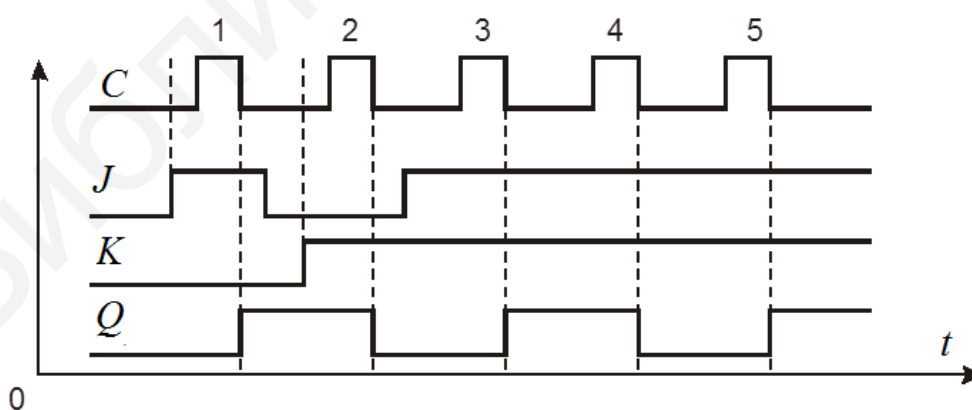


Рис. 7.19

Для понимания решения задач данного раздела по заданным входным сигналам триггеров составьте таблицы состояний и временные диаграммы (сигнал на выходе  $Q$ ). Исходное состояние триггера 0. Приведите схему триггера и объясните его работу для трех вариантов:

- 1) однократного несинхронизируемого ( $Q_1$ );
- 2) однократного синхронизируемого ( $Q_2$ );
- 3) двухтактного ( $Q_3$ ).

**Решение**

Переключение асинхронного триггера происходит в моменты поступления импульсов на установочные входы  $S$  и  $R$ . Выход  $Q$  будет равен соответственно 1 либо 0. Синхронизируемый однократный триггер переключается в момент прихода синхроимпульса  $C$  при наличии сигнала на входе  $S$  ( $Q_2 = 1$ ) или  $R$  ( $Q_2 = 0$ ). Двухтактный триггер переключается после окончания действия синхроимпульса. Временные диаграммы, отражающие состояние выхода  $Q$  для асинхронного триггера, показаны на рис. 7.20.

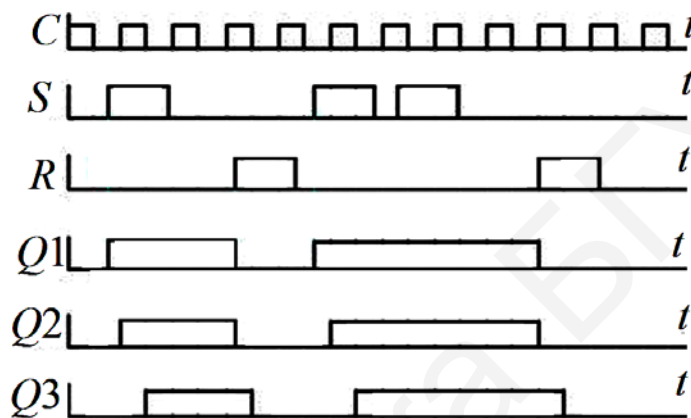


Рис. 7.20

**Задача №6. Исследование и расчет параметров цифроаналогового преобразователя**

Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) предназначены для преобразования цифровых сигналов в аналоговые. Такое преобразование необходимо, например, при восстановлении аналогового сигнала, предварительно преобразованного в цифровой, для передачи на большое расстояние, в устройствах измерительной техники и ряде других случаев. Другой пример использования такого преобразования – получение управляющего сигнала при цифровом управлении устройствами, режим работы которых определяется непосредственно аналоговым сигналом (например, при управлении двигателями).

К основным параметрам ЦАП относят: разрешающую способность, время установления, погрешность нелинейности. Разрешающая способность – величина, обратная максимальному числу шагов квантования выходного аналогового сигнала. Время установления  $t_{уст}$  – интервал времени от подачи кода на вход до момента, когда выходной сигнал войдет в заданные пределы, определяемые погрешностью. Погрешность нелинейности – максимальное отклонение графика зависимости выходного напряжения от напряжения, задаваемого цифровым сигналом, по отношению к идеальной прямой во всем диапазоне преобразования.

Как и рассматриваемые ниже аналого-цифровые преобразователи (АЦП), ЦАП являются «связующим звеном» между аналоговой и цифровой электроникой. Существуют различные принципы построения ЦАП.

Рассмотрим наиболее используемые из них. На рис. 7.21 приведена схема ЦАП с суммированием весовых токов.

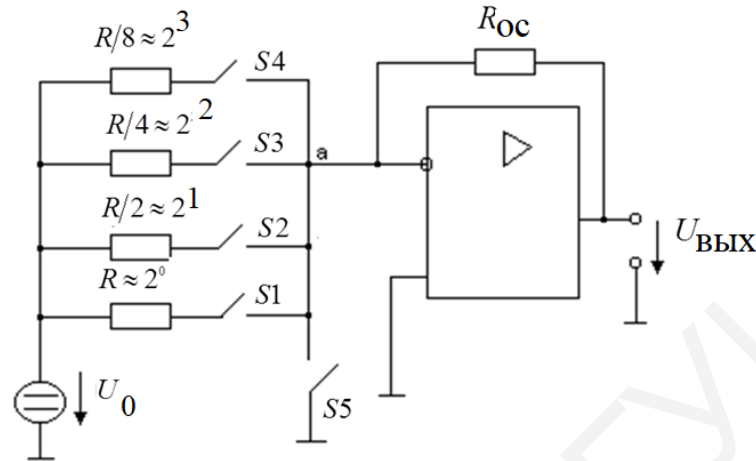


Рис. 7.21

Ключ  $S5$  замкнут только тогда, когда разомкнуты все ключи  $S1...S4$  (при этом  $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ ).  $U_0$  – опорное напряжение. Каждый резистор во входной цепи соответствует определенному разряду двоичного числа.

По существу, этот ЦАП – инвертирующий усилитель на основе операционного усилителя. Проведем анализ работы такой схемы. Так, если замкнут один ключ  $S1$ , то  $U_{\text{ВЫХ}} = -U_0 \frac{R_{\text{OC}}}{R}$ , что соответствует единице в первом и нулям в остальных разрядах.

Из анализа схемы следует, что модуль выходного напряжения пропорционален числу, двоичный код которого определяется положением ключей  $S1...S4$ . Токи ключей  $S1...S4$  суммируются в точке  $a$ , причем токи различных ключей различны (имеют разный вес). Это и определяет название схемы.

Из вышеизложенного следует, что

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_0 \frac{R_{\text{OC}}}{R} S1 - U_0 \frac{R_{\text{OC}}}{\left(\frac{R}{2}\right)} S2 - U_0 \frac{R_{\text{OC}}}{\left(\frac{R}{4}\right)} S3 - U_0 \frac{R_{\text{OC}}}{\left(\frac{R}{8}\right)} S4,$$

т. е. 
$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_0 \frac{R_{\text{OC}}}{R} (8S4 + 4S3 + 2S2 + S1), \quad (7.25)$$

где  $S_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) принимает значение 1, если соответствующий ключ замкнут, и значение 0, если ключ разомкнут.

Состояние ключей определяется входным преобразуемым кодом. Схема проста, но имеет недостатки: значительные изменения напряжения на ключах и использование резисторов с сильно отличающимися сопротивлениями. Требуемую точность этих сопротивлений обеспечить затруднительно.

Рассмотрим ЦАП на основе резистивной матрицы  $R - 2R$  (матрицы постоянного сопротивления) (рис. 7.22). В схеме использованы так называемые перекидные ключи  $S1...S4$ , каждый из которых в одном из состояний подключен к общей точке, поэтому напряжения на ключах невелики. Ключ  $S5$  замкнут только тогда, когда все ключи  $S1...S4$  подключены к общей точке. Во входной цепи использованы резисторы всего с двумя различными значениями сопротивлений.

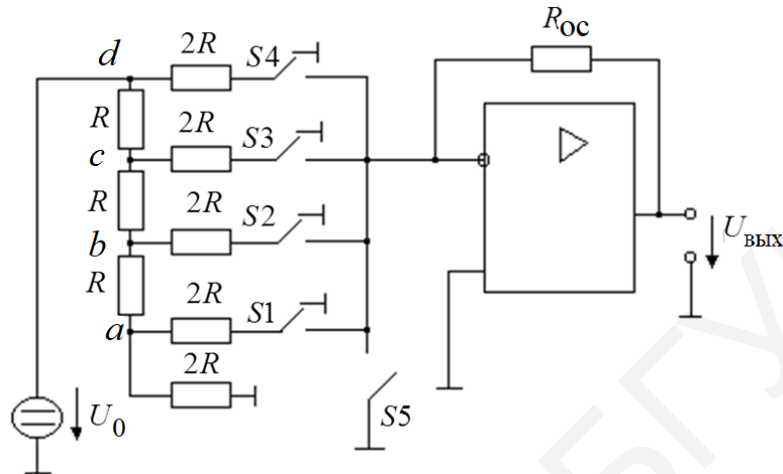


Рис. 7.22

Для схемы модуль выходного напряжения пропорционален числу, двоичный код которого определяется состоянием ключей  $S1...S4$ . Анализ легко выполнить, учитывая следующее. Пусть каждый из ключей  $S1...S4$  подключен к общей точке. Тогда, как легко заметить, напряжение относительно общей точки в каждой следующей из точек  $a...d$  в два раза больше, чем в предыдущей.

Если в разрядах кода присутствуют единицы, то ключи коммутируют токи соответствующих ветвей к неинвертирующему входу ОУ, где они складываются, и на резисторе  $R_{OC}$  (на выходе ЦАП) создают напряжение, эквивалентное весу действующего на входе кода.

Заметим, что операционный усилитель в данном случае осуществляет преобразование тока в напряжение. Из схемы ЦАП следует, что полное сопротивление между источником опорного напряжения  $U_{оп}$  и инвертирующим входом ОУ (точкой, имеющей нулевой потенциал) равно  $R$  и не зависит от числа единиц в разрядах кода. Из этого следует, что ток на входе матрицы

$$I_0 = \frac{U_{оп}}{R},$$

а коэффициент усиления ОУ

$$K = \frac{R_{OC}}{R}.$$

Так как в каждом узле ток делится пополам, то через ключ, на который воздействует младший разряд кода, проходит ток

$$I_1 = \frac{I_0}{2^n} = \frac{U_{\text{оп}}}{R2^n},$$

где  $n$  – число разрядов преобразователя.

Его вклад в выходное напряжение ЦАП, т. е. напряжение от единицы в младшем разряде кода

$$\Delta U = \frac{U_{\text{оп}}}{R2^n} R_0 = \frac{U_{\text{оп}} K}{2^n}, \quad (7.26)$$

а полное напряжение на выходе ЦАП для  $n$ -разрядного ЦАП

$$U_{\text{вых}} = \Delta U (S_{n-1} \cdot 2^{n-1} + S_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + S_2 \cdot 2 + S_1) = \frac{U_{\text{оп}} KN}{2^n}, \quad (7.27)$$

где  $(S_{n-1} \cdot 2^{n-1} + S_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + S_2 \cdot 2 + S_1) = N$  – вес входного кода в десятичном числении.

Если во всех разрядах кода единицы, то  $N = 2^n - 1$ . При этом выходное напряжение

$$U_{\text{выхм}} = U_{\text{оп}} K(2^n - 1) \frac{N}{2^n} = U_{\text{оп}} K(1 - 2^{-n}) \approx U_{\text{оп}} K. \quad (7.28)$$

При этом ток на входе матрицы

$$I_0 = \frac{U_{\text{оп}}}{R},$$

а коэффициент усиления ОУ

$$K = \frac{R_{\text{ос}}}{R}. \quad (7.29)$$

Из выражения (7.26) следует, что выходное напряжение цифроаналогового преобразователя (см. рис. 7.22) пропорционально произведению  $U_{\text{оп}} N$ . Если источник  $U_{\text{оп}}$  является внешним, то ЦАП можно использовать в перемножающих устройствах, где один сомножитель – значение опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$ , другой – устанавливаемый на входе код  $N$ , а произведение – выходное напряжение ЦАП. Такие ЦАП называют перемножающими.

Разрешающая способность для ЦАП – приращение выходного напряжения от приращения входного кода на единицу в младшем разряде.

Это наименьшее приращение  $\Delta U$ , какое может получить напряжение на выходе цифроаналогового преобразователя:

$$\Delta U = \frac{U_{\text{оп}}}{2^n - 1}, \quad (7.30)$$

где  $2^n - 1$  – максимальный вес входного кода;  $n$  – разрядность ЦАП.

Так, при  $U_{\text{оп}} = 10,24$  В,  $n = 12$

$$\Delta U = \frac{10,24}{2^{12} - 1} \approx 2,5 \text{ мВ}.$$

Чем больше  $n$ , тем меньше  $\Delta U$  и тем точнее выходное напряжение представляет входной код.

Относительное значение разрешающей способности

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_{\text{оп}}} = \frac{1}{2^n - 1}. \quad (7.31)$$

Динамические параметры ЦАП определяются по изменению выходного сигнала при скачкообразном изменении входного кода, обычно от величины «все нули» до «все единицы» (см. рис. 7.22).

Время установления – интервал времени от момента изменения входного кода (на рис. 7.23 при  $t = 0$ ) до момента, когда в последний раз выполняется равенство

$$|U_{\text{вых}} - U_{\text{шт}}| = \frac{d}{2}.$$

Скорость нарастания – максимальная скорость изменения  $U_{\text{вых}}(t)$  во время переходного процесса. Определяется как отношение приращения  $\Delta U_{\text{вых}}$  ко времени  $t$ , за которое произошло это приращение. Обычно указывается в технических характеристиках ЦАП с выходным сигналом в виде напряжения. У ЦАП с

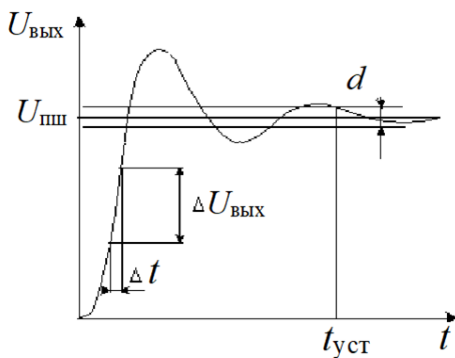


Рис. 7.23

токовым выходом этот параметр в большой степени зависит от типа выходного ОУ.

Для перемножающих ЦАП с выходом в виде напряжения часто указываются частота единичного усиления и мощностная полоса пропускания, которые в основном определяются свойствами выходного усилителя.

Шум на выходе ЦАП может появляться по различным причинам, вызываемым физическими процессами, происходящими в полупроводниковых устройствах. Для оценки качества ЦАП с высокой разрешающей способностью принято использовать понятие среднеквадратичного значения шума. Измеряются обычно в  $\frac{\text{нВ}}{\sqrt{\text{Гц}}}$  в заданной полосе частот.

Выбросы (импульсные помехи) – крутые короткие всплески или провалы в выходном напряжении, возникающие во время смены значений выходного кода за счет несинхронности размыкания и замыкания аналоговых ключей в разных разрядах ЦАП. Например, если при переходе от значения кода 011...111 к значению 100...000 ключ самого старшего разряда ЦА-преобразователя с суммированием весовых токов откроется позже, чем закроются ключи младших разрядов, то на выходе ЦАП некоторое время будет существовать сигнал, соответствующий коду 000...000.

Выбросы характерны для быстродействующих ЦАП, где сведены к минимуму емкости, которые могли бы их сгладить. Радикальным способом подавления выбросов является использование устройств выборки-хранения. Выбросы оцениваются по их площади (пВ·с).

### Задача №7. Аналого-цифровые преобразователи

Для заданных исходных параметров рассчитайте кодовые комбинации на выходе и основные параметры параллельного АЦП, дайте необходимые пояснения.

Аналого-цифровые преобразователи – устройства, предназначенные для преобразования аналоговых сигналов в цифровые. Для такого преобразования необходимо осуществить квантование аналогового сигнала, т. е. мгновенные значения аналогового сигнала ограничить определенными уровнями, называемыми уровнями квантования.

Характеристика идеального квантования имеет вид, приведенный на рис. 7.24. Квантование представляет собой округление аналоговой величины

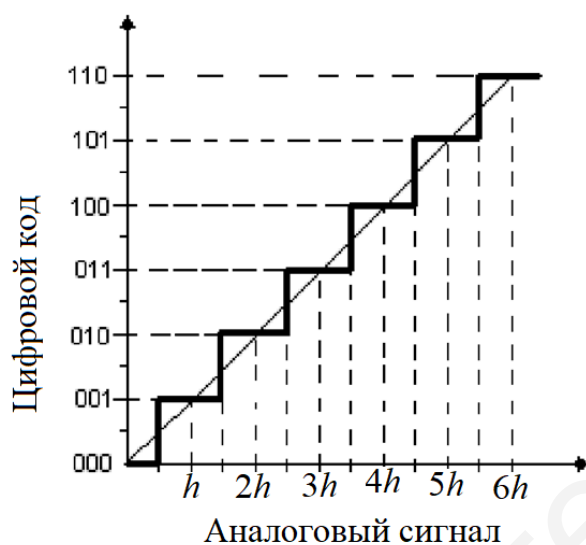


Рис. 7.24

Так, десятиразрядный АЦП имеет разрешающую способность ( $2^{10} = 1024$ ) – 1, т. е. при шкале АЦП, соответствующей 10 В, абсолютное значение шага квантования не превышает 10 мВ. Время преобразования  $t_{пр}$  – интервал времени от момента заданного изменения сигнала на входе АЦП до появления на его выходе соответствующего устойчивого кода.

Характерными методами преобразования являются методы последовательного и параллельного преобразования аналоговой величины.

Рассмотрим один из наиболее часто используемых АЦП с параллельным преобразованием входного аналогового сигнала (рис. 7.25).

По параллельному методу входное напряжение одновременно с помощью компараторов сравнивают с  $n$ -опорными напряжениями и определяют, между какими двумя опорными напряжениями оно лежит.

до ближайшего уровня квантования, т. е. максимальная погрешность квантования равна  $\pm 0,5h$  ( $h$  – шаг квантования).

К основным характеристикам АЦП относят число разрядов, время преобразования, нелинейность и др. Число разрядов – количество разрядов кода, связанного с аналоговой величиной, которое может вырабатывать АЦП. Часто говорят о разрешающей способности АЦП, которую определяют величиной, обратной максимальному числу кодовых комбинаций на выходе АЦП.

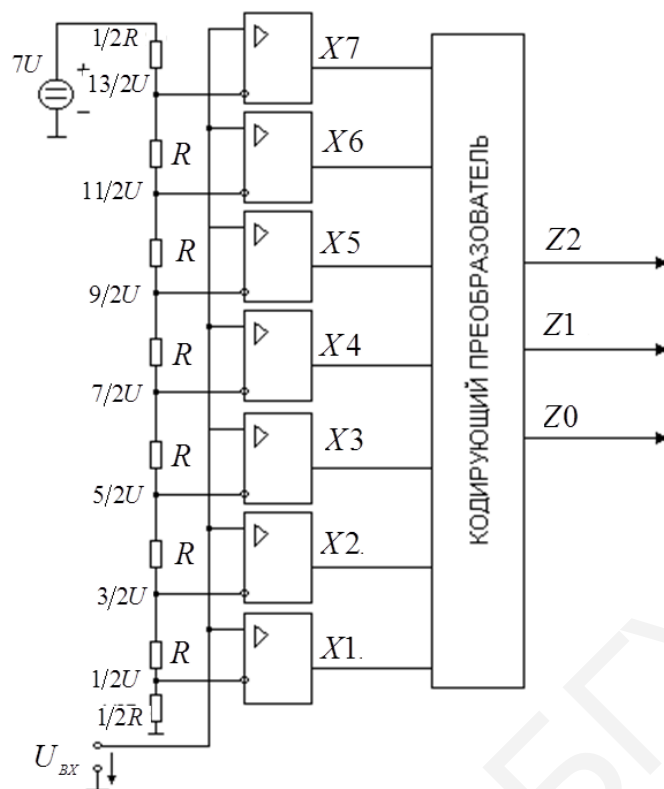


Рис. 7.25

При этом результат получают быстро, но схема оказывается достаточно сложной.

При  $U_{вх} = 0$  для всех ОУ, используемых в качестве компараторов, разность напряжений  $U_+ - U_- < 0$ , ( $U_+, U_-$  – напряжения относительно общей точки соответственно неинвертирующего и инвертирующего входа). При этом напряжения на выходе всех ОУ становятся равны ( $-E_{пит}$ ), а на выходах кодирующего преобразователя (КП)  $Z_0, Z_1, Z_2$  устанавливаются нули.

Если  $U_{вх}$  больше  $0,5 U$ , но меньше  $\frac{3}{2}U$ , то только для нижнего ОУ ( $U_+ - U_- > 0$ ) и лишь на его выходе появляется напряжение ( $+E_{пит}$ ), что приводит к появлению на выходах КП следующих сигналов:  $Z_0 = 1, Z_2 = Z_1 = 0$ .

Если  $U_{вх} > \frac{3}{2}U$ , но меньше  $\frac{5}{2}U$ , то на выходе двух нижних ОУ появляется напряжение ( $+E_{пит}$ ), что приводит к появлению на выходах КП кода 010 и т. д.

Работа преобразователя представлена с помощью табл. 7.4. В данной таблице единицей отражено состояние компараторов, когда на их выходах имеет место высокий уровень напряжения  $+E_{пит}$ , и низкий уровень  $-E_{пит}$ ,  $U_{вх} = U_0$  – входное напряжение,  $U$  – падение напряжения на одном резисторе. Чем больше входной сигнал, тем большее количество компараторов имеет единичное состояние. Кодирующий преобразователь преобразует унитарный код на выходах компараторов в двоичный, в данном случае – в трехразрядный.



Таблица 7.4

$\frac{U_0}{U}$	Состояние компараторов							Двоичное число			Десятичное число
	X7	X6	X5	X4	X3	X2	X1	Z2	Z1	Z0	Z
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1
2	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	2
3	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	3
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	4
5	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	5
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	6
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	7

Для данной схемы требуется  $(2^n - 1)$  компараторов и  $2^n$  резисторов ( $n$  – разрядность кода на выходе преобразователя).

### Основные параметры АЦП:

1. *Минимально допустимое число уровней квантования*  $N_{\text{доп}}$  определяется исходя из следующих соображений.

В результате равномерного квантования мгновенное значение непрерывной величины  $x$  представляют в виде конечного числа  $n$  ступеней квантования:

$$x_i = m \Delta x = x + \Delta_K,$$

соответствующих определенным состояниям (уровни электрических потенциалов и т. п.) квантующего устройства с погрешностью квантования  $\Delta_K$ , т. е. погрешностью, возникающей в результате отнесения значений измеряемой величины к ближайшему значению известной величины в процессе квантования. Максимально возможное значение погрешности квантования определяется значением ступени квантования, т. е.

$$\Delta_{\text{кmin}} = \Delta x = h.$$

Погрешность преобразования цифрового измерительного устройства выражается в виде

$$\delta = \pm \left[ c \pm d \left( \left| \frac{x_{\text{max}}}{x} \right| - 1 \right) \right],$$

где  $x_{\text{max}}$  – предел измерения;  $c$  и  $d$  – безразмерные коэффициенты, выраженные в процентах (даны в техническом задании), которые определяют соответственно:

а)  $\delta_{\text{мет}}$  – погрешность метода, реализуемого в устройстве (преобразования аналоговой величины в дискретную);

б)  $\delta_{\text{инст}}$  – инструментальная погрешность, обусловленная неидеальностью примененных функциональных узлов

$$\delta_{\Sigma} = \delta_{\text{мет}} + \delta_{\text{инстр}}.$$

При определении шага (ступени) квантования необходимо учитывать соотношение

$$h = \Delta x \leq \frac{\delta_{\text{max}}}{100 \%} x_{\text{max}},$$

Так как погрешность квантования не должна превышать общую погрешность преобразования, которая задана в техническом задании (обычно не более 1 %), то можно принять, что  $\delta_{\text{max}} = \frac{c}{100}$  (при  $x = x_{\text{max}}$ ) = 0,05 %.

При аналого-цифровом преобразовании между пределом измерения  $x_{\text{max}}$  и шагом квантования существует зависимость

$$h = \frac{x_{\text{max}}}{2^n - 1},$$

где  $n$  – количество двоичных разрядов или разрядность АЦП.

Учитывая два последних выражения для шага квантования, можно записать

$$\frac{\delta_{\text{max}}}{100 \%} x_{\text{max}} \geq \frac{x_{\text{max}}}{2^n}.$$

Исходя из этого разрядность АЦП определяется следующим образом:

$$n \geq \log_2 \left( \frac{100 \%}{\delta_{\text{max}}} + 1 \right).$$

## **2. Отношение сигнал/шум квантования $r_{\text{кв}}$ при выбранном $L$**

$$r_{\text{кв}} = \frac{3(N-1)^2}{K_A^2}$$

или

$$r_{\text{кв}} \text{ (дБ)} = 10 \lg r_{\text{кв}}.$$

## **3. Длина кода (или разрядность) АЦП**

$$n = \log_2 N.$$

**4. Интервал дискретизации** рассчитывается исходя из теоремы Котельникова: любой непрерывный сигнал с ограниченным спектром может быть точно восстановлен по его отсчетам, взятым через интервал

$$T_{\text{Д}} \leq \frac{1}{2F_{\text{max}}},$$

где  $F_{\text{max}}$  – максимальная частота спектра непрерывного сигнала.

Поскольку кроме положения теоремы Котельникова никаких других требований не предъявляется, используем знак равенства:

$$T_{\text{Д}} = \frac{1}{f_{\text{Д}}} = \frac{1}{2F_{\text{max}}}.$$

**5. Длительность символа  $T_{\text{и}}$  на выходе АЦП**, считая, что длительность кодовой комбинации равна интервалу дискретизации:

$$t_{\text{и}} = \frac{T_{\text{Д}}}{n}.$$

**6. Скорость цифрового сигнала на выходе АЦП:**

$$R = \frac{1}{t_{\text{и}}} \text{ (кбит/с)}.$$

**7. Число компараторов напряжения в параллельном АЦП:**

$$K = 2^n - 1.$$

**8. Величина опорного напряжения на входе каждого компаратора:**

$$U_{0ni} = \frac{U_{0n}}{2^n} n_i R.$$

**9. Входные логические уровни компараторов** определяются путем сравнения заданного значения  $U_{\text{вх}}$  с вычисленными значениями опорных напряжений на входах компараторов.

**10. Выходной код АЦП** определяется исходя из условия применения приоритетного шифратора на выходе. Для этого необходимо определить, какой код будет на выходе параллельного АЦП для заданного входного и опорного напряжения, т. е. в каком диапазоне напряжений по отношению к опорному находится входное напряжение. Например, после подачи напряжения и на вход срабатывают второй и третий компараторы. Следовательно,

$$U_{\text{оп2}} < U_{\text{вх}} < U_{\text{оп3}}.$$

Их выходные логические уровни будут равны логической единице. Проанализируем таблицу истинности приоритетного шифратора, например, для трех компараторов (табл. 7.5).

Таблица 7.5

Входная комбинация			Выход 1	Выход 2
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	1	0	1
1	1	1	1	1

*Замечание.* В приоритетном шифраторе выходной код определяется старшим значащим разрядом входного кода и не зависит от значений переменных более младших разрядов. Для случая  $U_{\text{оп2}} < U_{\text{вх}} < U_{\text{оп3}}$  выходной код АЦП – 01.

## 8. ЗАДАНИЯ К КОНТРОЛЬНОЙ РАБОТЕ №3

### Задача №1

Проведите инженерный расчет элементов принципиальной схемы насыщенного ключа на БТ и его параметров.

Исходные данные для расчета приведены в табл. 8.1. Для всех вариантов задания одинаковы следующие исходные данные: длительность импульса  $\tau_{\text{и}} = 5 \text{ мкс}$ , период повторения  $T = 10 \text{ мкс}$ , минимальный уровень входного импульса  $U_{\text{вх.зап}} = 0 \text{ В}$ . Амплитуда напряжения входного импульса определяется величиной порогового напряжения единицы  $U_{\text{выхт}} = 1,1U_{\text{пор}}^1$ .

*Выполнить следующие действия:*

1. Согласно описанному алгоритму проведите расчет сопротивления резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_K$  принципиальной схемы ключа (см. рис. 7.1).

2. Пользуясь семействами входных и выходных ВАХ БТ, постройте передаточную характеристику ключа  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ . Определите значения параметров  $U_{\text{пор}}^0$ ,  $U_{\text{пор}}^1$ ,  $U_{\text{вых}}^0$ ,  $U_{\text{вых}}^1$ .

3. Рассчитайте параметры быстродействия ключа  $t_{\text{вкл}}$ ,  $t_{\text{зад.выкл}}$ ,  $t_{\text{сп}}$ ,  $t_{\text{нр}U}$ .

4. Результаты расчета сведите в таблицу.

Таблица 8.1

Номер варианта	Тип БТ	$U_{\text{ип}}$ , В	$U_{\text{см}}$ , В	$R_{\text{н}}$ , кОм	$S$	$U_{\text{выхт}}$ , В	$U_{\text{пор}}^0$ , В	$U_{\text{пор}}^1$ , В	$C_{\text{н}}$ , нФ
01	КТ315Г	9	2	2,5	3	6	0,5	5	0,1
02	КТ337Б	15	3	5,0	5	10	1	6	0,2
03	КТ342А	15	4	6,2	2	12	2	8	0,05
04	КТ347А	20	2	7,0	4	15	3	10	0,3
05	КТ349Б	12	5	4,8	3	8	1,5	6	0,1
06	КТ358Б	20	3	3,8	4	10	1	5	0,15
07	КТ361Г	10	5	10,0	5	8	0,5	4	0,05
08	КТ3102Г	15	4	8,2	2	12	2	9	0,1
09	КТ3107Г	10	3	3,6	3	5	0,5	4	0,2
10	КТ3117А	15	5	4,0	5	10	1	5	0,25

### Задача №2

Преобразуйте в соответствии с вариантом из заданной формы в остальные три формы счисления (табл. 8.2)

Таблица 8.2

Преобразование из заданной формы записи в другие формы счисления				
Номер варианта	Из десятичной	Из восьмеричной	Из двоичной	Из шестнадцатеричной
01	245 <sub>10</sub>	144 <sub>8</sub>	1011100111 <sub>2</sub>	9AF <sub>16</sub>
02	255 <sub>10</sub>	156 <sub>8</sub>	1011110001 <sub>2</sub>	9B9 <sub>16</sub>
03	253 <sub>10</sub>	154 <sub>8</sub>	01111 <sub>2</sub>	14B7 <sub>16</sub>
04	251 <sub>10</sub>	112 <sub>8</sub>	101110110 <sub>2</sub>	12B5 <sub>16</sub>
05	49 <sub>10</sub>	150 <sub>8</sub>	10111010 <sub>2</sub>	12B3 <sub>16</sub>
06	255 <sub>10</sub>	156 <sub>8</sub>	1011110001 <sub>2</sub>	9B9 <sub>16</sub>
07	253 <sub>10</sub>	154 <sub>8</sub>	1011101111 <sub>2</sub>	9B71 <sub>6</sub>
08	251 <sub>10</sub>	152 <sub>8</sub>	1011101101 <sub>2</sub>	9B5 <sub>16</sub>
09	249 <sub>10</sub>	150 <sub>8</sub>	1010101011 <sub>2</sub>	9B3 <sub>16</sub>
10	247 <sub>10</sub>	146 <sub>8</sub>	1011101001 <sub>2</sub>	9B1 <sub>16</sub>
11	145 <sub>10</sub>	244 <sub>8</sub>	101110011 <sub>2</sub>	10AF <sub>16</sub>
12	155 <sub>10</sub>	256 <sub>8</sub>	101111000 <sub>2</sub>	8B9 <sub>16</sub>
13	153 <sub>10</sub>	254 <sub>8</sub>	011111 <sub>2</sub>	12B7 <sub>16</sub>
14	151 <sub>10</sub>	212 <sub>8</sub>	10111011 <sub>2</sub>	14B5 <sub>16</sub>
15	149 <sub>10</sub>	250 <sub>8</sub>	101110101 <sub>2</sub>	11B3 <sub>16</sub>
16	155 <sub>10</sub>	256 <sub>8</sub>	101111000 <sub>2</sub>	16B9 <sub>16</sub>
17	153 <sub>10</sub>	254 <sub>8</sub>	101110111 <sub>2</sub>	15B71 <sub>6</sub>
18	151 <sub>10</sub>	252 <sub>8</sub>	101110110 <sub>2</sub>	15B5 <sub>16</sub>
19	119 <sub>10</sub>	250 <sub>8</sub>	101010101 <sub>2</sub>	14B3 <sub>16</sub>
20	147 <sub>10</sub>	246 <sub>8</sub>	101110100 <sub>2</sub>	14B1 <sub>16</sub>
21	125 <sub>10</sub>	344 <sub>8</sub>	101110001 <sub>2</sub>	10AF <sub>16</sub>
22	165 <sub>10</sub>	356 <sub>8</sub>	101111001 <sub>2</sub>	12B9 <sub>16</sub>
23	173 <sub>10</sub>	354 <sub>8</sub>	011110 <sub>2</sub>	10B7 <sub>16</sub>
24	161 <sub>10</sub>	312 <sub>8</sub>	10111010 <sub>2</sub>	12B8 <sub>16</sub>
25	119 <sub>10</sub>	350 <sub>8</sub>	101110001 <sub>2</sub>	12B5 <sub>16</sub>

### Задача №3

Синтезируйте логические схемы в базисе И, ИЛИ, НЕ, реализующие следующие логические функции, и постройте таблицы истинности, используя табл. 8.3.

Таблица 8.3

Номер варианта	Функция	Номер варианта	Функция
1	2	3	4
1	$y = ac + \bar{b} \cdot c + ab$ $y = \bar{b} \cdot \bar{c} + a\bar{b} + a \cdot \bar{c}$ $y = \bar{a} \cdot \bar{b} + c \cdot \bar{b} + ab$	11	$y = cd + \bar{a} \cdot \bar{d} + a \cdot b \cdot \bar{c} + bc$ $y = \bar{a} \cdot b + a \cdot \bar{b} + a \cdot \bar{c}$ $y = \bar{a} \cdot \bar{b} + c \cdot \bar{b} + ab$
2	$y = \bar{a} \cdot \bar{b} + a \cdot \bar{b} + ac$ $y = a \cdot \bar{d} + \bar{b} \cdot d + ac + \bar{c} \cdot \bar{d}$ $y = \bar{a} \cdot b + a \cdot d \cdot \bar{c} + b \cdot \bar{d}$	12	$y = a \cdot \bar{b} \cdot c + a \cdot \bar{c} + \bar{b} \cdot c$ $y = \bar{a} \cdot b \cdot c + a \cdot \bar{b} + ac$ $y = ac + b \cdot \bar{c} + ab$
3	$y = a \cdot \bar{d} + \bar{b} \cdot d + ac + \bar{c} \cdot \bar{d}$ $y = cd + \bar{a} \cdot \bar{d} + a \cdot b \cdot \bar{c} + bc$ $y = b \cdot \bar{c} \cdot d + a \cdot \bar{b} \cdot c + ac$	13	$y = a \cdot \bar{c} + \bar{b} \cdot c + ab$ $y = \bar{a} \cdot \bar{b} + c \cdot \bar{b} + ab$ $y = \bar{b} \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} + a \cdot \bar{c}$
4	$y = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c + a \cdot \bar{b} + ac$ $y = a \cdot \bar{d} + \bar{b} \cdot d + ac + \bar{c} \cdot \bar{d}$ $y = \bar{a} \cdot b + a \cdot d \cdot \bar{c} + b \cdot \bar{d}$	14	$y = b \cdot \bar{c} \cdot d + a \cdot \bar{b} \cdot c + ac$ $y = a \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{c} \cdot d + a \cdot \bar{c} \cdot d$ $y = \bar{a} \cdot \bar{c} \cdot d + a \cdot b \cdot \bar{c} + ab$
5	$y = \bar{a} + \bar{b} + c \cdot a + \bar{b}$ $y = \bar{a} + b + a + \bar{b}$ $y = \bar{b} \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} + ac$	15	$y = cd + \bar{a} \cdot \bar{d} + a \cdot b \cdot \bar{c} + bc$ $y = a \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{c} \cdot d + a \cdot \bar{c} \cdot d$ $y = a \cdot \bar{b} \cdot c + a \cdot \bar{c} + \bar{b} \cdot c$
6	$y = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{d} + bcd + a \cdot \bar{d}$ $y = a + b + c + a + \bar{b}$ $y = a \cdot c + a \cdot \bar{b} + \bar{c} \cdot b + b \cdot d$	16	$y = \bar{a} \cdot b + a \cdot d \cdot \bar{c} + bd$ $y = a \cdot \bar{b} \cdot c + a \cdot \bar{c} + \bar{b} \cdot c$ $y = a \cdot c + a \cdot \bar{b} + \bar{c} \cdot d + \bar{b} \cdot c$
7	$y = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c + \bar{b} \cdot c + ab$ $y = (\bar{a} + b + c) \cdot b + a \cdot \bar{b}$ $y = \bar{a} \cdot \bar{b} + c \cdot \bar{b} + a \cdot \bar{b}$	17	$y = (\bar{a} \cdot b \cdot c + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c})(a + c)$ $y = (\bar{a} \cdot b + \bar{b} \cdot a)(a + a \cdot \bar{c})$ $y = \bar{a} \cdot b \cdot c + a \cdot \bar{c} \cdot \bar{b} + a \cdot \bar{b} \cdot c$
8	$y = \bar{a} \cdot b + a \cdot \bar{b} \cdot c + a \cdot b + b \cdot c$ $y = \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot a + a \cdot \bar{b} \cdot c + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c}$ $y = abc + ab + bc$	18	$y = (a \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot c) \cdot a$ $y = \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot c$ $y = abc + (a + \bar{b} + c)$

1	2	3	4
9	$y = a \cdot c + \bar{a} \cdot b + a \cdot b \cdot c + \bar{c} \cdot d + \bar{b} \cdot c$ $y = a \cdot \bar{c} + a \cdot b + a \cdot \bar{b} \cdot c + \bar{c} \cdot d + \bar{b} \cdot c$ $y = ab + acb + ac$	19	$y = ac + \bar{b} \cdot \bar{c} + \bar{a} \cdot \bar{b}$ $y = a + b + b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot c$ $y = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c + c \cdot \bar{b} \cdot (a + b)$
10	$y = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot d + bcd + ad$ $y = (a \cdot \bar{b} + \bar{b} \cdot a)(a \cdot c + \bar{b} \cdot \bar{c})$ $y = (a + b)(b + \bar{c})(a + c)$	20	$y = (a + b)(b + c)(a + b + c)$ $y = a \cdot \bar{d} + b \cdot d + a \cdot d + \bar{c} \cdot \bar{d}$ $y = a + b + \bar{a} \cdot d \cdot \bar{c} + b \cdot \bar{d}$

**Задача №4**

По заданной логической схеме определите логическую функцию и ее таблицу истинности (табл. 8.4).

Таблица 8.4

Номер варианта	Логическая схема	Номер варианта	Логическая схема
1	2	3	4
1		11	
2		12	
3		13	

1	2	3	4
4		14	
5		15	
6		16	
7		17	
8		18	



1	2	3	4
9		19	
10		20	

### Задача №5

По заданным входным сигналам триггеров составьте таблицы состояний и временные диаграммы (сигнал на выходе  $Q$ ), дайте необходимые пояснения (табл. 8.5). Исходное состояние триггера – 0. Приведите схему триггера и объясните его работу.

Таблица 8.5

Номер варианта	Временные диаграммы	Номер варианта	Временные диаграммы
1	2	3	4
1		11	
2		12	

1	2	3	4
3		13	
4		14	
5		15	
6		16	

1	2	3	4
7		17	
8		18	
9		19	
10		20	

### Задача №6

Выполните следующие действия:

1. Проведите расчет ЦАП с суммированием весовых токов с матрицей  $R$ - $2R$ . Нарисуйте в отчете схемы ЦАП.

2. По заданному вариантом задания (табл. 8.6) значению  $R_{OC}$ , используя выражение (7.25), рассчитайте сопротивления резисторов  $R_1, R_2, R_3, \dots R_i$ , определяющих весовые токи в каждом разряде для вариантов СВТ.

Таблица 8.6

Номер варианта	Количество разрядов ЦАП	Схема ЦАП	Сопротивление $R_{OC}$ ЦАП, кОм	Макс. вых. напряжение ЦАП $U_{max}$ , В	$U_0$ , В
1	3	СВТ	1,0	3,1	4,2
2	4	R-2R	1,5	3,0	3,0
3	5	СВТ	3,0	2,0	3,2
4	6	R-2R	2,0	3,2	1,5
5	4	СВТ	3,5	1,0	2,4
6	5	R-2R	2,4	2,3	2,5
7	4	СВТ	1,8	3,0	2,0
8	5	R-2R	2,0	3,6	1,3
9	3	СВТ	2,4	2,9	2,0
10	6	R-2R	3,3	3,9	1,0
11	4	СВТ	2,0	3,5	2,5
12	5	R-2R	4,6	4,0	3,0
13	3	СВТ	4,0	6,0	5,0
14	2	R-2R	4,0	3,0	5,0
15	6	СВТ	3,5	2,0	2,4
16	5	R-2R	2,0	3,5	3,0
17	4	СВТ	1,8	4,0	3,0
18	5	R-2R	3,0	2,8	2,0
19	6	СВТ	2,0	6,0	3,0
20	4	СВТ	2,1	3,6	4,8

3. Для ЦАП с матрицей  $R$ - $2R$  по заданному вариантом задания максимальному значению выходного напряжения  $U_{max}$  ЦАП и напряжению  $U_{OP}$  на основании выражений (7.26)–(7.28) рассчитайте разрешающую способность, коэффициент усиления ЦАП и сопротивление матрицы  $R$ .

4. Рассчитанные значения сопротивлений укажите на схемах ЦАП.

5. Для ЦАП с суммированием весовых токов и ЦАП с матрицей  $R$ - $2R$  с учетом рассчитанных значений сопротивлений резисторов и значения  $U_0$  на основании выражений (7.25) и (7.27) для пяти произвольно выбранных двоичных чисел (кроме максимального и минимального) определите выходные напряжения ЦАП в соответствии с заданной разрядностью.

6. Рассчитайте абсолютную и относительную разрешающую способность ЦАП для полученных параметров.

7. Полученные значения занесите в таблицу.

### Задача №7

Для заданного напряжения на входе АЦП параллельного типа рассчитайте кодовые комбинации нуля и единицы на выходе и основные параметры АЦП, дайте необходимые пояснения.

#### Исходные данные для расчета:

- амплитуда входного сигнала;
- максимальная частота спектра аналогового сигнала  $F_{\max}$ ;
- коэффициент амплитуды (пик-фактор) сигнала  $K_A = 5$ ;
- допустимое отношение сигнал/шум квантования  $r_{\text{кв. доп}} = (40 - 60)\text{дБ}$  или после перевода в разы:  $r_{\text{кв. доп}} = (100 \dots 1000)$ .

Выполните следующие действия:

1. Рассчитайте минимальное допустимое число уровней квантования  $N$ .
2. Выберите  $N$  как целую степень 2.
3. Рассчитайте отношение сигнал/шум квантования  $r_{\text{кв}}$  при выбранном числе  $N$ .
4. Определите длину кода (разрядность) АЦП –  $n$ .
5. Определите интервал дискретизации  $T_d$ .
6. Определите длительность символа  $T_б$ .
7. Определите скорость цифрового сигнала  $R$ .
8. Рассчитайте кодовые комбинации нуля и единицы на выходе для заданных входных напряжений.

Исходные данные для расчета возьмите из табл. 8.7 согласно варианту.

Таблица 8.7

Номер варианта	$U_{\text{оп}}, \text{В}$	$U_{\text{вх}}, \text{В}$	Погрешность квантования, %	Верхняя частота сигнала, МГц
1	2	3	4	5
1	2	1,8; 1,5; 1,2	1	0,5
2	4	2,6; 3; 3,6	1,2	0,8
3	6	3,6; 4; 5	0,8	0,05
4	4	2,2; 3; 3,6	1	0,1
5	6	3,2; 4; 5	1	0,02
6	3	2,4; 2; 2,7	1,2	0,2
7	4	3,4; 2; 3	0,8	0,5
8	5	4,2; 3; 4	1	0,05
9	3	2,2; 2; 1,8	1	0,1
10	5	3,2; 3; 4	1,2	0,02

Окончание табл. 8.7

<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>
11	3	1,6; 1,2; 2,5	0,8	0,3
12	6	4,2; 3; 5	1	0,5
13	4	3,2; 2; 3	1	0,05
4	6	4,2; 3; 5	1,2	0,02
15	5	3,6; 2; 4,5	0,8	0,05
16	6	4,8; 4; 5	1	0,1
17	4	3,2; 2; 3	1,2	0,5
18	4	2,5; 2; 3	1	0,02
19	6	3,2; 3; 4	0,8	0,5
20	5	4,0; 3; 4,5	1,2	0,05

Результаты расчета сведите в таблицу.

## 9. ЗАДАНИЯ К САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЕ

Ответьте письменно на все вопросы и выполните задания:

1. Двоичный счетчик. Схема, принцип работы счетчика последовательного действия. Постройте временную диаграмму, отражающую работу четырехразрядного счетчика.

2. Двоичный счетчик, параметры, классификация счетчиков. Схема, принцип работы счетчика параллельного действия. Постройте временную диаграмму, отражающую работу трехразрядного счетчика.

3. Двоичный реверсивный счетчик с модулем счета  $K = 16$  находился в состоянии  $1101_2$ , после чего на него было подано  $N_+ = 130$  импульсов в режиме суммирования и  $N_- = 92$  импульса в режиме вычитания. В каком состоянии окажется счетчик? Опишите работу реверсивного счетчика.

4. Реверсивный десятичный счетчик находился в состоянии  $N^0 = 1011_2$ , после чего на него были поданы  $N_+ = 200$  импульсов в режиме суммирования и  $N_- = 150$  импульсов в режиме вычитания. Определите конечное состояние счетчика. Опишите работу реверсивного счетчика.

5. Классификация дешифраторов, шифраторов. Назначение, схемы, принцип работы. Составьте схему дешифратора на три входа.

6. Мультиплексоры и мультиплексоры. Классификация. Назначение, схемы, принцип работы. Составьте схему мультиплексора на логических элементах.

7. Сумматоры и полусумматоры. Назначение, схемы, принцип работы.

8. Сумматоры последовательного и параллельного действия. Схемы, принцип работы.

9. Принцип работы асинхронного *RS*-триггера.

10. Принцип работы регистра параллельного действия, структурная схема.

11. Принцип работы регистра последовательного действия (регистр сдвига), структурная схема.

12. Постройте временную диаграмму, отражающую работу четырехразрядного регистра сдвига, если он хранит десятичное число, равное последним двум цифрам в зачетке. Поясните временную диаграмму.

13. Назначение, характеристики АЦП. Приведите схему АЦП, объясните принцип работы.

14. Назначение, характеристики ЦАП. Приведите схему ЦАП, объясните принцип работы.

15. Рассчитайте время преобразования десятиразрядного АЦП последовательного приближения при частоте тактового генератора  $f$  ( $f$  в МГц равно последним двум цифрам в зачетке).

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем отличие комбинационных и последовательностных логических устройств?
2. Какие триггеры называются асинхронными, а какие синхронными?
3. Чем вызвана необходимость введения двухступенчатых триггеров?
4. Какой тип триггеров называется «универсальным» и почему?
5. Какой тип триггеров имеет запрещенные комбинации входных сигналов и почему?
6. Что такое регистр и какие разновидности регистров вы знаете?
7. Что такое счетчик и какие разновидности счетчиков вы знаете?
8. Почему не проектируют микросхемы вычитающих счетчиков?
9. Предложите схему сдвигающего регистра на  $D$ - и  $JK$ -триггерах.
10. Предложите схемы суммирующих и вычитающих счетчиков на  $D$ - и  $JK$ -триггерах.
11. Какие  $D$ -триггеры можно использовать в сдвигающих регистрах и счетчиках?
12. Какие разновидности цепей переноса вы знаете?
13. Счетчики, с каким переносом обладают минимальным и максимальным быстродействием?
14. Как реализуется цепь переноса в счетчике со сквозным переносом?
15. Опишите принцип построения простейших счетчиков по произвольному основанию.
16. В каких счетчиках используются синхронные  $T$ -триггеры?
17. Объясните схемное решение одного разряда реверсивного сдвигающего регистра.
18. Опишите принцип организации реверсивного счетчика.



## Литература

1. Путилин, В. Н. Основы радиоэлектроники : учеб.-метод. пособие / В. Н. Путилин, А. Я. Бельский. – Минск : БГУИР, 2017. – 282 с.
2. Нефедов, В. И. Основы радиоэлектроники и связи / В. И. Нефедов, А. С. Сигов. – М. : Высш. шк., 2009. – 735 с.
3. Каганов, В. И. Основы радиоэлектроники и связи / В. И. Каганов, В. К. Битюгов. – М. : Горячая Линия – Телеком, 2012. – 542 с.
4. Иванов, М. Т. Теоретические основы радиотехники / М. Т. Иванов, А. Б. Сергиенко, В. Н. Ушаков; под ред. В. Н. Ушакова. – М. : Высш. шк., 2002. – 306 с.
5. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков. – М. : Высш. шк., 2000. – 462 с.
6. Манаев, Е. И. Основы радиоэлектроники / Е. И. Манаев. – М. : Радио и связь, 1990. – 512 с.
7. Каяцкас, А. А. Основы радиоэлектроники / А. А. Каяцкас. – М. : Высш. шк., 1988. – 464 с.
8. Гусев, В. Г. Электроника и микропроцессорная техника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М. : Высш. шк., 2004. – 790 с.
9. Каганов, В. И. Радиотехника + компьютер + Mathcad / В. И. Каганов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2001. – 416 с.
10. Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – М. : Горячая линия – Телеком, 2001. – 320 с.
11. Опадчий, Н. Ф. Аналоговая и цифровая электроника / Н. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров. – М. : Горячая Линия – Телеком, 1999. – 768 с.
12. Першин, В. Т. Основы радиоэлектроники / В. Т. Першин. – Минск : Высш. шк., 2006. – 399 с.
13. Ткаченко, Ф. А. Электронные приборы и устройства : учебник для студ. вузов / Ф. А. Ткаченко. – Минск : Новое знание, 2011. – 682 с.
14. Валенко, В. С. Электроника и микросхемотехника / В. С. Валенко, М. С. Хандогин. – Минск : Беларусь, 2000. – 325 с.
15. Дробот, С. В. Электронные приборы и устройства. Практикум: учеб. пособие / С. В. Дробот, В. А. Мельников, В. Н. Путилин. – Минск : БГУИР, 2009. – 256 с.
16. Электронные приборы. Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие. В 2 ч. Ч. 2 / А. Я. Бельский [и др.]. – Минск : БГУИР: 2007. – 99 с.
17. Галкин, В. И. Полупроводниковые приборы: транзисторы широкого применения : справочник / В. И. Галкин, А. Л. Булычев, П. М. Лямин. – Минск : Беларусь, 1995. – 383 с.
18. Нефедов, А. В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги : справочник / А. В. Нефедов. В 12 т. – М. : КУБК-а, ИП РадиоСофт, 1996–2001.

*Учебное издание*

**Сацук Сергей Михайлович**  
**Путилин Владимир Николаевич**

**ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ.  
ИНДИВИДУАЛЬНЫЕ ЗАДАНИЯ ДЛЯ СТУДЕНТОВ  
ЗАОЧНОЙ ФОРМЫ ОБУЧЕНИЯ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Е. В. Иванюшина*  
Корректор *Е. Н. Батурчик*  
Компьютерная правка, оригинал-макет *В. М. Задоя*

Подписано в печать 14.04.2020. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 7,32. Уч.-изд. л. 7,5. Тираж 80 экз. Заказ 319.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».  
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,  
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,  
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.  
Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск