

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

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра электроники

В. Н. Путилин, А. Я. Бельский

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Рекомендовано УМО по образованию в области информатики и радиоэлектроники для специальностей 1-36 04 01 «Программно-управляемые электронно-оптические системы», 1-39 02 01 «Моделирование и компьютерное проектирование радиоэлектронных средств», 1-39 02 02 «Проектирование и производство программно-управляемых электронных средств», 1-39 02 03 «Медицинская электроника», 1-39 03 01 «Электронные системы безопасности», 1-39 03 02 «Программируемые мобильные системы» в качестве учебно-методического пособия

Минск БГУИР 2017

УДК [621.37+621.38](075.8)
ББК 32я73
П90

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра прикладной информатики учреждения образования
«Белорусский государственный аграрный технический университет»
(протокол №6 от 16.02.2016);

профессор кафедры тепловых электрических станций
Белорусского национального технического университета,
доктор технических наук, профессор Г. Т. Кулаков;

доцент кафедры защиты информации учреждения образования
«Белорусский государственный университет информатики и
радиоэлектроники», кандидат технических наук, доцент А. В. Гусинский

Путилин, В. Н.

П90 Основы радиоэлектроники : учеб.-метод. пособие / В. Н. Путилин,
А. Я. Бельский. – Минск : БГУИР, 2017. – 282 с. : ил.
ISBN 987-985-543-285-3.

Рассматриваются теоретические основы современной радиоэлектроники. Описываются элементы электронных цепей, основные типы электрических сигналов и их спектры, принцип работы и простейшие схемотехнические решения основных электронных устройств: усилителей, генераторов, модуляторов, детекторов, импульсных и цифровых устройств.

Предназначено для студентов вузов радиотехнических и радиофизических специальностей.

**УДК [621.37+621.38](075.8)
ББК 32я73**

ISBN 987-985-543-285-3

© Путилин В. Н., Бельский А. Я., 2017
© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2017

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	6
1. ВВЕДЕНИЕ. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ.....	7
1.1. Радиоэлектроника как наука о передаче, преобразовании и приеме информации.....	7
1.2. Основные параметры электромагнитных волн	9
1.3. Основные этапы развития радиоэлектроники и передачи сигналов....	12
2. СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ.....	15
2.1. Классификация радиотехнических сигналов	15
2.2. Сигналы в канале радиосвязи.....	19
2.3. Гармонические колебания.....	20
2.4. Спектральный анализ сложного сигнала. Представление сигналов рядами Фурье.....	22
2.5. Спектры простейших периодических сигналов.....	24
2.6. Спектры непериодических сигналов.....	26
2.7. Спектр δ -функции.....	28
2.8. Свойства сигнала при применении преобразования Фурье.....	29
2.9. Распределение энергии в спектре сигнала.....	30
3. МОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ	32
3.1. Амплитудная модуляция	32
3.2. Частотная и фазовая модуляции.....	34
3.3. Импульсные и цифровые виды модуляции	38
3.4. Формирование сигналов в процессе цифровой модуляции.....	41
3.5. Цифровое представление сигнала. Теорема Котельникова.....	45
4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛИНЕЙНЫХ И НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ.....	48
4.1. Классификация радиоэлектронных цепей	48
4.2. Пассивные и активные цепи	49
4.3. Линейные цепи.....	50
4.4. Методы анализа линейных цепей.....	52
4.5. Электрические фильтры.....	54
4.5.1. Классификация фильтров	56
4.5.2. RC-фильтры.....	57
4.5.3. LC-фильтры.....	58
4.5.4. Последовательный LC-контур.....	59
4.5.5. Параллельный резонансный контур.....	61
4.6. Цепи с распределенными параметрами.....	63
4.7. Преобразования сигналов в нелинейных цепях.....	72
4.7.1. Аппроксимация характеристик нелинейных элементов	72
4.7.2. Воздействие гармонического колебания на нелинейный элемент	75
4.7.3. Нелинейное преобразование в радиоэлектронике	76
5. АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА	78
5.1. Параметры и характеристики усилителей	80

5.2. Способы задания режима работы биполярного транзистора по постоянному току.....	83
5.3. Эквивалентная схема усилительного каскада с общим эмиттером...	86
5.4. Усилительный каскад по схеме с общей базой.....	89
5.5. Усилительный каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель)	91
5.6. Усилительные каскады на полевых транзисторах.....	93
5.7. Многокаскадные усилители.....	95
5.8. Графоаналитический расчет усилителя.....	97
6. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ И ГЕНЕРАТОРАХ.....	101
6.1. Виды обратных связей	101
6.2. Влияние ООС на параметры усилителя.....	104
7. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА.....	106
7.1. Характеристики усилителей постоянного тока.....	106
7.2. Дифференциальные усилители.....	108
7.3. Способы улучшения характеристик ДУ.....	112
7.4. Операционные усилители.....	114
8. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ.....	120
8.1. Режимы работы усилителей мощности.....	120
8.2. Коэффициент полезного действия выходной цепи усилителей мощности классов <i>A</i> , <i>B</i> , <i>AB</i>	123
8.3. Усилители мощности классов <i>C</i> и <i>D</i>	125
9. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ.....	128
9.1. Процесс возбуждения колебаний в автогенераторе.....	129
9.2. <i>LC</i> -автогенератор.....	134
9.3. Трехточечные схемы автогенераторов.....	135
9.4. Стабилизация частоты генератора.....	137
9.5. <i>RC</i> -автогенераторы.....	140
10. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СПЕКТРА	144
10.1. Модуляторы.....	144
10.1.1. Формирователи амплитудно-модулированных сигналов.....	145
10.1.2. Формирование ЧМ- и ФМ- сигналов.....	148
10.2. Преобразование частоты.....	152
10.3. Детектирование модулированных сигналов.....	154
10.4. Детектирование ЧМ- и ФМ- сигналов.....	162
11. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА.....	165
11.1. Общие характеристики импульсных сигналов.....	165
11.2. Схемы формирования и задержки импульсов.....	167
11.3. Мультивибраторы.....	168
11.4. Формирователи коротких импульсов	173
11.5. Пороговые устройства.....	175
12. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ.....	180
12.1. Источники первичного и вторичного электропитания.....	180

12.2. Выпрямители и стабилизаторы напряжения постоянного тока.....	182
12.3. Стабилизаторы напряжения и тока.....	185
12.4. Принцип действия компенсационного стабилизатора.....	190
12.5. Системы защиты компенсационных стабилизаторов.....	192
13. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ПОСТРОЕНИЯ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ.....	194
13.1. Основные характеристики электронных ключей.....	194
13.2. Ключи на биполярных транзисторах.....	195
13.3. Ключи на полевых транзисторах.....	200
13.4. Основные логические операции цифровой электроники и правила алгебры логики.....	201
13.5. Цифровые интегральные логические элементы.....	205
13.5.1. Параметры логических элементов.....	205
13.5.2. Интегральные элементы одноступенчатой логики.....	208
13.6. Интегральные триггеры.....	215
13.7. Двухступенчатые триггеры.....	222
13.8. Принцип действия счетчиков электрических импульсов.....	225
13.9. Цифровые регистры.....	230
13.10. Цифровые узлы комбинационного типа.....	235
14. УСТРОЙСТВА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ.....	240
14.1. Цифроаналоговые преобразователи.....	240
14.2. Аналого-цифровые преобразователи.....	243
14.3. Микропроцессоры.....	247
15. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ И РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА.....	250
15.1. Назначение, классификация и основные параметры радиопередатчиков.....	250
15.2. Радиоприемные устройства. Назначение, классификация и основные параметры.....	253
15.3. Структурные схемы радиоприемных устройств.....	255
15.4. Современные радиопередающие и радиоприемные устройства и тенденции развития аналоговых и цифровых систем передачи.....	261
16. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ТВ.....	266
16.1. Цифровое ТВ и стандарты ТВ-вещания.....	266
16.2. Дискретизация ТВ-сигнала при цифровом кодировании.....	271
16.3. Особенности передачи ТВ-сигналов по каналам связи.....	275
16.4. Методы канального кодирования и системы передачи цифрового ТВ.....	276
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	280
ЛИТЕРАТУРА.....	281

ПРЕДИСЛОВИЕ

В учебно-методическом пособии изложены сведения по всем разделам учебной программы «Основы радиоэлектроники». Рассмотрены теория сигналов, их спектры, а также вопросы преобразования сигналов, их модуляции, генерирования, усиления, детектирования и демодуляции, то есть основные вопросы, составляющие содержание радиоэлектроники. Изложена теория радиоэлектронных линейных, нелинейных и параметрических цепей аналогового и цифрового типа, устройство и принципы функционирования радиоэлектронных устройств и систем радиосвязи, принципы передачи и приема сообщений с помощью радиосигналов.

В основе данного издания лежат как фундаментальные и широко известные работы С. И. Баскакова, И. С. Гоноровского, В. И. Каганова и др., так и некоторые материалы из лекционных курсов, читаемых авторами, а также материалы, которые являются важными для понимания сущности и решения задач в современной радиоэлектронике.

Главной целью при написании учебно-методического пособия являлось изложение основных вопросов радиоэлектроники в связи с современными задачами и приложениями в соответствии с программой образовательного стандарта по направлениям проектирования информационно-компьютерных систем и устройств электронной техники.

Издание содержит необходимый объем информации, дает представление о сути современной радиоэлектроники и будет полезно для радиоинженеров всех специальностей.

1. ВВЕДЕНИЕ. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

1.1. Радиоэлектроника как наука о передаче, преобразовании и приеме информации

Развитие радиоэлектроники и внедрение ее практически во все области современной жизни можно объяснить тем, что радиоэлектроника объединяет области знаний и практического применения, относящиеся к наиболее востребованным в настоящее время направлениям науки и техники – радиотехнике и электронике. Каждый из этих терминов может быть определен более однозначно.

Под радиотехникой будем понимать область науки и техники, связанную с разработкой систем и устройств, обеспечивающих передачу информации и ее извлечение из электромагнитных колебаний, то есть методы и средства передачи и приема сигналов без проводов.

Под электроникой подразумевают область науки и техники, связанную с разработкой и производством электронных компонентов (электронных ламп, диодов, транзисторов, полупроводниковых микросхем и т. д.), то есть совокупность технических решений, связанных с обработкой информации и автоматическим управлением.

Это позволяет определить главную задачу в радиоэлектронике как решение проблем получения, передачи и обработки информации с минимальными потерями.

Информацию можно рассматривать в общем случае как отражение реального мира и в то же время как все сведения (данные), являющиеся объектом хранения, преобразования и передачи.

Определим с точки зрения радиоэлектроники ключевые понятия в порядке решения основных задач радиоэлектроники.

Информация – совокупность сведений об объектах, рассматриваемая с позиций передачи этих сведений в пространстве и во времени.

Сообщение – информация, выраженная в определенной форме и предназначенная для передачи от источника к пользователю (тексты, фото, речь, музыка, телевизионное изображение и др.).

Сигнал – физический процесс, распространяющийся в пространстве и времени, параметры которого способны отображать (содержать) сообщение.

Теория сигналов и передачи информации изучает *процессы формирования, накопления, сбора, измерения, переработки и преобразования (прохождения через цепи), хранения, передачи и приема информации*, то есть все процессы, которые имеют место при передаче информации на расстояние по определенным *физическим средам (линиям связи) с помощью электрических сигналов*. Наиболее распространен сигнал в электрической форме в виде зависимости напряжения от времени $U(t)$. На рис. 1.1 показана общая схема передачи информации. *Канал передачи информации* – комплекс устройств, используемых для передачи информации от источника до получателя, а также разделяющая их среда.

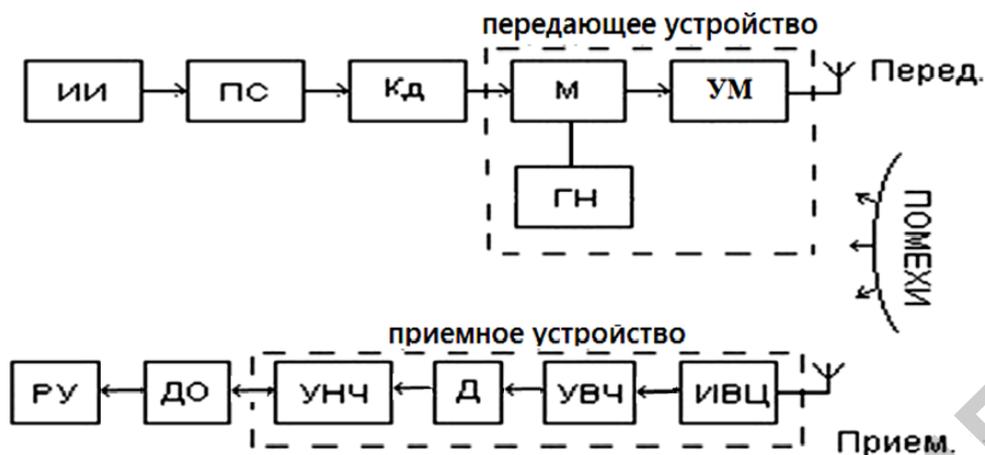


Рис. 1.1. Общая схема передачи информации:

ИИ – источник информации (сообщение); ПС – преобразование в электрический сигнал; Кд – кодирование; М – модулятор; ГН – генератор несущей; ДО – декодирование, обработка, выделение из помех; УНЧ – усилитель низкой частоты; Д – детектор (демодулятор); УВЧ – усилитель высокой частоты; ИВЦ – избирательная входная цепь; РУ – регистрирующее устройство

Рассмотрим каждый этап канала.

1. *Сообщение* может быть в виде знаков (печать), звуковых сигналов (речь, музыка), светового изображения или сигнала и др.

2. *Преобразование* речи и музыки в электрический сигнал осуществляется с помощью микрофона, преобразование изображений – с помощью видеокамеры.

3. *Кодирование* полученного сигнала может использоваться, например, в виде письменного сообщения, в котором каждая буква текста заменяется комбинацией стандартных символов (точки – тире, ноль – единица), и затем преобразуется в стандартные электрические сигналы (например, импульсы разной длительности, полярности и т. д.) или электрический сигнал после аналого-цифрового преобразования. Кодированию могут подвергаться все сообщения, причем одновременно может производиться их шифровка.

4. *Генерация высокочастотных колебаний*. Основные требования: диапазон частот, стабильность частоты, мощность (от десятков до сотен милливатт в схеме преобразователя частоты).

5. *Модуляция* – изменение одного или нескольких параметров высокочастотного колебания по закону передаваемого сообщения. Частоты модулирующего сигнала должны быть малы по сравнению с частотой, несущей.

6. *Выделение нужного сигнала в приемнике из всех колебаний в эфире* осуществляется входной избирательной цепью с помощью резонансных колебательных систем с относительной полосой пропускания до 10^{-5} , 10^{-6} .

7. *Усиление слабых сигналов в приемнике.* Антенна принимает сигнал мощностью 10^{-10} – 10^{-14} Вт ($\sim 10^{-6}$ В). На выходе приемника для надежной регистрации сигнала требуется мощность порядка единиц ватт, то есть необходимо усиление по мощности до 10^{10} – 10^{14} , по напряжению – до 10^7 . Это достигается с помощью многокаскадных усилителей высокой, промежуточной и низкой частот.

8. *Детектирование* (демодуляция) – выделение низкочастотного сообщения (информационного электрического сигнала) из модулированного высокочастотного сигнала. Осуществляется с помощью различного рода детекторов (синхронных, амплитудных, квадратичных).

9. *Декодирование* – восстановление исходной формы информационного сообщения из электрических сигналов стандартной формы после детектирования. Для зашифрованных сигналов производится расшифровка. В простейшей системе связи кодирующее и декодирующее устройства могут отсутствовать. При передаче сообщения по проводам (телеграф) могут отсутствовать радиопередающее и радиоприемное устройства.

1.2. Основные параметры электромагнитных волн

Электромагнитная волна представляет собой распространяющиеся в пространстве чередующиеся электрические и магнитные поля. Меняющееся во времени электромагнитное поле обязательно вызывает появление переменного магнитного поля, и наоборот. Эти поля взаимно связаны.

Основным источником спектра электромагнитных волн является звезда Солнце. Часть спектра электромагнитных волн видит глаз человека. Этот спектр лежит в пределах 380–780 нм (рис. 1.2).



Рис. 1.2. Спектр электромагнитных волн

В области видимого спектра глаз ощущает свет по-разному. Электромагнитные колебания с различной длиной волн вызывают ощущение

света с различной окраской. Часть спектра электромагнитных волн используется для радиотелевизионного вещания и связи.

Источник электромагнитных волн – антенна (провод), в которой происходит колебание электрических зарядов. Простейшую излучающую антенну можно реализовать из отрезка электрического проводника размером в половину длины излучаемой (принимаемой) волны, в середину которого включен генератор переменного тока. Процесс формирования полей, начавшийся вблизи провода, постепенно, точка за точкой, захватывает все пространство. Чем выше частота переменного тока, проходящего по проводу и порождающего электрическое или магнитное поле, тем интенсивнее создаваемые антенной радиоволны заданной длины.

Электромагнитные волны имеют следующие основные характеристики.

1. Длина волны $\lambda_{\text{в}}$ – кратчайшее расстояние между двумя точками в пространстве, на котором фаза гармонической электромагнитной волны меняется на 360° . Фаза – это состояние (стадия) периодического процесса (рис. 1.3).

2. Период колебания волны T – время, в течение которого происходит одно полное изменение напряженности поля, то есть время, за которое точка радиоволны, имеющая какую-то фиксированную фазу, проходит путь, равный длине волны.

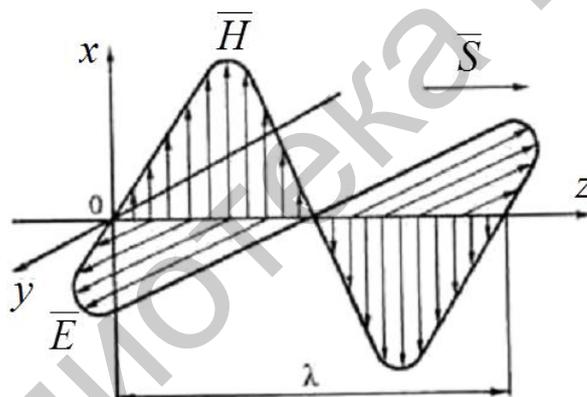


Рис. 1.3. Изменение электромагнитных волн в пространстве:
 \vec{E} – вектор электрического поля; \vec{H} – вектор магнитного поля;
 \vec{S} – направление распространения

3. Частота колебаний электромагнитного поля F (число колебаний поля в секунду) и период колебаний связаны соотношениями:

$$F=1/T; T=1/F.$$

Единицей измерения частоты является герц (Гц) – частота, при которой совершается одно колебание в секунду.

4. Скорость распространения волны C – скорость последовательного распространения волны от источника энергии (антенны).

Скорость распространения радиоволн в свободном пространстве (вакууме) постоянна и равна скорости света $C = 300\ 000$ км/с. При распространении в реальном пространстве, например в воздухе, скорость

движения радиоволны зависит от свойств среды, она обычно меньше скорости света на величину коэффициента преломления среды.

Частота электромагнитных волн F , скорость их распространения C и длина волны $\lambda_{\text{в}}$ связаны соотношением $\lambda_{\text{в}}=C/F$, а так как $F=1/T$, то $\lambda_{\text{в}}=C \cdot T$. Подставляя значение скорости $C = 300\,000$ км/с в последнюю формулу, получаем $\lambda_{\text{в}}$ (м) $=3 \cdot 10^8/F$ (Гц).

Для больших значений частот длину волны электромагнитного колебания можно определить как $\lambda_{\text{в}}$ (м) $=300/F$ (МГц).

В табл. 1.1 представлено разделение электромагнитных волн, используемых в радиоэлектронике, по частотам и длинам волн.

Таблица 1.1

Название диапазона длин волн	Диапазон длин волн	Диапазон частот
Длинные	$\lambda_{\text{в}} = 10-1$ км	$\Delta f = 30-300$ кГц
Средние	$\lambda_{\text{в}} = 1000-100$ м	$\Delta f = 300$ кГц–3 МГц
Короткие	$\lambda_{\text{в}} = 100-10$ м	$\Delta f = 3-30$ МГц
Ультракороткие (СВЧ):		
метровые	$\lambda_{\text{в}} = 10-1$ м	$\Delta f = 30-300$ МГц
дециметровые	$\lambda_{\text{в}} = 1,0-0,1$ м	$\Delta f = 300$ МГц –3 ГГц
сантиметровые	$\lambda_{\text{в}} = 10-1$ см	$\Delta f = 3-30$ ГГц
миллиметровые	$\lambda_{\text{в}} = 10-1$ мм	$\Delta f = 30-300$ ГГц
субмиллиметровые	$\lambda_{\text{в}} = 1,0-0,8$ мм	$\Delta f = 300-400$ ГГц

Например, в наземном телевизионном вещании используются метровые (МВ) и дециметровые волны (ДМВ), в спутниковом – сантиметровые волны (СМВ) и диапазон миллиметровых волн (ММВ).

На выбор того или иного диапазона волн для каждой конкретной системы связи оказывают влияние следующие факторы:

1. Особенности распространения электромагнитных волн данного диапазона, состояние пространства, в котором распространяется волна.

- длинные волны сильно поглощаются землей;
- короткие и ультракороткие не огибают препятствия;
- длинные, средние и короткие могут отражаться от верхних слоев атмосферы.

2. Технические условия:

- направленность излучения, которую можно обеспечить, если антенное устройство по размерам существенно превышает длину волны;
- генерирование мощных колебаний и управление ими: большая мощность колебаний требуется на длинных волнах вследствие поглощения землей, а на других диапазонах – при сверхдальней космической связи;
- освоение новых диапазонов по мере освоения электронных приборов и генераторов сигналов;
- схема приемного устройства.

3. Характер шумов и помех в данном диапазоне. Регулярно проводятся исследования прохождения радиоволн различных диапазонов.

4. Характер сообщения (количество информации и связанная с этим ширина спектра (диапазон частот)) можно оценить, используя формулу Шеннона:

$$V_{\max} = f \log_2(1 + S/N),$$

где V_{\max} – максимальная скорость передачи (бит/с); f – полоса пропускания линии передачи и одновременно полоса частот, занимаемая сигналами (если не используется частотное разделение каналов); S/N – отношение сигнал/шум по мощности.

Формула Шеннона может рассматриваться как критерий измерения производительности реальных систем связи в различных диапазонах частот и в рабочей полосе частот.

Так, телевидение ввиду большого объема передаваемой информации должно иметь широкий спектр частот, поэтому оно возможно только на ультракоротких волнах (УКВ).

1.3. Основные этапы развития радиоэлектроники и передачи сигналов

А. С. Попов продемонстрировал свой «прибор для обнаружения и регистрации электрических колебаний» 7 мая 1895 г. – и этот день считается днем рождения радио. Независимо от Попова, но позже него Маркони (англичанин итальянского происхождения) в конце 1895 г. повторил опыты Попова по радиотелеграфии. Работы Попова опубликованы в январе 1896 г., а Маркони – в 1897 г.

Но научная база для новой науки – радиотехники – зарождалась существенно раньше. В 1831 г. Майкл Фарадей открыл явление электромагнитной индукции. В 1864 г. Джеймс Максвелл теоретически предсказал электромагнитные волны, распространяющиеся со скоростью света. В 1887 г. Генрих Герц экспериментально доказал, что колебательный разряд вызывает в пространстве волны электромагнитной природы, описываемые теорией Максвелла. В 1884 г. Эдисоном открыта термоэлектронная эмиссия, и пока в 1901 г. Ричардсон изучал это явление, уже были созданы электронно-лучевые трубки. В 1904 г. создана первая электронная лампа-диод (Флеминг, Англия), которая была использована для выпрямления высокочастотных

колебаний в радиоприемнике. В 1905 г. Хелл (США) изобрел газотрон, в 1907 г. Форест (США) ввел в лампу управляющую сетку-триод. Первые отечественные триоды изготовили в 1914–1916 гг. независимо друг от друга Н. Д. Папалекси и М. А. Бонч-Бруевич.

В 1918 г. создана Нижегородская радиолaborатория, разрабатывающая ламповые приемники и передатчики (до этого использовали искровые и машинные). В 1922 г. в Москве вступила в строй 12-киловаттная радиотелефонная станция, мощность которой больше суммарной мощности всех радиостанций мира. В 1933 г. вступила в строй самая мощная радиостанция им. Коминтерна (500 кВт). В 1948 г. написана теория передачи информации – фундаментальная работа американца К. Шеннона «Математическая теория связи».

Разработкой мощных генераторных ламп весьма успешно занимались отечественные ученые Н. Д. Папалекси, М. А. Бонч-Бруевич. К 1950–1955 гг. был создан и запущен в серийное производство ряд электровакуумных приборов, способных работать на частотах вплоть до миллиметрового диапазона волн (лампы типа желудь, металлокерамические триоды, маячковые лампы, магнетроны, клистроны, лампы бегущей и обратной волн и др.).

Успехи в разработке и производстве электровакуумных приборов позволили уже в 40-х гг. XX в. создавать достаточно сложные радиотехнические системы, содержащие десятки, сотни, а иногда и тысячи электронных ламп. Примером таких систем могут служить радиолокационные станции типа РУС-2, развернутые в Ленинградской и Московской зонах ПВО к середине 1941 г.

Постоянное усложнение задач, решаемых радиоэлектронными системами, требовало увеличения числа используемых в аппаратуре электровакуумных приборов. Однако в связи с относительно невысокой надежностью и малым сроком службы таких приборов это приводило к весьма ненадежной работе аппаратуры. Кроме того, с увеличением числа электровакуумных приборов в аппаратуре резко возрастало энергопотребление и ухудшались массогабаритные характеристики, что особенно затрудняло создание сложной бортовой аппаратуры. Разработка полупроводниковых приборов началась несколько позже, чем электровакуумных. В 1922 г. О. В. Лосевым была открыта возможность генерирования электрических колебаний в схеме с полупроводниковым диодом. Большой вклад в теорию полупроводников на начальном этапе внесли советские ученые А. Ф. Иоффе, Б. П. Давыдов, В. Е. Локшарев.

Интерес к полупроводниковым приборам резко возрос после того, как в 1948–1952 гг. в лаборатории фирмы «Белл-Телефон» (США) под руководством У. Б. Шокли был создан транзистор. В короткий срок было начато массовое производство транзисторов во всех промышленно развитых странах. Малое энергопотребление, хорошие массогабаритные характеристики транзисторов, высокая надежность (на несколько порядков большая, чем у электровакуумных приборов) позволили создать аппаратуру, содержащую десятки-сотни тысяч транзисторов, с приемлемыми эксплуатационными характеристиками.

Появление в 1960 г. первых интегральных схем положило начало развитию микроэлектроники.

Освоение диапазона сверхвысоких частот (СВЧ) привело к созданию ряда новых как электровакуумных, так и полупроводниковых приборов.

С конца 50-х – начала 60-х гг. радиоэлектроника становится в основном полупроводниковой. Переход от дискретных полупроводниковых приборов к интегральным схемам, содержащим до десятков-сотен тысяч транзисторов на одном квадратном сантиметре площади подложки и являющимся законченными функциональными узлами, еще больше расширил возможности радиоэлектроники в технической реализации сложнейших радиотехнических комплексов.

Таким образом, совершенствование элементной базы привело к возможности создания аппаратуры, способной решать фактически любые задачи в области научных исследований, техники, технологии и т.д.

Появление больших интегральных схем (БИС) считают качественно новым этапом в развитии радиоэлектроники. Применение БИС влечет за собой новизну не только в характеристиках, способах проектирования и производства элементов, но и в методах построения узлов, подсистем и блоков цифровых устройств, имеющих значительную функциональную сложность. Внедрение БИС привело к созданию микропроцессоров, осуществляющих цифровую обработку информации по программе, и микроЭВМ.

Современный этап развития радиоэлектроники характеризуется резким уменьшением веса и габаритных размеров радиоэлектронной аппаратуры и одновременным повышением требований к ее надежности. Быстрое развитие микроэлектроники обусловило возникновение и заметный прогресс новой области науки и техники – информатики.

Уже в начале 80-х гг. XX в. как в СССР, так и за рубежом стали изготавливать микропроцессоры и микроЭВМ в одном кристалле. Все это дает огромный эффект в повышении надежности, снижении габаритов и потребляемой энергии микроэлектронных устройств, используемых в различных производственных процессах, автоматизированных системах управления, на транспорте, в бытовых устройствах.

На всех этапах развития радиоэлектроники большую роль сыграли отечественные исследователи. Кроме упоминавшихся ранее ученых, можно назвать В. В. Татарина, В. П. Вологодина, Д. А. Рожанского, Л. И. Мандельштама, В. М. Шулейкина, А. И. Берга, Ю. Б. Кобзарева, А. Л. Минца, В. И. Сифорова, А. П. Чернецова, Н. А. Погорелко, В. А. Котельникова и многих других, заложивших основы теоретической радиотехники и электроники и стоявших у истоков промышленного производства радиоэлектронных систем.

2. СИГНАЛЫ И СПЕКТРЫ

2.1. Классификация радиотехнических сигналов

Основные виды сигналов в общем виде показаны на рис. 2.1.

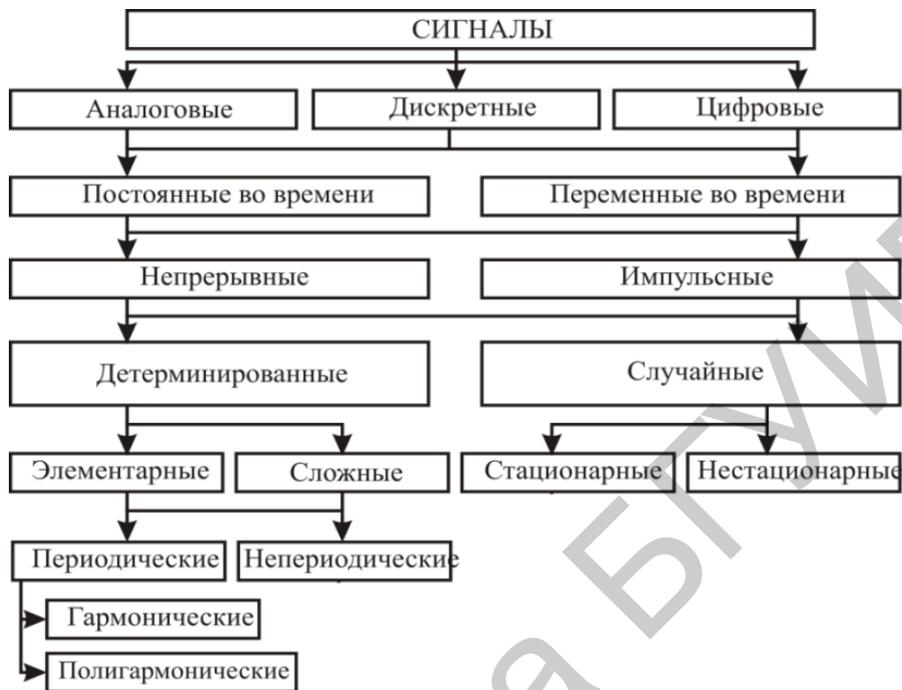


Рис. 2.1. Основные виды сигналов

Далее приведена более подробная классификация сигналов.

1. По количеству сигналов, описывающих анализируемый процесс:

- одномерные – сигналы, описываемые одной функцией времени $u(t)$;
- многомерные – сигналы, которые образованы как множество одномерных сигналов, например, система напряжений на зажимах многополюсника образует многомерный или векторный сигнал:

$$u(t) = \{u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)\}_r,$$

где N – размерность сигнала.

2. С информационной точки зрения:

- детерминированные – сигналы, мгновенное значение которых в любой момент времени можно предсказать с вероятностью 1. Строго говоря, таких сигналов не существует из-за неизбежного взаимодействия их с радиотехническими системами, окружающей средой, помехами и шумами;
- случайные – сигналы, мгновенные значения которых заранее не известны и могут быть предсказаны лишь с вероятностью, меньшей 1, например, радио-локационный, радиоастрономический, акустический сигналы.

Сигнал (детерминированный или случайный) описывают математической моделью, то есть функцией времени, характеризующей изменение параметров сигнала.

Примером детерминированного сигнала является гармонический сигнал:

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi).$$

В качестве основных характеристик случайных сигналов принимают:

а) закон распределения вероятности (относительное время пребывания величины сигнала в определенном интервале);

б) спектральное распределение мощности сигнала.

Мгновенное значение случайного процесса $x(t)$ описывается нормальным законом распределения вероятности с нулевым математическим ожиданием:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}},$$

где $p(x)$ – плотность вероятности; σ – среднеквадратичное отклонение; σ^2 – дисперсия, численно равная средней мощности шума.

Реальный радиотехнический сигнал часто может быть представлен как сумма двух составляющих – детерминированной и случайной:

$$s(t) + n(t).$$

Если дисперсия шума гораздо меньше средней мощности детерминированной составляющей, то шумовой составляющей можно пренебречь и считать сигнал чисто детерминированным.

3. По виду (или структуре) представления сигнала во времени:

- аналоговые (непрерывные во времени и произвольные по величине), которые можно рассматривать как электрическую модель физической величины, для которой значения сигнала можно измерять в любой момент времени, что дает некоторую функцию $x(t)$ (рис. 2.2), определенную в любой момент времени t ;



Рис. 2.2. Аналоговый сигнал

- дискретные во времени или по амплитуде (рис. 2.3);

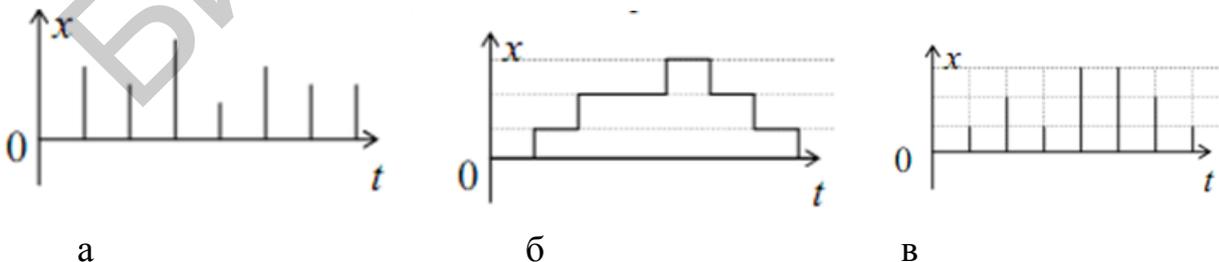


Рис. 2.3. Дискретные сигналы:

а – дискретные во времени и произвольные по величине;

б – непрерывные во времени и квантованные по величине; в – дискретные во времени и квантованные по величине

- *цифровые* сигналы, которые представляет из себя комбинацию импульсов с одинаковой амплитудой, выражающих в двоичном виде дискретные отсчеты сигнала.

4. По времени существования сигнала:

- непрерывные сигналы (рис. 2.4), которые описываются непрерывной функцией времени $s(t)$, при этом сигнал может иметь сложный состав и изменяться по заданному закону;

- импульсные сигналы, которые существуют лишь в пределах конечного отрезка времени, различают видеоимпульсы (рис. 2.5, а) и радиоимпульсы (рис. 2.5, б).

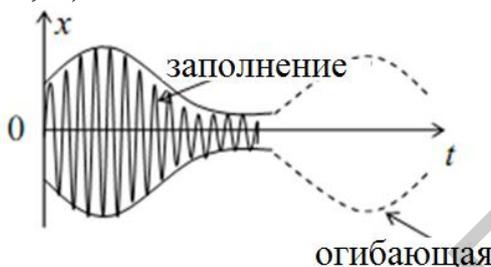


Рис. 2.4. Непрерывный модулированный сигнал

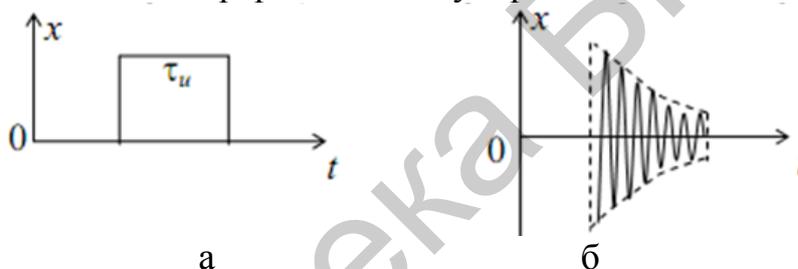


Рис. 2.5. Импульсные сигналы

а — видеоимпульсные; б — радиоимпульсные

5. По функции, описывающей сигнал:

- вещественные $y=a(t)$;
- комплексные $y=a(t)+ib(t)$.

6. По характеру изменения во времени: периодические и непериодические.

Периодическим называется сигнал, для которого выполняется условие $s(t) = s(t + kT)$, где k — любое целое число; T — период, являющийся конечным отрезком времени. Пример периодического сигнала — гармоническое колебание

$$s(t) = A \cos\left(\frac{2\pi}{T}t + \varphi\right).$$

Любой сложный периодический сигнал может быть представлен в виде суммы гармонических колебаний с частотами, кратными основной частоте

$$\omega = 2\pi/T.$$

Непериодический сигнал, как правило, ограничен во времени.

7. По сложности: простые и сложные.

Простым называют сигнал, который можно отобразить простой функцией времени. К ним относятся: гармонические сигналы, конечные и бесконечные последовательности импульсов, испытательные или измерительные сигналы, которые могут быть также гармоническими или импульсными.

В частности, к испытательным сигналам относятся:

а) постоянный сигнал, значения которого в любой момент времени остаются неизменными (рис. 2.6): $a(t) = A_m$.

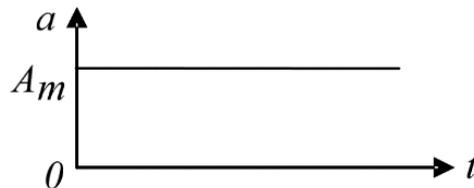


Рис. 2.6. Испытательный постоянный сигнал

б) единичная функция, которая является математическим описанием ступенчатого перепада напряжения или тока (рис. 2.7):

$$a(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < \tau, \\ 1 & \text{при } t \geq \tau. \end{cases}$$



Рис. 2.7. Испытательный сигнал единичной функции

в) бесконечно короткий видеоимпульс бесконечной амплитуды, называемый δ -импульсом (рис. 2.8): $\delta(t - \tau) = \begin{cases} 0, & t \neq \tau, \\ \infty, & t = \tau. \end{cases}$

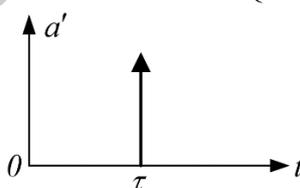


Рис. 2.8. Дельта-импульс

где τ – момент действия импульса.

В радиоэлектронике и связи используются только **детерминированные** сигналы, которые могут быть точно определены в любой момент времени (например, заданы в аналитическом виде). Большинство реальных сигналов – это сложные сигналы, которые отображаются такими функциями времени, которые трудно выразить в виде простой математической формулы. Сложный сигнал может быть представлен совокупностью элементарных (простых) сигналов в виде обобщенного ряда Фурье:

$$a(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \psi_n(t),$$

где a_n – коэффициенты разложения, зависящие от сигнала $a(t)$; $\psi_n(t)$ – базисные функции – функции, имеющие простое аналитическое выражение, позволяющие легко вычислить коэффициенты a_n и обеспечивающие быструю сходимость ряда к сигналу $a(t)$.

На практике наибольшее применение в качестве базисных функций получили гармонические колебания.

Далее рассмотрим некоторые виды детерминированных сигналов, в частности, наиболее часто используемые в радиоэлектронике гармонические сигналы и радиосигналы.

2.2. Сигналы в канале радиосвязи

Классификация сигналов может быть проведена:

- по виду передаваемых сообщений: радиовещательные, телевизионные, телеграфные и т. д.;
- по полосе частот: узкополосные, широкополосные;
- по выполняемым функциям: управляющие (модулирующие), радиосигналы (модулируемые).

Рассмотрим подробнее модулирующие и модулируемые радиосигналы.

1. Управляющие сигналы (модулирующие) – низкочастотные колебания, которые содержат полезную информацию, но непригодны для непосредственной передачи в эфир с помощью радиоволн. Это сигналы: звуковых диапазонов (телефонный 300–3400 Гц, аудио 20–20 000 Гц); видео (50–6 000 000 Гц) и телеграфные сигналы (0–2400 Гц).

Первичные (управляющие) сигналы сообщений имеют спектральный состав, расположенный в низкочастотной области в диапазоне от Ω_{\min} до Ω_{\max} . Отношение ($\Omega_{\max}/\Omega_{\min}$) всегда много больше 1. Поэтому такие сигналы являются широкополосными и не могут излучаться в пространство даже при значительной мощности, так как для эффективного излучения геометрические размеры антенны должны быть сравнимы с длиной волны излучаемого колебания.

Модуляция как процесс переноса полезных низкочастотных сигналов на высокочастотную несущую позволяет получить узкополосный высокочастотный сигнал, для спектра которого выполняется условие ($\omega_{\max}/\omega_{\min}$) ≈ 1 .

Модулирующие низкочастотные сигналы подразделяются также на аналоговые, дискретные и цифровые.

2. Радиосигналы (модулированные колебания) – высокочастотные, почти гармонические (квазигармонические) колебания, в которых амплитуда или мгновенная частота, или фаза медленно меняются по некоторому закону.

Немодулированные ВЧ-колебания способны распространяться на большие расстояния, но не несут полезной информации.

В системе радиосвязи закон модуляции должен соответствовать закону изменения передаваемого управляющего низкочастотного сообщения.

2.3. Гармонические колебания

Гармоническими колебаниями называются такие колебания, при которых колеблющаяся величина меняется от времени по закону синуса или косинуса (рис. 2.9).

Уравнение гармонических колебаний имеет вид

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (2.1)$$

Здесь A – амплитуда колебаний (величина наибольшего отклонения системы от положения равновесия). Величина x может принимать значения, лежащие в пределах от $-A$ до $+A$. Фаза колебаний $(\omega_0 t + \varphi)$ – определяет смещение колеблющейся величины от положения равновесия в данный момент времени t . Косинус – периодическая функция с периодом 2π , поэтому за промежуток времени T , через который фаза колебаний получит приращение, равное 2π , состояние системы, совершающей гармонические колебания, будет повторяться. Начальная фаза колебания φ – значение фазы в момент времени $t = 0$.

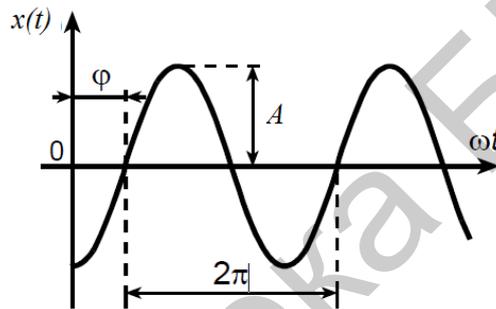


Рис. 2.9. Гармоническое колебание

Период гармонических колебаний $T = 2\pi/\omega_0$ – промежуток времени T , через который повторяются определенные состояния колебательной системы.

Частота гармонических колебаний $f = 1/T$. Единица измерения частоты – герц (Гц) – одно колебание в секунду.

Круговая частота $\omega_0 = 2\pi/T = 2\pi f$ дает число колебаний за 2π секунд.

Сумма двух гармонических колебаний одной частоты

$$s_1(t) = A_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1), \quad s_2(t) = A_2 \cos(\omega_0 t + \varphi_2).$$

также будет гармоническим колебанием той же круговой частоты

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = A_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + A_2 \cos(\omega_0 t + \varphi_2) = A \cos(\omega_0 t + \varphi).$$

Значения амплитуды A и начальной фазы φ этого гармонического колебания будут зависеть от амплитуд исходных колебаний и их начальных фаз.

На рис. 2.10 приведено два примера сложения гармонических колебаний с использованием метода векторных диаграмм.

Если угол (разность фаз: $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$) между векторами A_1 и A_2 равен 0, то исходные колебания находятся в фазе и суммарная амплитуда ($A = A_1 + A_2$) будет максимальной. Если угол (разность фаз: $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$) между векторами A_1 и A_2 равен $-\pi$ или π , то исходные колебания находятся в противофазе и суммарная амплитуда ($A = |A_1 - A_2|$) будет минимальна.

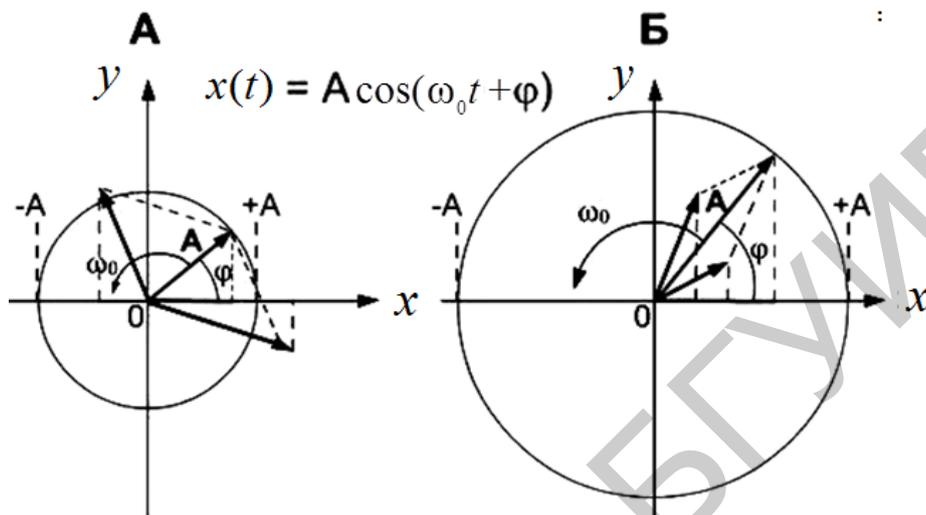


Рис. 2.10. Примеры сложения гармонических колебаний

Если частоты колебаний неодинаковы, то векторы A_1 и A_2 будут вращаться с различной скоростью. В этом случае результирующий вектор A пульсирует по величине и вращается с не постоянной скоростью. Результирующим сигналом уже будет не гармоническое колебание, а сложный колебательный процесс.

Биения (рис. 2.11) возникают при сложении колебаний, отличающихся по частоте на небольшую величину, и характеризуются появлением более низкочастотных изменений амплитуды суммарного сигнала с разностной частотой.

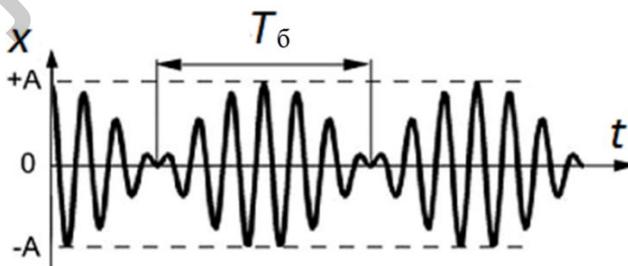


Рис. 2.11. Сложение колебаний с близкими частотами

Амплитуда колебаний при этом меняется от минимального значения равного разности исходных амплитуд, до максимального значения, равного сумме амплитуд исходных колебаний, и вновь до минимального значения. Периодом биений является время повторения этого процесса, определяемое разностной частотой двух колебаний.

2.4. Спектральный анализ сложного сигнала.

Представление сигналов рядами Фурье

Любой сложный сигнал можно представить в виде совокупности элементарных гармонических сигналов:

$$s(t) = A_m \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (2.2)$$

где A_m – амплитудное значение сигнала; $\omega = 2\pi/T$ – круговая частота, выражаемая в радианах; $F = 1/T$ – частота сигнала; T – период следования; φ – начальная фаза сигнала.

Гармонический сигнал характерен тем, что он длится на неограниченном интервале времени и не может быть разложен на элементарные составляющие. Известно, что любой сложный периодический сигнал может быть представлен в виде суммы элементарных гармонических сигналов с помощью рядов Фурье. Это возможно, если функция, описывающая сигнал, отвечает условиям Дирихле: 1) функция непрерывна на отрезке разложения; 2) в пределах периода T функция имеет конечное число максимумов и минимумов.

Пусть сигнал описывается функцией $S(t)$, которая имеет частоту $\omega = 2\pi F$. Применяя разложение в ряд Фурье, получим

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t), \quad (2.3)$$

где $k = 1, 2, 3$ и т. д. – номера гармоник, а амплитуды разложения a_0 , a_k и b_k определяются из выражений:

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) dt; \quad a_k = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \cos k\omega t dt; \quad b_k = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \sin k\omega t dt.$$

Помимо формы (2.3) функцию $S(t)$ можно представить в виде

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t - \varphi_k), \quad (2.4)$$

где амплитуда A_k и начальная фаза φ_k определяются из выражений:

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \quad \varphi_k = \arctg \frac{b_k}{a_k}. \quad (2.5)$$

Любую периодическую функцию $S(t)$ можно представить в виде суммы слагаемых, каждое из которых является синусоидальным колебанием с амплитудой A_k и начальной фазой φ_k .

Каждая составляющая сигнала с частотой $k\omega$ называется гармоникой. Колебание с частотой ω называется первой гармоникой, с частотой 2ω – второй гармоникой и т. п.

Совокупность амплитуд гармонических составляющих, представленная как функция частоты, называется *амплитудным спектром сигнала* (спектром амплитуд).

Совокупность значений φ_k гармоник сигнала, представленная на интервале $0-360^\circ$, называется *спектром фаз*.

Совокупность A_k и φ_k полностью определяет частотный спектр сигнала.

Спектр амплитуд и спектр фаз для периодического сигнала называют *линейчатыми*, так как они состоят из отдельных гармонических составляющих.

Например, для периодического сигнала прямоугольной формы, показанного на рис. 2.12, а, спектр амплитуд имеет вид, показанный на рис. 2.12, б.

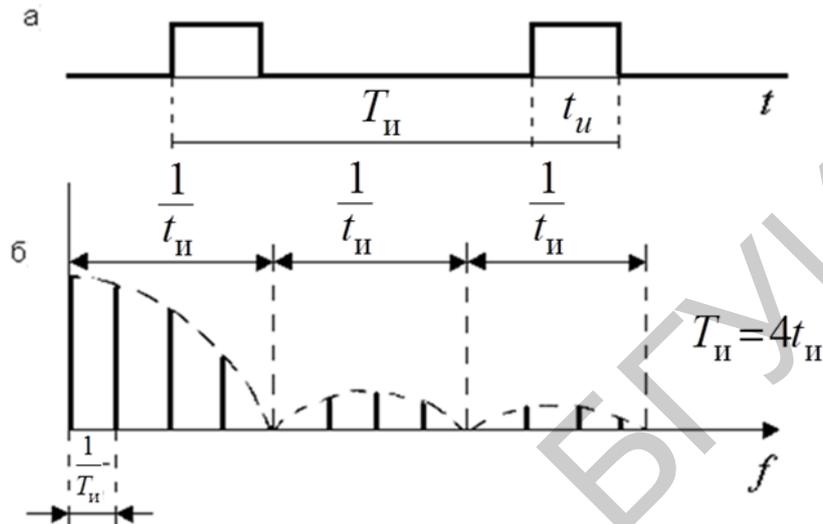


Рис. 2.12. Периодический сигнал (а) и спектр амплитуд (б)

При уменьшении частоты периодического сигнала число гармонических составляющих спектра будет соответственно возрастать, стремясь в пределе к бесконечности. Такой спектр называется *сплошным* и получить его **можно**, используя не ряд, а интеграл Фурье. Для одиночного прямоугольного импульса имеем спектр, показанный на рис. 2.13, б.

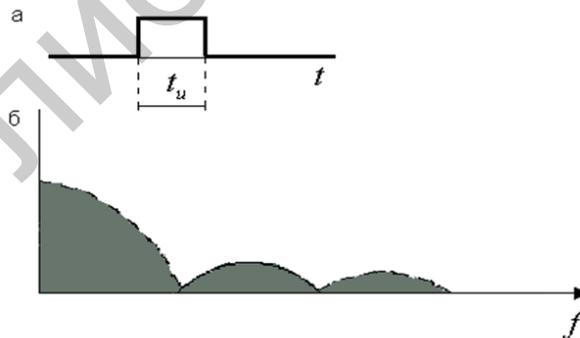


Рис. 2.13. Спектр одиночного импульса

В радиотехнике в качестве базисных функций разложения Фурье используют преимущественно тригонометрические функции.

Это объясняется следующими причинами:

а) функции $\cos \omega t$ и $\sin \omega t$ являются простыми, определены при всех значениях t , являются ортогональными и составляют полный набор при кратном уменьшении периода;

б) гармоническое колебание является единственной функцией времени, сохраняющей свою форму при прохождении колебания через линейную систему с постоянными параметрами, изменяются лишь амплитуда и фаза;

в) для гармонических функций и их комплексного анализа имеется мощный математический аппарат, найдены спектры множества форм сигналов;

г) гармоническое колебание легко осуществить на практике.

Кроме гармонического ряда Фурье применяются и другие типы разложения: по функциям Уолша, Бесселя, Хаара, полиномам Чебышева, Ляггера, Лежандра и др.

2.5. Спектры простейших периодических сигналов

1. Прямоугольное колебание (меандр) (рис. 2.14).

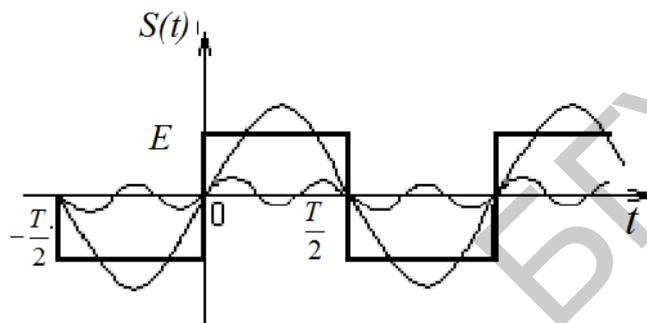


Рис. 2.14. Сигнал типа меандр

Для нечетной функции $s(t)=s(-t)$ обращаются в 0 все коэффициенты a_n .

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) \sin(n\omega_1 t) dt = \frac{4E}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(n\omega_1 t) dt = \frac{4E}{nT\omega_1} (-\cos(n\omega_1 t)) \Big|_0^{\frac{T}{2}};$$

$$b_n = \frac{2E}{n\pi} (1 - \cos n\pi), \quad (2.6)$$

где $b_n = 0$ для четных $n = 0, 2, 4, \dots$; $b_n = \frac{4E}{n\pi}$ для нечетных $n = 1, 3, 5, \dots$.

Для полученных коэффициентов сигнал $s(t)$ можно записать в виде

$$s(t) = \frac{4E}{\pi} \left(\sin \omega_1 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_1 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_1 t + \dots \right). \quad (2.7)$$

Спектр сигнала $s(t)$ показан на рис. 2.15.

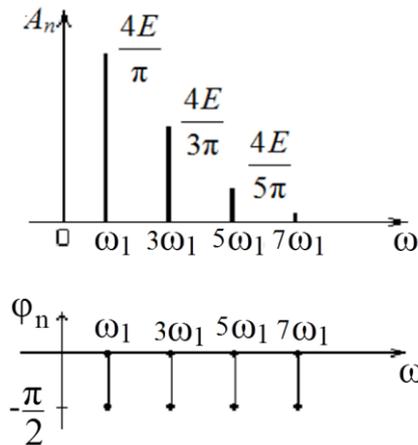


Рис. 2.15. Спектр сигнала типа меандр

2. Последовательность униполярных прямоугольных импульсов (рис. 2.16).

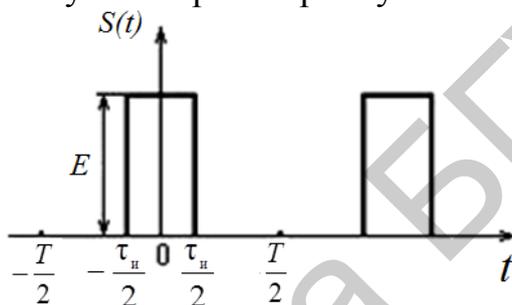


Рис. 2.16. Последовательность униполярных прямоугольных импульсов

Для этого сигнала $b_n = 0$, так как это четная функция.

Тогда

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{\tau_u}{2}}^{\frac{\tau_u}{2}} s(t) dt = \frac{\tau_u E}{T}; \quad (2.8)$$

$$\frac{a_n}{2} = \frac{2}{T} \int_{-\frac{\tau_u}{2}}^{\frac{\tau_u}{2}} s(t) \cos(n\omega_1 t) dt = \frac{4E}{T} \int_0^{\frac{\tau_u}{2}} \cos\left(\frac{2\pi n}{T} t\right) t dt = \frac{2E}{\pi n} \sin \frac{\pi n \tau_u}{T} \quad (2.9)$$

и

$$s(t) = \frac{E\tau_u}{T} + \frac{2E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \frac{\pi n \tau_u}{T} \cos(n\omega_1 t). \quad (2.10)$$

Спектры амплитуд и фаз полученного сигнала показаны на рис. 2.17. Чем меньше длительность импульса, тем шире спектр.

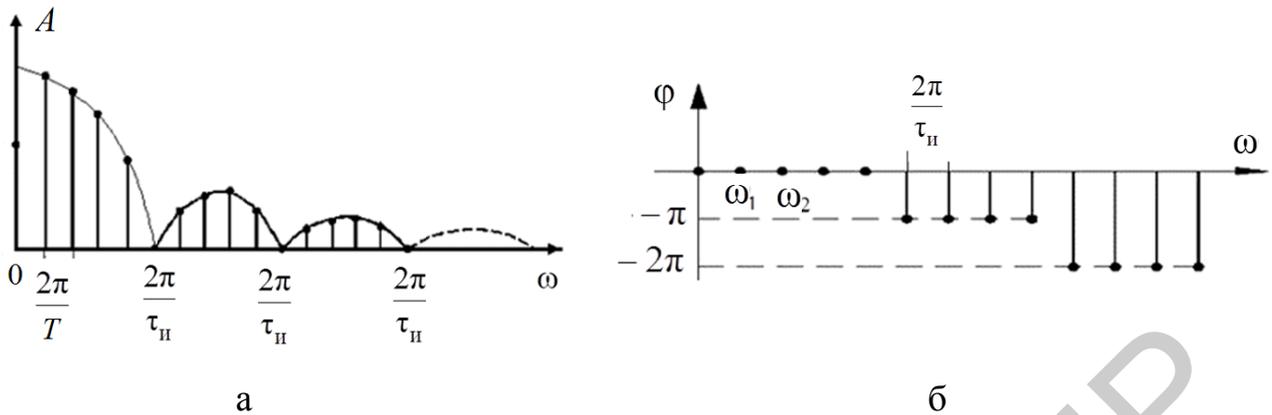


Рис. 2.17. Спектры амплитуд (а) и фаз (б) последовательности прямоугольных импульсов

2.6 . Спектры непериодических сигналов

Пусть задан сигнал в виде ограниченной во времени функции $s(t)$, отличной от нуля в промежутке $t_1 t_2$. Выделим произвольный отрезок времени T , включающий промежуток $t_1 t_2$, далее продолжим аналитически $s(t)$ на всю бесконечную ось с периодом T . Теперь мы сможем разложить такую периодическую функцию $s(t)$ в гармонический ряд Фурье. В комплексной форме будем иметь

$$s'(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{i\omega_n t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi/\omega_1} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s'(t) e^{-in\omega_1 t} dt \right] e^{in\omega_1 t}. \quad (2.11)$$

Полученный ряд на участке $t_1 t_2$ будет точно соответствовать нашей функции $s(t)$ (рис. 2.18). Однако в общем случае чаще нас интересуют моменты времени за участком $t_1 t_2$, и при этом необходимо увеличить период T .

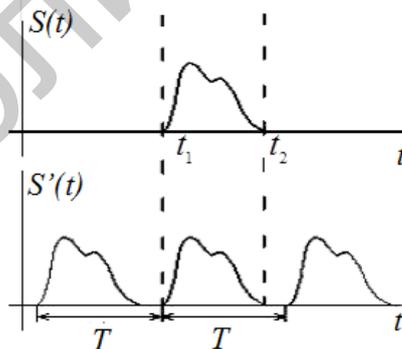


Рис. 2.18. Представление непериодической функции для преобразования в ряд Фурье

Производя замену переменных и переходя от суммирования к интегрированию, получим

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{2\pi}{T} \rightarrow d\omega; n\omega_1 \rightarrow \omega; \\ s(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\omega t} \left[\int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i\omega t} dt \right] d\omega; \\ s(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{i\omega t} d\omega; \quad \dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i\omega t} dt, \end{aligned} \quad (2.12)$$

где $S(\omega)$ – спектральная плотность сигнала $s(t)$.

Необходимое условие существования спектральной плотности $\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt < \infty$.

Спектр непериодического сигнала сплошной (непрерывный) и распространяется на отрицательные частоты.

Если $S(\omega) = A(\omega) + iB(\omega)$, то $|S(\omega)| = \dot{S}(\omega) = \sqrt{A^2 + B^2}$ – модуль спектральной плотности – **амплитудно-частотная характеристика**, $\varphi(\omega) = \text{arctg} \frac{B(\omega)}{A(\omega)}$ – **фазочастотная характеристика**.

Пример спектра одиночного прямоугольного импульса показан на рис. 2. 19.

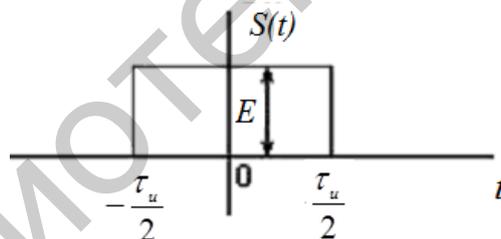


Рис. 2.19. Одиночный прямоугольный импульс

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-i\omega t} dt = E \int_{-\frac{\tau_u}{2}}^{\frac{\tau_u}{2}} e^{-i\omega \tau} dt = \frac{E}{-i\omega} \left(e^{-\frac{i\omega \tau_u}{2}} - e^{\frac{i\omega \tau_u}{2}} \right). \quad (2.13)$$

Согласно формуле Эйлера $e^{\pm i\varphi} = \cos \varphi \pm i \sin \varphi$

$$S(\omega) = \frac{2E}{\omega} \sin \frac{\omega \tau_u}{2} = E \tau_u \frac{\sin \frac{\omega \tau_u}{2}}{\frac{\omega \tau_u}{2}}, \quad (2.14)$$

и мы получаем спектр вида $\sin x/x$ (рис. 2.20.), для которого $S(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt$ – площадь под импульсом.

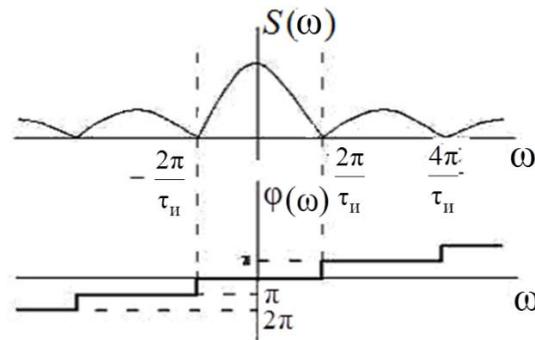


Рис. 2.20. Спектр сигнала вида $\sin x/x$

2.7. Спектр δ -функции

Delta-функция, или δ -функция, относится к так называемым элементарным измерительным сигналам. В качестве δ -функции может выступать сигнал любой формы с бесконечно малой длительностью и единичной площадью (рис. 2.21).

$$\delta(t - t_0) = \begin{cases} \infty & \text{при } t = t_0; \\ 0 & \text{при } t \neq t_0; \end{cases} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) dt = 1. \quad (2.15)$$

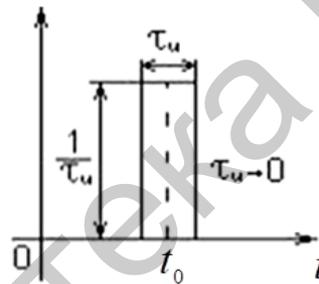


Рис. 2.21. Общий вид δ -функции

Delta-функция имеет ряд полезных свойств:

$$1) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(x - x_0) f(x) dx = f(x_0) \quad - \text{фильтрующее свойство, тогда}$$

$s(t) \cdot \delta(t_0) = s(t_0)$, то есть интеграл от произведения δ -функции на сигнал $f(x)$ равен значению сигнала в этот момент времени, то есть δ -функция имеет фильтрующее (стробирующее) свойство и используется на практике, как короткий вспомогательный прямоугольный импульс, служащий для выделения необходимого сигнала в заданный момент времени.

$$2) \text{ четность } \delta(-t) = \delta(t);$$

$$3) \text{ нормировка } \delta(at) = \frac{1}{|a|} \delta(t);$$

$$4) \text{ спектральная плотность } \delta\text{-функции } S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_0) e^{-i\omega t} dt = e^{-i\omega t_0}.$$

Если $t_0 = 0$, $\dot{S}(\omega) = 1$; при $t_0^1 = 0$, (во время действия импульса) $\left| \dot{S}(\omega) \right| = 1$.

Таким образом, дельта-импульс имеет равномерный спектр на всех частотах (рис. 2.22).

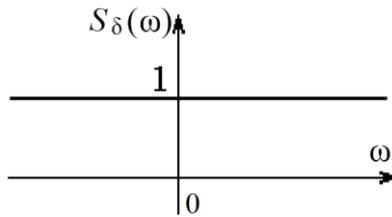


Рис. 2.22. Спектр дельта-импульса

Например, при подаче функции на вход какого-то устройства (усилителя или фильтра) получим, что спектр выходного сигнала устройства является произведением спектра входного сигнала на комплексный коэффициент передачи устройства. Так как спектральная функция d -импульса равна 1, то спектр d -функции оказывается в этом случае спектром импульсной переходной характеристики устройства.

2.8. Свойства сигнала при применении преобразования Фурье

1. Сдвиг сигнала во времени $s_2(t) = s_1(t - t_0)$.

$$\dot{S}_2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_2(t) e^{-i\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t - t_0) e^{-i\omega(t - t_0)} e^{-i\omega t_0} d(t - t_0) = e^{-i\omega t_0} \dot{S}_1(\omega). \quad (2.16)$$

Сдвиг во времени функции $s(t)$ на $\pm t_0$ приводит к сдвигу фазы спектра на $\pm \omega t_0$.

2. Сжатие и расширение сигнала $s_2(t) = s_1(nt)$.

$$\dot{S}_2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(nt) e^{-i\omega t} \frac{d(nt)}{n} = \frac{1}{n} \dot{S}_1\left(\frac{\omega}{n}\right). \quad (2.17)$$

- При сжатии сигнала в n раз на временной оси во столько же раз расширяется его спектр на оси частот при уменьшении модуля в n раз.

- Наоборот, при растяжении сигнала во времени имеет место сужение спектра и увеличение модуля спектральной плотности. Таким образом, сжатие спектра импульса с целью повышения точности измерения частоты удлиняет время измерения.

- Сжатие импульса по времени с целью, например, повышения точности измерения времени его появления заставляет расширять полосу пропускания измерительного устройства. В теории преобразования Фурье доказываем, что $\tau_u \Delta\omega \geq \frac{1}{2}$. Это соответствует принципу

неопределенности: $\Delta E \Delta t \geq \hbar$.

3. Дифференцирование и интегрирование сигнала.

При дифференцировании спектр умножается на $i\omega$.

Если $s_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_1(\omega) e^{i\omega t} d\omega$, то $\frac{d}{dt} s_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) (i\omega) e^{i\omega t} dt = s_2(t)$ и

$$\dot{S}_2(\omega) = i\omega \dot{S}_1(\omega).$$

При интегрировании спектр делится на $i\omega$.

Спектральная плотность интеграла $s_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt$ равна $S(\omega) = \frac{1}{i\omega} \dot{S}_1(\omega)$.

4. *Сложение сигналов (линейность преобразования)* рассматривает спектр суммы сигналов $s(t) = as_1(t) + bs_2(t)$ как сумму спектров отдельных сигналов из-за линейности операции интегрирования.

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} [as_1(t) + bs_2(t)] e^{-i\omega t} dt = aS_1(\omega) + bS_2(\omega)$$

В общем случае спектральная функция $S(\omega)$ измеряется в абсолютных или относительных единицах сигнала в полосе частот в герцах (например, вольт на герц, децибел на герц и т. п.) и называется также плотностью амплитуд, спектральной плотностью, а иногда и просто спектром

2.9. Распределение энергии в спектре сигнала

В радиоэлектронике большое значение имеет величина $|S(\omega)|^2$, которая имеет физический смысл спектральной плотности энергии, то есть энергии, приходящейся на полосу частот в 1 Гц. Полная энергия непериодического сигнала определяется через спектр квадрата функции $s(t)$:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega - \text{равенство Парсеваля.}$$

Здесь $|S(\omega)|^2$ – спектральная плотность энергии (энергия, приходящаяся на единицу полосы частот); E – полная энергия сигнала.

Для энергии в конечной полосе частот $(\omega_1 - \omega_2)$ получим

$$E_{\omega_1 < \omega < \omega_2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} |S(\omega)|^2 d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_2}^{-\omega_1} |S(\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} |S(\omega)|^2 d\omega. \quad (2.18)$$

В радиоэлектронике наиболее часто используют импульсы, спектральная плотность энергии которых в основном сосредоточена в пределах длительности импульса, в частности, импульсы со спектром Гаусса (колокольным спектром) (рис. 2.23).

$$s(t) = A_0 e^{-\frac{t^2}{2a^2}}, \quad -a < t < a,$$

где a – условная половина длительности на уровне 0,606.

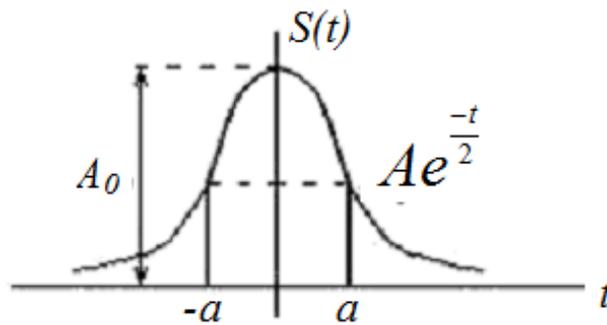


Рис. 2.23. Гауссов импульс

Для гауссова импульса спектр можно записать как

$$S(\omega) = A_0 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2a^2}} e^{-i\omega t} dt; \quad S(\omega) = A_0 \sqrt{2\pi} a e^{-\frac{\omega^2}{2(\frac{1}{a^2})}} = B e^{-\frac{\omega^2}{2b^2}}, \quad (2.19)$$

то есть спектр гауссова импульса (рис. 2.24) имеет гауссову форму: $B = \sqrt{2\pi} a A$; $b = \frac{1}{a}$.

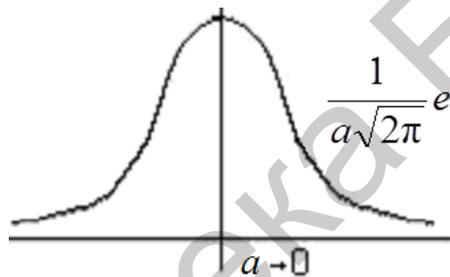


Рис. 2.24. Спектр гауссова импульса

Можно показать, что такой гауссов импульс обладает наименьшим произведением $\tau_u \Delta\omega = \frac{1}{2}$ при среднеквадратичном их определении, то есть наименьшей неопределенностью и наименьшей шириной спектра, в котором сосредоточена вся энергия сигнала, что позволяет использовать импульсы с таким спектром в цифровых системах передачи информации.

3. МОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ

Модуляция – процесс изменения одного или нескольких параметров высокочастотного гармонического колебания по закону низкочастотного информационного сигнала (сообщения). Модулированные колебания используются для передачи сообщений на расстояние. Модуляция осуществляется в устройствах, называемых *модуляторами*, представляющих собой нелинейный элемент (НЭ), на который поступают полезный сигнал и несущее колебание.

Несущая частота $S(t)$ модулированного колебания – это частота исходного высокочастотного гармонического колебания.

Несущее колебание имеет вид $S(t) = U_{m0} \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$,

где U_{m0} – амплитуда; ω_0 – частота; φ_0 – начальная фаза.

К генератору несущей частоты предъявляются высокие требования к стабильности амплитуды и частоты.

Основные виды модуляции в радиоэлектронике:

1) *аналоговая модуляция*: амплитудная (АМ), частотная (ЧМ) и фазовая (ФМ); при **амплитудной модуляции** по закону низкочастотного сигнала меняется мгновенная амплитуда несущего колебания, при **частотной модуляции** – частота несущего сигнала, при **фазовой модуляции** – фаза несущего сигнала;

2) *смешанные виды модуляции*: **амплитудно-фазовая**, **частотно-фазовая**;

3) *импульсные виды модуляции*: амплитудно-импульсная, частотно-импульсная, широтно-импульсная, фазово-импульсная (АИМ, ЧИМ, ШИМ, ФИМ);

4) *манипуляции* (амплитудная, частотная, фазовая);

5) цифровые методы модуляции.

В случаях, названных в пп. 3–5, происходит дискретное изменение параметра высокочастотного колебания.

Рассмотрим подробнее некоторые виды модулированных колебаний.

3.1. Амплитудная модуляция

Выражение для амплитудно-модулированного колебания записывается как

$$u(t) = U_0 [1 + M \cos(\Omega t)] \cos(\omega t + \varphi_0). \quad (3.1)$$

В этом выражении ω – частота несущего колебания, а информация заключается в амплитуде несущего колебания. Глубина амплитудной модуляции M – максимальное относительное отклонение амплитуды от среднего:

$$M = \frac{A_m(t) - A_0}{A_0} = \frac{2A_{\max} - 2A_{\min}}{2A_{\max} + 2A_{\min}}. \quad (3.2)$$

Запишем (3.1) в виде

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + MU_0 \cos((\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0) / 2 + MU_0 \cos((\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0) / 2. \quad (3.3)$$

Расчет амплитуд составляющих и ширины спектра модулированного сигнала можно провести, подставив в записанные выражения реальные значения напряжений сигналов для заданного коэффициента модуляции m . Исходный низкочастотный сигнал (с частотой $\Omega = 2\pi f_n$) в результате модуляции переносится в область радиочастот (ω_0). Спектр модулированного колебания содержит несущую (ω_0) и две боковые частоты – верхнюю с частотой ($\omega_0 + \Omega$) и нижнюю с частотой ($\omega_0 - \Omega$). Общий вид спектра АМ-сигнала показан на рис. 3.1, б.

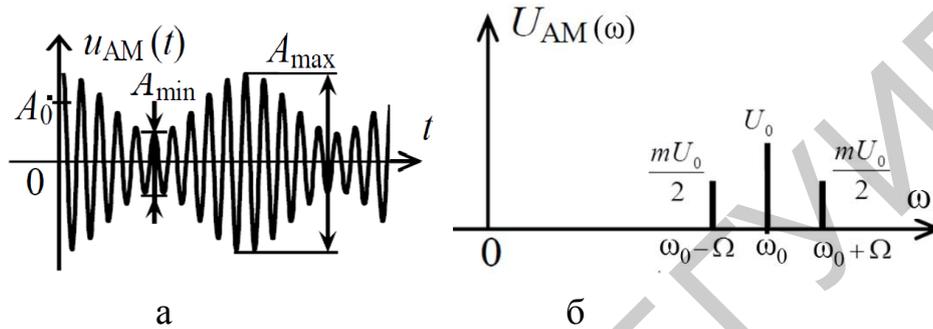


Рис. 3.1. Общий вид АМ-сигнала (а) и его спектра (б)

Для сигнала, который содержит информацию в полосе частот ($\Omega_{\min} - \Omega_{\max}$), спектры модулирующего и модулированного сигналов приведены на рис. 3.2.

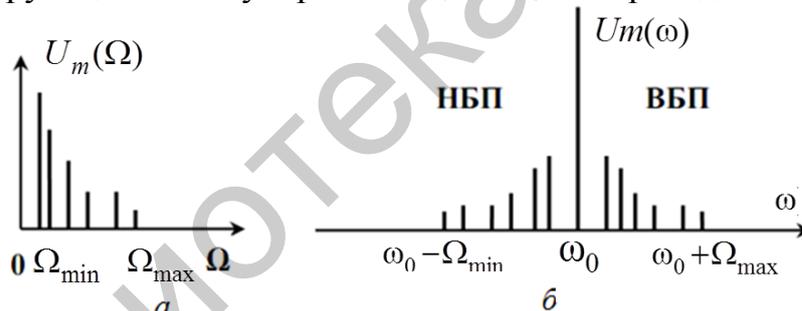


Рис. 3.2. Спектры модулирующего НЧ-сигнала (а) и модулированного сигнала (б)

Так как информация о передаваемом сообщении содержится в боковых полосах частот, а они идентичны между собой, возможно использовать сигнал с одной боковой полосой – верхней (ВБП) или нижней (НБП). Такой сигнал обозначается как АМ-ОБП. При таком способе организации сигнала имеем двухкратную экономию полосы частот, необходимую для передачи исходного сообщения.

На векторной диаграмме (рис. 3.3) вектор несущей частоты изображен неподвижным, а векторы, соответствующие верхним и нижним боковым частотам, будут вращаться в противоположные стороны с угловой скоростью Ω .

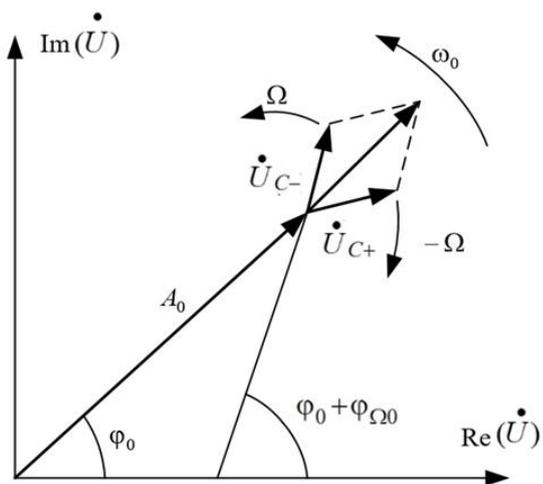


Рис. 3.3. Векторная диаграмма АМ-сигнала

Величина АМ-сигнала – это проекция результирующего вектора на вещественную ось. Амплитуда результирующего вектора изменяется во времени по закону низкой частоты, а фаза совпадает с фазой несущего колебания. Форма огибающей остается прежней (гармонической).

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.

3.2. Частотная и фазовая модуляции

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

При **частотной модуляции** (рис. 3.4) мгновенная частота колебания меняется по закону, задаваемому модулирующим сигналом $\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega s(t)$.

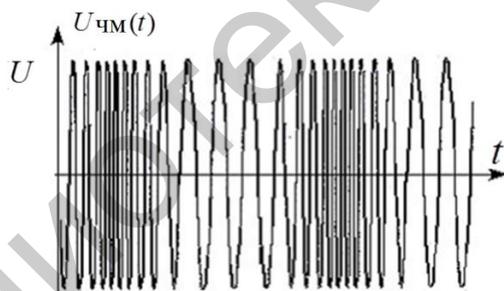


Рис. 3.4. Общий вид ЧМ-сигнала

При гармоническом сигнале

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \sin(\Omega t), \quad (3.4)$$

где $\Delta\omega$ – максимальное значение отклонения частоты от ее среднего значения, называемое *девиацией частоты*, которая пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения.

Для полной фазы ЧМ-сигнала получаем

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \Delta\omega \cos(\Omega t) / \Omega + \varphi_0. \quad (3.5)$$

Тогда мгновенное изменение ЧМ-сигнала запишем в виде

$$u(t) = U_{m0} \cos(\omega_0 t + m_F \cos(\Omega t) + \varphi_0), \quad (3.6)$$

где $m_F = \Delta\omega / \Omega$ – индекс частотной модуляции.

Для реализации преимуществ частотной модуляции величину m_F выбирают много больше 1.

При $m_F < 1$ частотная модуляция называется узкополосной, а при $m_F \gg 1$ – широкополосной. При этом $\Delta\omega = m_F U_\Omega$.

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 (УМ). Мгновенное значение изменяющегося во времени фазового угла равно

$$\Phi(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t + \varphi_0, \quad (3.7)$$

где $\Delta\varphi_{\max}$ – величина максимального отклонения фазы колебаний от значения $\omega_0 t + \varphi_0$, называемая *девиацией фазы*, которая прямо пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения. В комплексной форме будем иметь

$$\Delta\varphi_{\max} = k U_\Omega,$$

где k – коэффициент пропорциональности. После подстановки значения $\Phi(t)$ в уравнение фазово-модулированного сигнала получаем

$$u(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi_{\max} \cos(\Omega t)). \quad (3.8)$$

Поскольку частота и фаза связаны (см. (3.7)),

$$\omega = \frac{d\Phi(t)}{dt} = \omega_0 - \Delta\varphi_{\max} \Omega \sin \Omega t, \quad (3.9)$$

где $\Delta\varphi \Omega = \Delta\omega_{\max} = k U \Omega$ – максимальное отклонение частоты от ω_0 при ФМ, прямо пропорциональное амплитуде и частоте модулирующего колебания.

Величину $\frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega} = \Delta\varphi_{\max}$ также называют индексом фазовой модуляции m .

Полученное соотношение говорит о том, что ФМ-сигнал очень похож на ЧМ-сигнал, основное отличие состоит в том, что если при частотной модуляции индекс модуляции зависит от частоты модуляции Ω , то при фазовой модуляции нет. По форме колебаний с угловой модуляцией также невозможно определить, к какому виду модуляции относится данное колебание, к ФМ или ЧМ, а при достаточно гладких функциях $s(t)$ формы сигналов ФМ и ЧМ вообще практически не отличаются.

Для анализа спектра сигнала УМ преобразуем косинус суммы в (3.6), тогда выражение для УМ-сигнала в общем виде можно записать для $\varphi_0 = 0$ как

$$a(t) = A_0 \cos \varphi(t) \cos \omega_0 t - A_0 \sin \varphi(t) \sin \omega_0 t, \quad (3.10)$$

где $\varphi(t) = m \cos \Omega t$.

При этом составляющие $A_0 \cos \varphi(t)$ и $A_0 \sin \varphi(t)$ можно рассматривать как медленно изменяющиеся амплитуды при $\cos \omega_0 t$ и $\sin \omega_0 t$, а модулированное по

углу колебание можно рассматривать как сумму двух амплитудно-модулированных колебаний.

Сигналы несущей и боковых полос при УМ могут быть определены для нескольких важных случаев:

1. При малых индексах модуляции $\varphi(t)_{\max} = m \ll 1$, следовательно, можно положить $\sin \varphi(t) \approx \varphi(t) = m \cos \Omega t$; $\cos \varphi(t) = 1$, тогда

$$a(t) = A_0 \cos \omega_0 t - A_0 m \cos \Omega t \sin \omega_0 t = A_0 \cos \omega_0 t - \frac{Am}{2} \sin(\omega_0 + \Omega)t - \frac{Am}{2} \sin(\omega_0 - \Omega)t. \quad (3.11)$$

При этом спектр, как и в случае амплитудной модуляции, состоит из несущей и двух боковых частей (но сдвинутых по фазе на π). Как и при АМ, при $m \ll 1$ ширина спектра равна 2Ω .

2. При больших индексах модуляции за счет появления новых гармоник спектр расширяется и ширина спектра равна $2m\Omega$ (вместо 2Ω при $m \ll 1$).

3. При $m > 1$ составляющие $\cos(m \cos \omega t)$ и $\sin(m \cos \omega t)$ в уравнениях для ЧМ (3.6) и ФМ (3.8) определяют, разлагая в ряд по бесселевым функциям:

$$\begin{aligned} \cos(m \sin \Omega t) &= J_0(m) + 2J_2(m) \cos 2\Omega t + 2J_4(m) \cos 4\Omega t + \dots, \\ \sin(m \sin \Omega t) &= 2J_1(m) \sin \Omega t + 2J_3(m) \sin 3\Omega t + \dots \end{aligned}$$

Представим аналитическое выражение, например, частотно-модулированного колебания, следующим образом:

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

Учитывая разложение в ряд Бесселя, для сигнала с частотной модуляцией получим:

$$\begin{aligned} U_{\text{ЧМ}}(t) &= U_m [J_0(m) + 2J_2(m) \cos 2\Omega t + 2J_4(m) \cos 4\Omega t + \dots] \cos \omega_0 t - \\ &\quad - U_m [2J_1(m) \sin \Omega t + 2J_3(m) \sin 3\Omega t + \dots] \sin \omega_0 t = \\ &= U_m J_0(m) \cos \omega_0 t + U_m J_1(m) [\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t] + \\ &\quad + U_m J_2(m) [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t + \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \\ &\quad + U_m J_3(m) [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t + \cos(\omega_0 - 3\Omega)t] + \dots \end{aligned} \quad (3.12)$$

Таким образом, спектр частотно-модулированного колебания состоит из бесконечного числа одинаковых по амплитуде составляющих, расположенных симметрично относительно несущей частоты ω_0 и отстоящих от последней на $n\Omega$, где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, где $J_n(m)$ – значение функции Бесселя первого рода n -го порядка, определенное для индекса угловой модуляции m ЧМ-колебания (рис. 3.5).

Из рис. 3.5 можно увидеть, что при n , близких к m , функция Бесселя $J_n(m)$ образует всплеск и при фиксированном аргументе с ростом порядка, то есть при дальнейшем увеличении n быстро убывает до 0. Отсюда следует, что наивысший номер боковой спектральной составляющей, с амплитудой которой надо

считаться, приблизительно равен индексу модуляции и на практике ограничиваются рассмотрением конечного числа составляющих спектра.

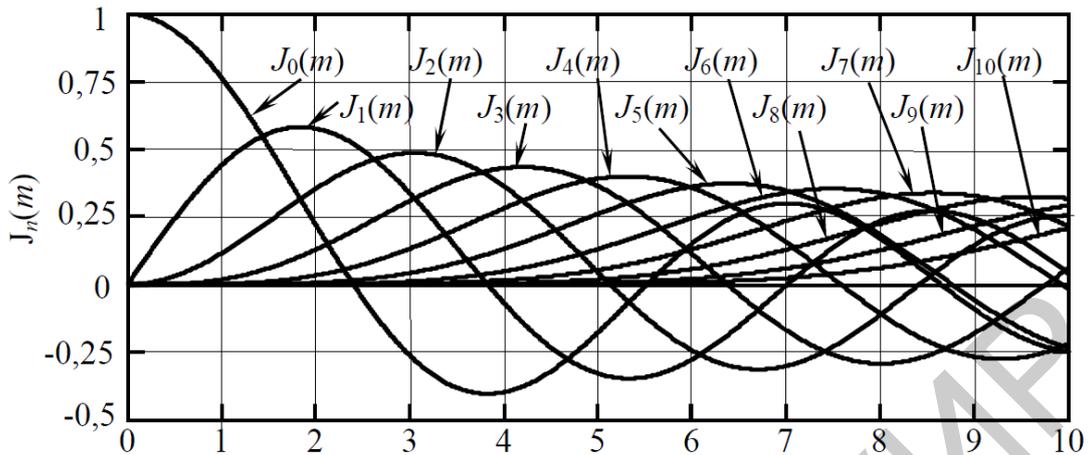


Рис. 3.5. Бесселевы функции

В то же время при $m \gg 1$ при всех значениях n , меньших m , величина $J_n(m)$ изменяется более или менее равномерно. Так как общая ширина спектра ЧМ-сигнала составляет $\Delta F_{\text{ЧМ}} = 2m\Delta F_m$, где $\Delta F_m = n\Omega$ – полоса частот, занимаемая модулирующим (управляющим) сигналом, то при больших индексах модуляции ширина спектра модулированного колебания близка к удвоенной девиации частоты (рис. 3.6, а).

Векторная диаграмма комплексной огибающей ЧМ-сигнала качественно не отличается от векторной диаграммы комплексной огибающей ФМ-сигнала (рис. 3.6, б). Отличие заключается в том, что максимальный угол поворота вектора, равный девиации фазы, изменяется в зависимости от частоты входного сигнала согласно выражению $m = \omega_d / \Omega$.

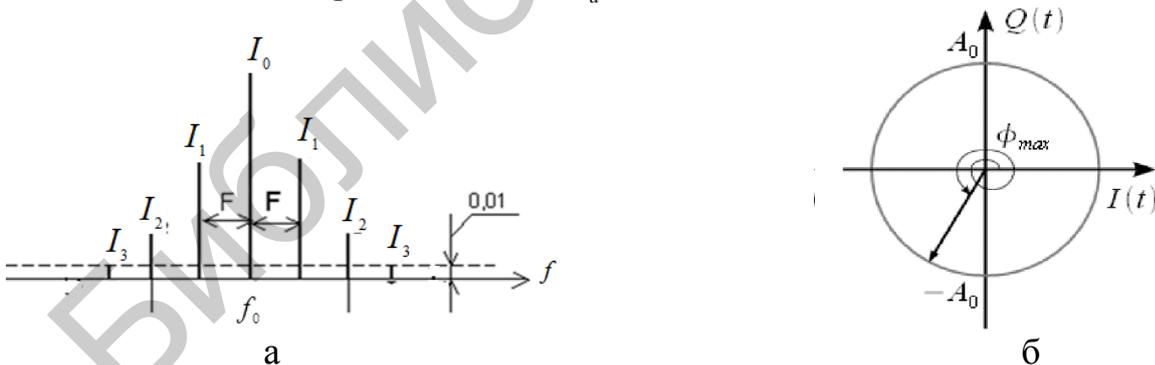


Рис. 3.6. Спектр ЧМ-сигнала ($m=1$) (а) и векторная диаграмма ФМ-сигнала (б)

При низкочастотном входном сигнале, когда $\Omega < \omega_d$ и $m > 1$, вектор комплексной огибающей ФМ-сигнала отклоняется на угол $|\phi_{\text{max}}| \gg 2\pi$,

совершая при этом множество оборотов. При заданной расстройке Δf вектор повернется на угол $\varphi = \arctg\left(-\frac{2Q\Delta f}{f}\right)$.

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

$$P_{\text{УМ}} = \frac{I_m^2}{2} R \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n^2(m). \quad (3.13)$$

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

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

Достоинствами ЧМ (ФМ) по сравнению с АМ являются:

1. Более высокая помехоустойчивость угловых методов модуляции. Помехи, возникающие при распространении сигнала, приводят в основном к изменению амплитуды принимаемого сигнала, но не его частоты, поэтому при АМ помеха добавляется к полезному сигналу, искажая его, чего нет при ЧМ, так как при нем в радиоприемном устройстве (РПУ) используется амплитудный ограничитель, что позволяет избавиться от паразитной АМ (помеховой АМ). Использование ЧМ и ФМ – эффективное средство борьбы с паразитной АМ, и достоинством ЧМ является возможность применения амплитудных ограничителей.

2. Использование ЧМ позволяет улучшить отношение сигнал/шум на выходе частотного детектора в сравнении с отношением сигнал/шум на его входе (по-разному для разных величин m).

3. ЧМ с девиацией $\Delta\omega_{\text{дев}}$ эквивалентна ФМ с девиацией фазы $\Delta\varphi_{\text{max}} = \Delta\omega_{\text{дев}}/\Omega$.

4. ФМ с девиацией $\Delta\varphi_{\text{max}}$ эквивалентна ЧМ с девиацией $\Delta\omega_{\text{дев}} = \Omega \cdot \Delta\varphi_{\text{max}}$.

Таким образом, модуляция одного из параметров (ω или φ) неизбежно приводит к изменению другого. На этой основе возможно преобразование одного вида модуляции в другой, что и используется в схемотехнике модуляторов.

3.3. Импульсные и цифровые виды модуляции

В импульсной модуляции в качестве носителя управляющих сигналов используется последовательность прямоугольных импульсов. В радиосигналах эта последовательность модулирует высокочастотное колебание. Существует три вида импульсных сигналов в соответствии с видом модуляции:

1. Амплитудно-импульсная модуляция (АИМ), когда по закону управляющего сигнала изменяется приращение амплитуды импульсов (рис. 3.7).

$$A(t) = k s(t) + A_0; \quad \tau_u = \text{const}, \quad T = \text{const}.$$

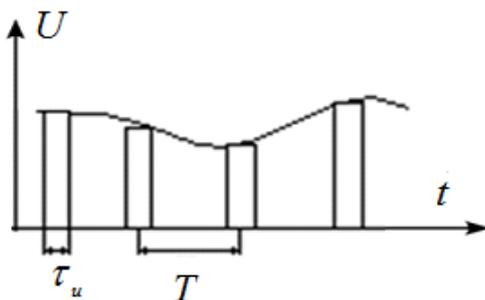


Рис. 3.7. Амплитудно-импульсная модуляция

2. Модуляция по длительности импульсов (ДИМ), когда по закону управляющего сигнала меняется длительность импульса (рис. 3.8). Иногда этот вид модуляции называется широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

$$\tau(t) = t_0 + k s(t), \quad A = \text{const}; \quad T = \text{const}.$$

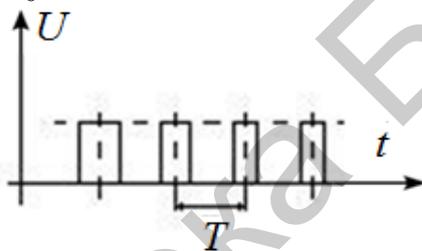


Рис. 3.8. Модуляция по длительности

3. Временная импульсная модуляция (ВИМ), когда по закону управляющего сигнала происходит смещение импульсов по временной оси (рис. 3.9) (может быть фазовой (ФИМ) или частотной (ЧИМ)).

$$\text{ФИМ: } A = \text{const}, \quad \tau_u = \text{const}, \quad T = \text{const}, \quad \Delta t = k s(t);$$

$$\text{ЧИМ: } A = \text{const}, \quad \tau_u = \text{const}, \quad T_i(t) = k s(t) + T_0.$$

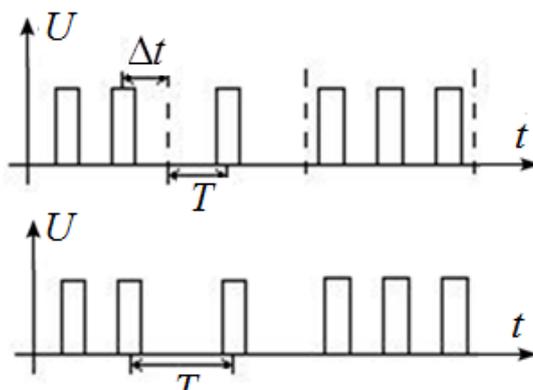


Рис. 3.9. Временная импульсная модуляция

Цифровые виды модуляции описывают процесс преобразования цифровых символов (например, в двоичном коде 0,1) в сигналы,

совместимые с характеристиками канала, которые используются для передачи кодированных сообщений дискретными методами.

Это предполагает сначала проведение процедуры аналого-цифрового преобразования, то есть передаваемый непрерывный сигнал сначала дискретизируется во времени, квантуется по уровню, и полученные отчеты, следующие в дискретные моменты времени, преобразуются в кодовые комбинации. Далее уже полученной последовательностью кодовых видеосигналов модулируется высокочастотный сигнал-переносчик.

На рис 3.10 показаны наиболее часто используемые виды цифровой модуляции (манипуляции) сигналов: амплитудная (Amplitude-Shift Keying (*ASK*)), частотная (Frequency-Shift Keying (*FSK*)) и фазовая (Phase-Shift Keying (*PSK*)). Этот набор манипуляций определяется основными характеристиками, которыми обладает любой сигнал.

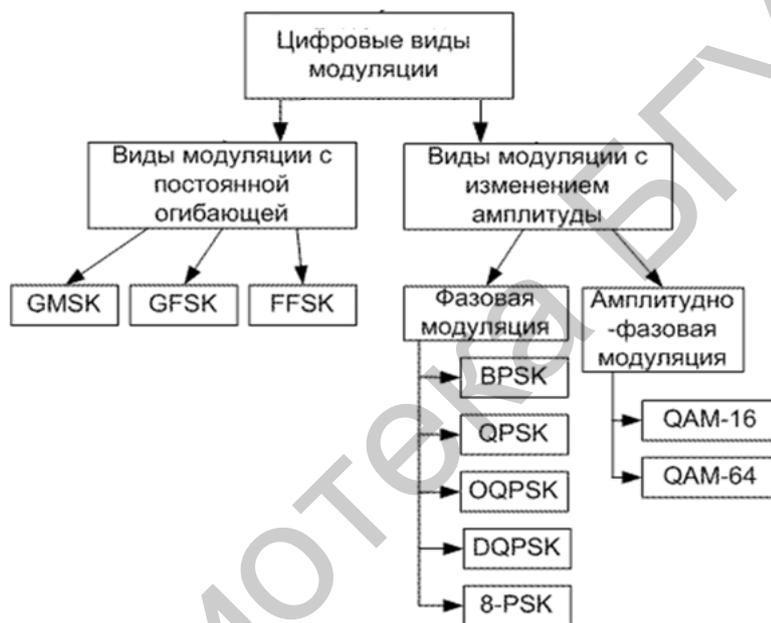


Рис. 3.10. Классификация цифровых видов модуляции

Помимо особенностей конкретных видов модуляции на практике в каждом виде возможен выбор ряда дополнительных параметров. Например, в стандарте *GSM* (Global System for Mobile Communications) на радиоинтерфейсе применяется модуляция *GMSK* (Gaussian Modulation with Minimum Shift Keying) – гауссова манипуляция с минимальным фазовым сдвигом, преимущество которой заключается в том, что манипулированный этим методом сигнал занимает гораздо меньшую частотную полосу, чем при обычной фазовой манипуляции.

Достоинствами цифровых методов модуляции являются:

- слабое влияние неидеальности и нестабильности характеристик аппаратуры на качество передачи информации;
- высокая помехоустойчивость даже при использовании каналов с нестабильными характеристиками и большим уровнем шумов;

- возможность регенерации (восстановления) сигналов в узлах связи сетей, что значительно ослабляет эффект накопления искажений сигналов при передаче информации по линиям большой протяженности;
- возможность автоматизации передачи и обработки сигналов с помощью компьютеров;
- низкая чувствительность к нелинейным искажениям в групповом тракте многоканальных систем;
- относительно простое согласование этих систем с компьютерами и электронными автоматическими телефонными станциями, что играет важную роль для построения сетей связи;
- универсальная форма представления сигналов для различных сообщений (речь, телевизионное изображение, дискретные данные, команды управления работой устройств связи и т. п.);

Основными недостатками систем с цифровыми способами передачи сигналов являются: значительное расширение занимаемой полосы частот каналов, необходимость обеспечения точной синхронизации сигналов.

3.4. Формирование сигналов в процессе цифровой модуляции

Как правило, несущей (модулируемой) частотой является гармонический сигнал. Изменяемыми параметрами в таком случае могут быть его амплитуда, частота и фаза. Если модулирующий сигнал имеет цифровую природу и изменяется дискретно, принимая фиксированные значения, то понятие «модуляция» заменяется понятием «манипуляция». Передаваемый сигнал несущей является гармоническим и его можно представить в следующей форме:

$$U(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi) . \quad (3.14)$$

Примем в простейшем случае, что любой из параметров может принимать всего две позиции, то есть когда *каждое состояние сигнала передает один бит информации*.

На рис. 3.11 иллюстрируется принцип работы модуляции для двухпозиционного модулирующего сигнала, если на несущей частоте передается два сообщения, соответствующих информационным элементам (битам) 1 и 0. Возможны три случая – может применяться амплитудная, частотная или фазовая модуляция, однако на практике удобно в цифровой форме использовать только *ASK* и *PSK* (см. рис. 3.11).

Очевидно, что эффективность модуляции оценивается величиной, измеряемой в битах в секунду на один герц (бит/с/Гц). Такая единица измерения показывает, что в данном случае оценивается скорость потока, приходящаяся на единицу частоты. То есть в данном случае непосредственной передачи двухпозиционного цифрового сигнала по каналу связи эффективность использования полосы частот канала связи составляет 2 бит/с/Гц.

Если используется модуляция несущей частоты цифровым потоком, то эффективность использования полосы частот может быть как меньше, так и

больше, в зависимости от метода модуляции. В технике цифровой связи методы модуляции играют весьма значительную роль. Помимо своей основной функции – преобразования символа в сигнал – процесс модуляции является *составной частью общего процесса согласования сигнала с характеристиками канала*.

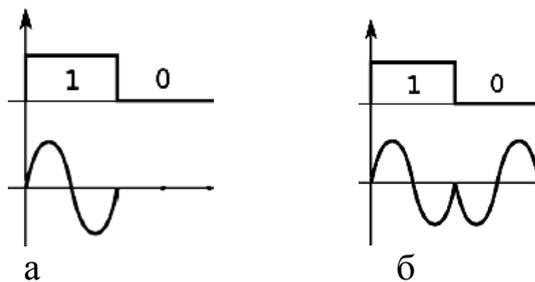


Рис. 3.11. Виды модуляции при двухпозиционном модулирующем сигнале:
а – ASK; б – PSK

Современные методы многопозиционной модуляции в полном соответствии с теоремой Шеннона могут рассматриваться и как способ кодирования данных сообщений в символы канала.

Очевидно, можно сделать вывод, что эффективность использования частотного спектра увеличивается с увеличением числа состояний, которые может принимать сигнал при передаче одного символа. Если модулирующим сигналом является сигнал, в котором каждый символ передается не двумя, а большим количеством возможных его значений, то количество информации, передаваемое с каждым символом, возрастает. Такие значения обычно выбираются равными 4, 16, 32, 64, 128 и т. д., то есть как ряд 2^n , где n – число возможных состояний передаваемого или модулирующего сигнала во время передачи одного символа в канале связи.

Одним из наиболее удобных и достаточно универсальных средств описания такой многопозиционной модуляции цифровых сигналов является их квадратурное представление. Например, при **фазовой манипуляции** форма модулированного сигнала определяется формулой

$$x(t) = \cos \varphi \left[\omega_0 t + \frac{m_n(t) \Delta \varphi}{2} \right], \quad (3.15)$$

где $\Delta \varphi = 2\pi/n$ – величина, на которую отличаются фазы соседних сигналов; m_n – симметричный n -уровневый сигнал в виде импульсов постоянного тока без возвращения к 0, а значения уровней равны $\pm 1, \pm 3$ и т. д.

Последнее выражение легко приводится к виду

$$\cos(\omega t + \varphi) = \cos \varphi \cos \omega_0 t - \sin \varphi \sin \omega_0 t. \quad (3.16)$$

Формула позволяет свести *процесс фазовой манипуляции к комбинации амплитудной модуляции двух последовательностей сигналов*. Представление синусоидального колебания как линейной комбинации синусоидального и косинусоидального колебаний с нулевой начальной фазой называется квадратурным представлением.

Для амплитудной модуляции квадратурное представление заключается также в выражении полезного сигнала и несущего колебания линейной комбинацией двух ортогональных составляющих – синусоидальной и косинусоидальной – как алгебраическая сумма двух АМ-сигналов сдвинутых по фазе на $\pi/4$.

$$U(t) = I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t), \quad (3.17)$$

где $I(t)$ и $Q(t)$ – синфазные и квадратурные составляющие квадратурного сигнала.

Соответственно число возможных значений квадратурных компонент ограничено количеством значений информационного сигнала. Множество возможных значений квадратурных компонент принято отображать на декартовой плоскости (рис. 3.12), где по оси абсцисс отложены значения синфазной составляющей $I(t)$, а по оси ординат – квадратурной $Q(t)$. Такую диаграмму называют *сигнальным созвездием*.

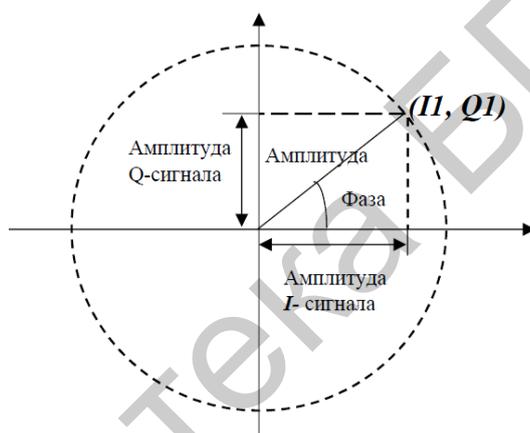


Рис. 3.12. Сигнальное созвездие квадратурного сигнала

При квадратурной модуляции изменяется как фаза, так и амплитуда несущего сигнала. Это позволяет увеличить количество кодируемых в единицу времени бит и при этом существенно повысить помехоустойчивость их передачи по каналу связи. В настоящее время число кодируемых информационных бит на одном бодовом интервале (то есть в одной посылке гармонического сигнала) может достигать 8-9, а число позиций сигнала (возможных комбинаций единиц и нулей) в сигнальном пространстве – 256–512.

В табл. 3.1 показана эффективность используемых в цифровых системах связи методов цифровой модуляции для вероятности ошибки BER , равной 10^{-10} . Возможно дальнейшее усложнение процесса модуляции, в частности, использование многочастотных видов модуляции (с большим количеством отдельных поднесущих – до 2000–8000 в цифровом ТВ в полосе канала) и квадратурной амплитудной модуляции (QAM) на каждой поднесущей, что позволяет передавать высокоскоростные потоки информации в относительно небольшой полосе частот.

Многопозиционные многочастотные виды модуляции обладают большой помехозащищенностью и используются в подвижных системах связи и цифровом наземном ТВ.

Таблица 3.1

Метод модуляции	Эффективность использования полосы пропускания, бит/с/Гц
<i>BPSK</i>	1,0
<i>QPSK</i>	2,0
<i>8-PSK</i>	3,0
<i>16-PSK</i>	4,0
<i>4-QAM</i>	2,0
<i>16-QAM</i>	4,0
<i>64-QAM</i>	6,0

Одним из наиболее используемых многопозиционных многочастотных видов модуляции является *OFDM* (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов. В стандартном канале, имеющем ширину полосы частот ΔF_K (для цифрового ТВ или подвижной системы связи), выделяют N несущих частот, отстоящих друг от друга на равные частотные интервалы Δf . Общий поток передаваемых цифровых данных, имеющий скорость передачи двоичных символов Q_0 , разделяют на N параллельных подпотоков, каждый из которых имеет скорость передачи двоичных символов $Q = Q_0/N$.

Каждый подпоток передается на своей несущей, например, с использованием *QAM*. Таким образом, в одном канале телевизионного вещания получается N узкополосных подканалов. Количество несущих в соответствии, например, со стандартом цифрового ТВ-вещания, *DVB-T* может быть равно 6817 ($\Delta f = 1116$ Гц) или 1705 ($\Delta f = 4464$ Гц). Выбор частотных интервалов между несущими осуществляется так, чтобы соседние несущие колебания были ортогональны на отрезке времени (рис. 3.13), в течении которого передается один символ. Это позволяет избежать взаимного влияния соседних подканалов.

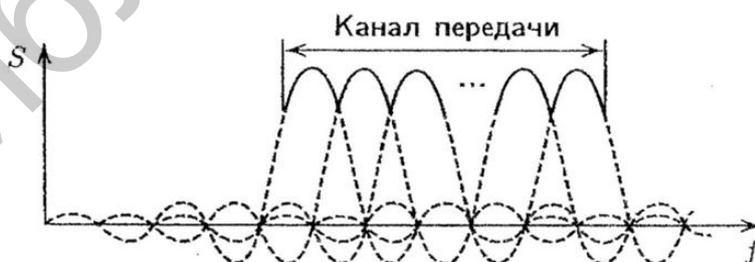


Рис. 3.13 Принцип формирования *OFDM*-сигнала

Данный метод передачи имеет следующие достоинства: 1) равномерное распределение энергии по полосе частот канала связи; 2) возможность передавать наиболее важную часть информации (синхронизацию, НЧ-составляющие сигнала яркости) на тех участках полосы частот, где меньше всего уровень помех от со-

седних каналов, а области полосы частот канала, соответствующие несущим изображения и звука обычного телевизионного вещания, вообще не использовать; 3) так как каждый из подканалов является узкополосным, то уменьшается влияние отраженных сигналов при многолучевом приеме.

Последнее свойство особенно важно, так как многолучевой прием создает значительные сложности для цифрового телевизионного вещания и для систем подвижной связи в городах. При использовании *OFDM*, длительности интервалов времени, в течение которых передаются отдельные символы, увеличиваются и становятся больше, чем времена задержек отраженных сигналов, благодаря чему обеспечивается безошибочный прием.

3.5. Цифровое представление сигнала. Теорема Котельникова

Для передачи аналогового сигнала по цифровому каналу связи необходима процедура аналого-цифрового преобразования (АЦП), которая состоит из трех этапов: дискретизация, квантование и кодирование (рис. 3.14). Дискретизация представляет собой процедуру взятия выборок – отдельных значений сигнала через равные промежутки времени. При этом чем больше будет использоваться уровней, тем более точно можно будет восстановить сигнал к исходной форме на приемном конце.



Рис. 3.14. Последовательные этапы аналого-цифрового преобразования

Большинство сигналов первоначально формируется в аналоговой форме. Затем они преобразуются в цифровые сигналы с помощью аналого-цифровых преобразователей. В дальнейшем они снова преобразуются в аналоговые сигналы с использованием цифроаналоговых преобразователей (ЦАП). Эти преобразователи – неотъемлемая часть любой цифровой системы: аналоговый сигнал – дискретизация – квантование – кодирование – цифровой сигнал, и далее после передачи информации по линии связи или цифровой обработки сигнала микропроцессором выполняется обратное преобразование в аналоговый сигнал.

Дискретизация проводится, как правило, равномерно через одинаковые промежутки времени. Если скорость выборок слишком высокая, точность преобразования выше, однако требуемая полоса частот значительно увеличивает стоимость проектирования и компонентов. Если частота выборок слишком низкая, то конечный результат может неточно соответствовать аналоговому сигналу. Оптимальная частота выборок задается теоремой Котельникова.

Квантование представляет собой процесс определения соответствия величины сигнала в момент взятия выборки некоторому количеству квантов – мельчайших уровней, на которые делится сигнал. Это количество квантов представляет собой цифровое значение выборки и зависит от выбранной разрядности представления выборки. Например, использование 8 бит обеспечивает получение 256 уровней квантования для максимальной амплитуды сигнала (например, равной 1 В), в то время как 12 бит позволяют получить 4096 уровней. Точность выборки выше, если используется большее число бит, однако при этом увеличивается число бит для передачи, что требует использования более широкой полосы частот.

Кодирование является заключительным шагом в процессе аналого-цифрового преобразования. В процессе кодирования для каждой выборки формируется значение, выраженное в двоичном коде.

Кроме этих бит, отображающих величину сигнала (см. рис. 3.14), процесс кодирования в системах передачи включает в себя: биты, которые сообщают другому оборудованию как интерпретировать данные, информацию о конце синхроимпульса, информацию о начале кадра, биты защиты от ошибок для уменьшения ошибок при передаче и хранении информации.

Теорема Котельникова позволяет определить процессы дискретизации и восстановления сигнала при его преобразовании в цифровую форму, передаче и последующем приеме.

Если функция $x(t)$ имеет спектр, ограниченный верхней частотой F_B , то $x(t)$ полностью определяется последовательностью своих значений (отсчетов) в моменты времени, отстоящие друг от друга на период $T \leq 1/2F_B$.

Математически теорема Котельникова записывается следующим образом:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \frac{\sin \omega_B(t-kT)}{\omega_B(t-kT)}, \quad (3.18)$$

где $\omega_B = 2\pi F_B$; $x(kT)$ – значения (отсчеты) функции $x(t)$ в моменты, отстоящие друг от друга на период T , $T \leq 1/2F_B$.

Функция вида $\frac{\sin \omega_B(t-kT)}{\omega_B(t-kT)}$ известна как функция отсчетов, поэтому теорему Котельникова называют еще *теоремой отсчетов* (рис. 3.15).

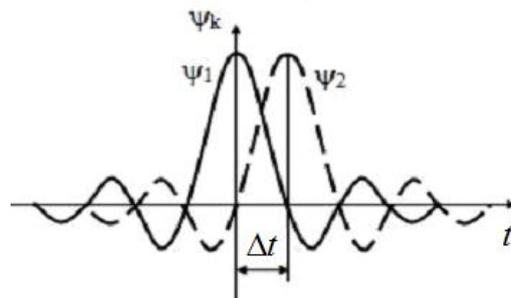


Рис. 3.15. Функции отсчетов

Физический смысл теоремы Котельникова заключается в том, что непрерывная функция $x(t)$ с ограниченным спектром F_B полностью может быть восстановлена, если известны ее отсчеты, взятые через интервал $T = 1/2F_B$. На рис. 3.16 показан пример дискретизации и восстановления сигнала в соответствии с теоремой Котельникова.

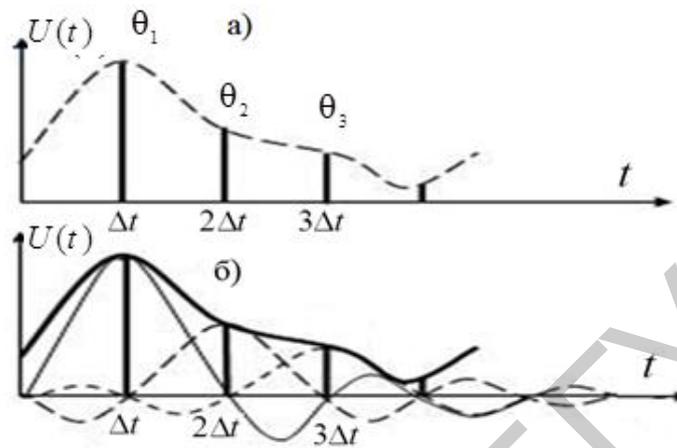


Рис. 3.16. Представление сигнала рядом Котельникова:
 а – сигнал $u(t)$ и его отсчеты; б – сумма ряда Котельникова

Эта теорема играет очень большую роль в теории связи, так как позволяет передачу аналоговых сигналов заменить передачей дискретных или цифровых сигналов, что позволяет существенно повысить эффективность систем связи.

4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛИНЕЙНЫХ И НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ

4.1. Классификация радиоэлектронных цепей

Радиотехнической цепью называется совокупность соединенных между собой источников (генераторов) и приемников электрической энергии.

Источником электрической энергии называют устройство, создающее (генерирующее) токи и напряжения.

Приемником электрической энергии называют устройство, потребляющее (запасаживающее) или преобразующее электрическую энергию в другие виды энергии.

В радиоэлектронике электрические цепи представляют собой совокупность соединенных схемных элементов, таких, как резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, диоды, транзисторы, операционные усилители, источники тока, источники напряжения и др. Соединяются схемные элементы с помощью проводов или печатных шин. Электрические цепи, составленные из идеализированных элементов, классифицируются по ряду признаков:

- **энергетическим особенностям:**
 - активные (содержащие источники питания);
 - пассивные (не содержат источников тока и (или) напряжения);
- **типу элементов:**
 - линейные, если цепи состоят из линейных идеализированных элементов;
 - нелинейные, если в состав цепи входит хотя бы один нелинейный элемент;
- **топологии:**
 - планарные (плоские);
 - непланарные;
 - разветвленные;
 - неразветвленные;
 - простые (одно-, двухконтурные);
 - сложные (многоконтурные, многоузловые);
- **числу внешних выводов:**
 - двухполюсники;
 - четырехполюсники;
 - многополюсники;
- **частоте измерительного поля (то есть рабочей частоте):**
 - с сосредоточенными параметрами (в цепях с сосредоточенными параметрами сопротивлением обладает только резистор, емкостью – только конденсатор, индуктивностью – только катушка индуктивности);
 - с распределенными параметрами (в цепях с распределенными параметрами даже соединительные провода обладают емкостью, проводимостью и индуктивностью, которые распределены вдоль их длины; такой подход применим к цепям в области сверхвысоких частот, где размеры элементов схем соизмеримы с длиной волны).

4.2. Пассивные и активные цепи

Пассивные цепи состоят из трех схемных элементов R , C , L , которые называют идеализированными схемными элементами.

Если параметры R , C , L цепи остаются неизменными в течение времени, когда протекает изучаемый электрический процесс, то говорят о цепи с *постоянными параметрами*.

При анализе *активных* схем, содержащих источники питания и способных усиливать мощность сигнала, применяются еще два идеальных элемента:

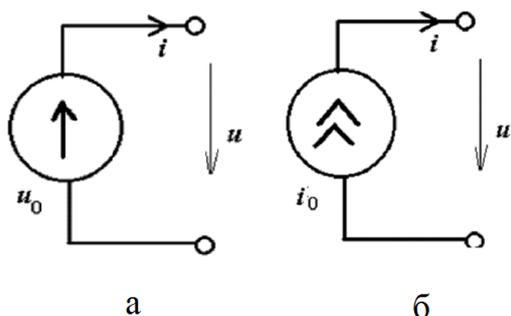


Рис. 4.1. Источник напряжения (а) и тока (б)

1) *источник напряжения* (рис. 4.1), вольт-амперная характеристика которого описывается соотношением $u(i) = u_0 = \text{const}$;

2) *источник тока* (рис. 4.2) с вольт-амперной характеристикой $i(u) = i_0 = \text{const}$.

Величина u_0 называется ЭДС источника, а величина i_0 – *задающим током источника*. Важной характеристикой любого (необязательно идеального) источника является его *внутреннее (выходное) сопротивление* $R_{\text{вн}} = -\frac{du}{di}$. Идеальный источник напряжения

имеет нулевое внутреннее сопротивление, а идеальный источник тока – бесконечное. Идеальные источники являются абстракцией, так как идеальный источник напряжения способен выдать при коротком замыкании в нагрузку бесконечно большой ток, а идеальный источник тока – создать на разомкнутых зажимах бесконечно большое напряжение.

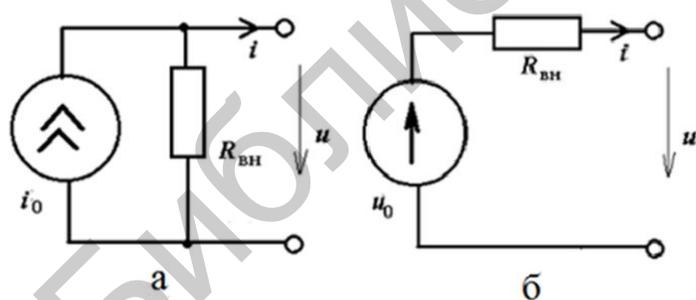


Рис. 4.2. Реальные источники тока (а) и напряжения (б)

Реальные источники напряжения и тока имеют конечное внутреннее сопротивление, их схема замещения состоит из двух элементов – идеального источника и резистора, сопротивление которого равно внутреннему сопротивлению источника, включенного последовательно с источником напряжения и параллельно с источником тока.

Вольт-амперные характеристики (ВАХ) реальных источников, $i(u) = i_0 - u/R_{\text{вн}}$; $u(i) = u_0 - R_{\text{вн}} i$ могут быть построены по двум измеряемым величинам: *напряжению холостого режима* u_0 и *току короткого замыкания* i_0 (конечно, если источник напряжения допускает короткое замыкание, а источник тока – холостой режим). Нетрудно видеть, что в обоих случаях $R_{\text{вн}} = u_0/i_0$.

4.3. Линейные цепи

Радиоэлектронная цепь считается *линейной*, если параметры ее элементов не зависят от токов и напряжений. Примером линейной цепи может быть цепь, состоящая из идеализированных элементов, ни один из которых не зависит от протекающих токов и напряжений.

Ток, протекающий через такие элементы, представляет собой линейную функцию от приложенного напряжения:

- для резистора R : $I = U/R$; для конденсатора C : $I = C dU/dt$;
- для катушки индуктивности L : $I = \frac{1}{L} \int U dt$.

Поэтому цепи, состоящие из R -, C -, L -элементов, называются также линейными. Строго говоря, на практике не **все** R -, C -, L -элементы линейны, но во многих случаях отклонения от линейности невелико и действительный элемент можно принимать как идеализированный линейный.

Активное сопротивление можно рассматривать как линейный элемент только в том случае, если текущий через него ток настолько мал, что выделяющееся тепло не приводит к заметному изменению величины его сопротивления. Аналогичные соображения можно высказать в отношении катушки индуктивности и конденсатора.

Процессы в таких цепях описываются линейными алгебраическими или дифференциальными уравнениями. Для анализа процессов в линейных электрических цепях используются законы Ома, Кирхгофа и др.

Важным примером линейных цепей являются *линейные двухполюсники* – цепи с двумя *зажимами*, для которых роль частотной характеристики играет *полное комплексное сопротивление* – отношение комплексных амплитуд напряжения на зажимах двухполюсника и тока через него:

$$Z(j\omega) = z(\omega) \exp(j\varphi(\omega)) = R(\omega) + jX(\omega) = \dot{U}/\dot{I}, \quad (4.1)$$

где $z(\omega) = |Z(j\omega)|$ – *импеданс* (полное сопротивление) двухполюсника; $R(\omega) = \text{Re}(Z(j\omega))$ – активное сопротивление; $X(\omega) = \text{Im}(Z(j\omega))$ – реактивное сопротивление.

Простейшими двухполюсниками являются следующие идеальные элементы:

а) *резистор*, для которого

$$u(t) = Ri(t), Z(j\omega) = z(\omega) = R(\omega) = R, X(\omega) = 0;$$

б) *конденсатор*, для которого

$$i(t) = C du(t)/dt, Z(j\omega) = 1/j\omega C, z(\omega) = -X(\omega) = 1/\omega C, R(\omega) = 0;$$

в) *индуктивность*, для которой

$$u(t) = L di(t)/dt, Z(j\omega) = j\omega L, z(\omega) = X(\omega) = \omega L, R(\omega) = 0.$$

Линейность сопротивления, индуктивности и емкости носит условный характер, так как в действительности все реальные элементы электрической цепи являются нелинейными.

Большая часть элементов радиоэлектронных схем является четырехполюсниками. Четырехполюсником (рис. 4.3) называется цепь (или участок цепи), которая имеет четыре вывода (зажима). Зажимы (1-1), к которым подключается источник электрической энергии, называются входными, а зажимы (2-2), к которым подсоединяется приемник электрической энергии (нагрузка), – выходными.



Рис. 4.3. Общий вид четырехполюсника

Четырехполюсники бывают пассивными и активными. Пассивные схемы не содержат источников электрической энергии, активные – содержат.

Также четырехполюсники делятся на обратимые и необратимые. В обратимых четырехполюсниках отношение напряжения на входе к току на выходе не меняется при перемене местами зажимов, то есть они позволяют передавать энергию в обоих направлениях.

Различают четырехполюсники симметричные и несимметричные. В симметричном четырехполюснике перемена местами входных и выходных зажимов не изменяет напряжений и токов в цепи, с которой он соединен.

Примерами четырехполюсников являются трансформаторы, транзисторы, усилители, электрические фильтры, линии связи и т. п.

Четырехполюсники, которые состоят только из линейных элементов, называются линейными. Они имеют линейную зависимость выходного напряжения и тока от напряжения и тока на входных зажимах.

Четырехполюсники, которые имеют хотя бы один нелинейный элемент, называются нелинейными.

Понятие четырехполюсника используют тогда, когда, не прибегая к схеме электрической цепи, оценивают влияние конкретной цепи на амплитудные и частотные характеристики, передаваемого через эту цепь электрического сигнала. Для решения подобных задач необходимо знать основные характеристики четырехполюсников. Эти характеристики получают на основании решения уравнений передачи четырехполюсника.

Транзисторы, работающие в режимах, когда используются прямолинейные участки их вольт-амперных характеристик, также условно могут рассматриваться как **линейные устройства**.

Однако в нормальном рабочем режиме элементов отклонения от линейности обычно столь незначительны, что при расчетах могут не приниматься во внимание, и такие элементы электрической цепи считаются

линейными. Поскольку процессы в линейных цепях описываются линейными уравнениями, к ним применим принцип суперпозиции. Это значит, что результат действия в линейной цепи сигнала сложной формы можно найти как сумму результатов действий сигналов более простых, на которые разлагается исходный, сложный сигнал.

Для анализа линейных цепей используется два метода: частотных характеристик и переходных характеристик.

4.4. Методы анализа линейных цепей

Метод частотных характеристик использует уникальное свойство линейных цепей: если на вход цепи подавать гармонический сигнал

$$U_1 = U e^{j\omega t},$$

то на выходе, независимо от типа линейной цепи всегда будет тоже гармонический сигнал, отличающийся от входной амплитуды и фазы:

$$U_2 = U_m e^{j\omega t} = \dot{K}_u U_1 = K_u U_m e^{j(\omega t - \varphi)}, \quad (4.2)$$

где \dot{K}_u – комплексный коэффициент передачи линейной цепи.

$$\dot{K}_u = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 = K_u e^{j\varphi}, \quad (4.3)$$

где K_u – модуль коэффициента передачи цепи, показывающий, во сколько раз изменяется амплитуда сигнала после прохождения электрической цепи; φ – аргумент коэффициента передачи, показывающий сдвиг по фазе выходного сигнала, прошедшего электрическую цепь, относительно входного.



Рис. 4.4. Идеализированные АЧХ и ФЧХ

Сигнал, проходя через электрическую цепь, не искажается, если цепь имеет следующие идеализированные амплитудно-частотные (АЧХ) и фазочастотные (ФЧХ) характеристики (рис. 4.4).

Очевидно, условиями неискаженной передачи сигнала являются: постоянство модуля коэффициента передачи цепи во всем исследуемом диапазоне частот ($K_u = \text{const}$) и линейная зависимость фазового сдвига от частоты ($\varphi = k\omega$).

Для реальной линейной цепи модуль коэффициента передачи зависит от частоты, а зависимость $\varphi(\omega)$, как правило, нелинейна. Для каждой конкретной линейной цепи АЧХ и ФЧХ можно определить экспериментально или рассчитать теоретически.

Метод переходных характеристик использует временной подход. В этом случае электрическая цепь характеризуется переходной функцией, или переходной характеристикой. Переходная характеристика – это отклик цепи, то

есть напряжение на выходе цепи при подаче на ее вход единичного скачка напряжения.

При анализе цепей методом переходных характеристик в качестве элементарного сигнала выбирают мгновенный скачок напряжения, то есть напряжение, претерпевающее в фиксированный момент времени изменение на некоторую величину U_{m1} , которая может быть принята равной 1. Такой сигнал носит название единичного скачка напряжения. Зависимость от времени выходного напряжения, отнесенного к величине скачка входного напряжения $h(t)=U_2(t)/U_{m1}$, носит название переходной характеристики цепи.

Очевидно, что по самому ее смыслу переходная характеристика определяет искажения сигналов, проходящих через линейные цепи.

При скачке напряжения, приложенного к цепи, состоящей из последовательно включенных R - и C -элементов, в первый момент времени конденсатор C не заряжен и все напряжение приложено к резистору R . Затем конденсатор начинает заряжаться, а напряжение на резисторе уменьшается. Найдем, по какому закону изменяются напряжения на C и R . Так как токи, протекающие через резистор и конденсатор одинаковы ($I_R = I_C$), то

$$\frac{U_1 - U_C}{R} = C \frac{dU_C}{dt}, \quad \text{или} \quad \frac{1}{RC} (U_1 - U_C) - \frac{dU_C}{dt} = 0. \quad (4.4)$$

Полученное дифференциальное уравнение имеет решение:

$$U_C = U_1 + A e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Константа A определяется из начальных условий: при $t = 0$, $U_C = 0$. Следовательно, $A = -U_1$. Тогда

$$U_C = U_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right). \quad (4.5)$$

Так как входное напряжение U_1 равно сумме напряжений на конденсаторе и резисторе, то

$$U_R = U_2 = U_1 e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (4.6)$$

Таким образом, при подаче на последовательную RC -цепь скачка напряжения на конденсаторе напряжение растет, а на резисторе – уменьшается по экспоненциальному закону. Очевидно, в зависимости от того, какой элемент включен на выходе, выходной сигнал будет пропорционален производной либо интегралу от входного сигнала. Если выходное напряжение снимается с резистора, то цепь называется дифференцирующей (рис. 4.5, а), если с конденсатора – интегрирующей (рис. 4.5, б). Постоянная времени RC определяет длительность и форму выходных импульсов.

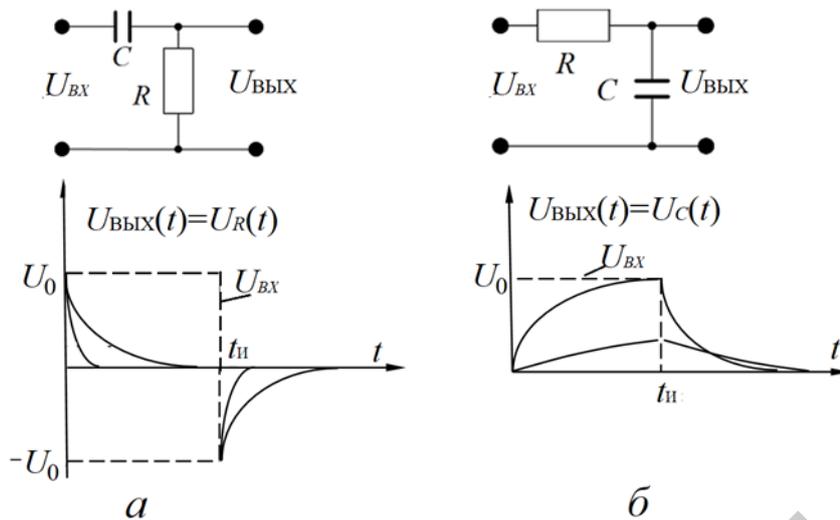


Рис. 4.5. Схема и переходные процессы в RC-цепи:
 а – в дифференцирующей цепи, б – в интегрирующей цепи

4.5. Электрические фильтры

Фильтры предназначены для формирования электрических сигналов с заданными свойствами и выделения определенной области частот спектра.

Избирательность – общее свойство всех фильтров: способность выделения заданной полосы частот. На рис. 4.6 показана частотная характеристика типичного полосового фильтра, на которой показаны основные частотные параметры, характеризующие форму АЧХ.

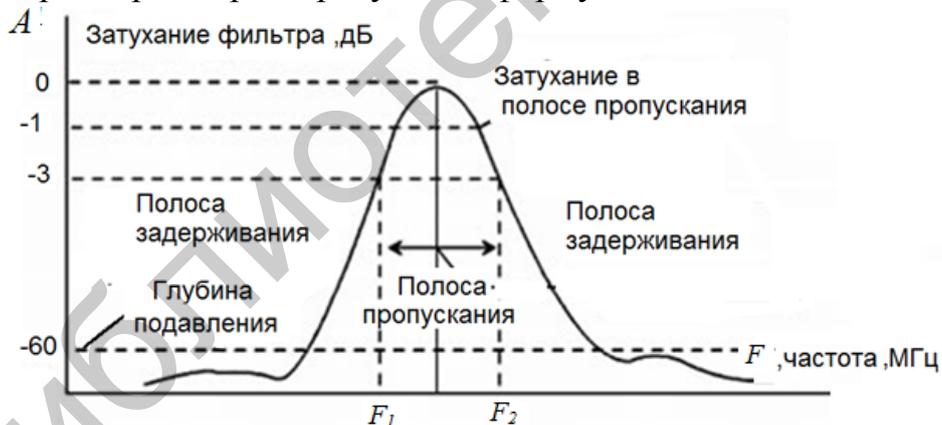


Рис. 4.6. АЧХ полосового фильтра

К характеристикам фильтров относятся: 1) передаточная функция; 2) амплитудно-частотная характеристика; 3) фазочастотная характеристика; 4) частота среза $\omega_{cp}(f_{cp})$; 5) постоянная времени τ ; 6) полоса пропускания (подавления) $\Delta\omega$ (Δf); 7) резонансная частота; 8) добротность Q .

В общем случае фильтр можно рассматривать как четырехполюсник с передаточной функцией:

$$K(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}, \quad (4.7)$$

где $U_1(p)$, $U_2(p)$ – входное и выходное напряжение четырехполюсника в операторной форме; a и b – вещественные постоянные величины; $m = 1, 2, 3, \dots, n$ – определяет порядок фильтра.

Для установившейся частоты $p = j\omega$ передаточную функцию можно привести к виду

$$K(p) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{a_m (j\omega)^m + a_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \dots + a_1 (j\omega) + a_0}{b_m (j\omega)^m + b_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \dots + b_1 (j\omega) + b_0} = A(\omega) + B(\omega). \quad (4.8)$$

Модуль передаточной функции (4.8) называется *амплитудно-частотной* характеристикой:

$$|K(j\omega)| = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}. \quad (4.9)$$

Фазочастотная характеристика также может быть найдена из (4.8) и представлена в виде

$$|\varphi(\omega)| = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}. \quad (4.10)$$

Диапазон $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$, или полосы частот, в которых проходят сигналы, называют *полосами пропускания*. В полосе пропускания значение коэффициента передачи фильтра относительно велико, а в идеальном случае – постоянно.

Для полосового фильтра частоты ω_1 и ω_2 определяются при спаде коэффициента передачи на 3 дБ.

Частота среза $\omega_{cp}(f_{cp})$ – частота, на которой наблюдается спад коэффициента передачи на 3 дБ по сравнению с коэффициентом передачи на нулевой (для ФНЧ) или бесконечной (для ФВЧ) частоте.

Диапазон частот $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$, в которых сигналы подавляются, образует *полосу задержания*. В полосе задержания коэффициент передачи фильтра относительно мал, а в идеальном случае – равен нулю. Для заграждающего фильтра частоты f_1 и f_2 определяются при спаде коэффициента передачи на 3 дБ.

Резонансная частота f_p – частота, на которой коэффициент передачи фильтра имеет максимальное значение (для полосового фильтра) или минимальное (для заграждающего фильтра).

Добротность Q полосового фильтра определяется как отношение

резонансной частоты к полосе пропускания $Q = \frac{\omega_p}{\omega_2 - \omega_1}$, а также как

отношение волнового сопротивления контура к сопротивлению потерь. Величина, обратная добротности d , – затухание контура:

$$Q = \rho/R; d = R/\rho, \quad (4.11)$$

где ρ – характеристическое или волновое сопротивление контура; R – сопротивление потерь контура.

4.5.1. Классификация фильтров

1. По виду АЧХ выделяют фильтры нижних (ФНЧ), верхних (ФВЧ) частот; полосовые (ПФ) и заграждающие (режекторные) (ЗФ или РФ) фильтры. На рис. 4.7 показана форма ФЧХ, граничные частоты, полосы пропускания и задерживания фильтров ФНЧ (а), ФВЧ (б), ПФ (в) и ЗФ (г).

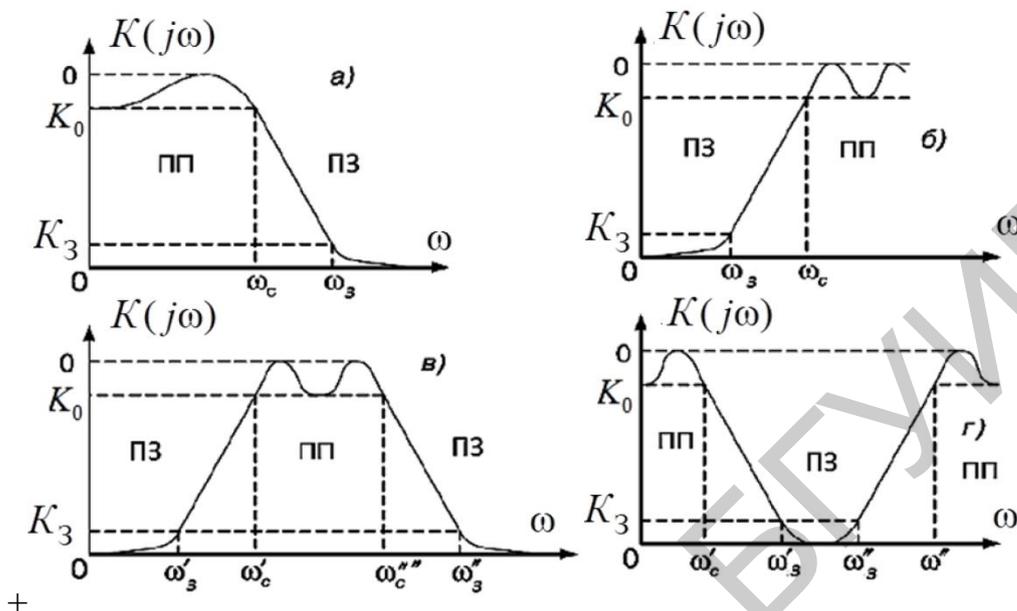


Рис. 4.7. Классификация фильтров по виду АЧХ:

а – нижних частот; б – верхних частот; в – полосовые; г – заграждающие

Граничная частота ω_c – частота, для которой величина коэффициента передачи меньше, чем в области пропускания на заданную величину ΔK (обычно $\Delta K = 3$ дБ).

Частота задерживания фильтра $\omega_з$ – частота, на которой имеется минимально допустимое затухание в области полосы пропускания или максимально допустимый коэффициент передачи $K_з$ в полосе задерживания.

Реальные фильтры имеют неравномерность в полосе пропускания, величина и характер которой определяются при реализации фильтра заданного типа.

Полосовые и заграждающие фильтры можно реализовать с использованием ФНЧ и ФВЧ соединенных последовательно и параллельно.

2. По конфигурации фильтры делятся на: Г-образные, Т-образные, П-образные.

Схемы Г-, Т- и П-образных звеньев LC-фильтров изображены на рис. 4.8.

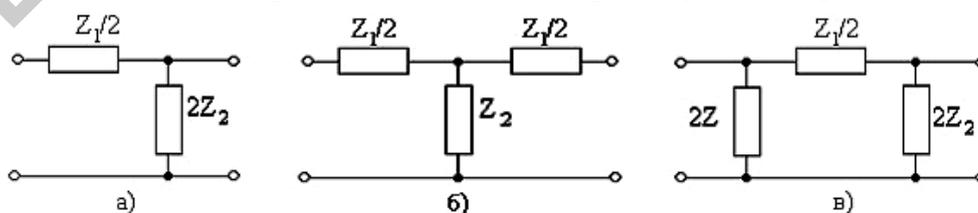


Рис. 4.8. Классификация фильтров по конфигурации:

а – Г-образные; б – Т-образные; в – П-образные

Сопротивление продольного плеча обозначается Z_1 , а поперечного – Z_2 . Если Z_1 носит индуктивный характер, то Z_2 должно носить емкостный характер и наоборот.

3. **По количеству звеньев** все фильтры могут быть однозвенные (первого порядка), двухзвенные (второго порядка) и многозвенные (n -го). Чем выше порядок фильтра, тем круче его амплитудно-частотная характеристика и тем более она похожа на его идеальную характеристику. Фильтр любого порядка можно построить путем каскадного соединения фильтров первого и второго порядков.

4. **По типу элементов** фильтры классифицируются на фильтры на RC -элементах; фильтры на LC -элементах; пьезоэлектрические (кварцевые) фильтры; магнитострикционные фильтры; электромеханические фильтры.

4.5.2. RC -фильтры

На низких частотах до нескольких десятков килогерц применяются RC -фильтры, состоящие из резисторов и конденсаторов. В качестве фильтра нижних частот используется одно или несколько включенных последовательно RC -звеньев. Конденсатор включается в поперечное звено (рис. 4.9). С увеличением частоты сопротивление конденсатора уменьшается, что приводит к уменьшению коэффициента передачи.

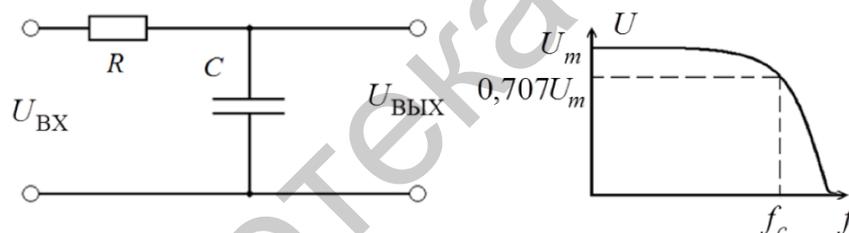


Рис. 4.9. Схема и АЧХ ФНЧ

Для данной схемы коэффициент передачи запишем как

$$K(\omega) = \frac{-jX}{R - jX} = \frac{\frac{-j}{C\omega}}{R + \frac{-j}{C\omega}} = \frac{1}{jRC\omega + 1}; \omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (4.12)$$

В качестве фильтра верхних частот (рис. 4.10) используется также одно или несколько включенных последовательно RC -звеньев, где R и C меняются местами.

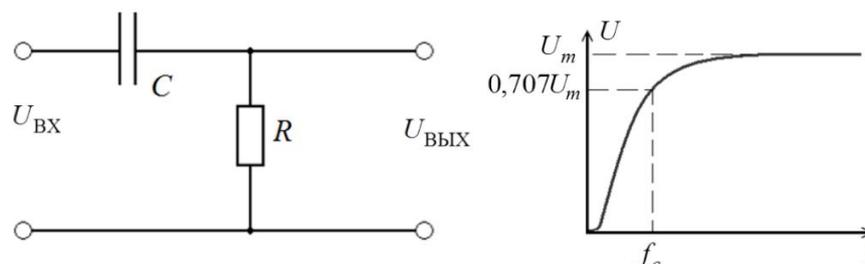


Рис. 4.10. Схема и АЧХ ФВЧ

Для этой схемы коэффициент передачи можно записать как

$$K(\omega) = \frac{R}{R - jX} = \frac{R}{R + \frac{-j}{C\omega}} = \frac{1}{R + \frac{-j}{RC\omega}}; \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (4.13)$$

В RC -фильтре верхних частот конденсатор включен в продольное плечо. На низких частотах его сопротивление значительно больше сопротивления резистора параллельного плеча и коэффициент передачи мал. С увеличением частоты сопротивление конденсатора уменьшается, что приводит к увеличению коэффициента передачи.

4.5.3. LC -фильтры

LC -фильтры – высокочастотные, так как на низких частотах (рис. 4.11) элементы LC -фильтров имеют большие размеры и часто не могут обеспечить хорошие качественные показатели, поскольку добротность катушек индуктивности мала.

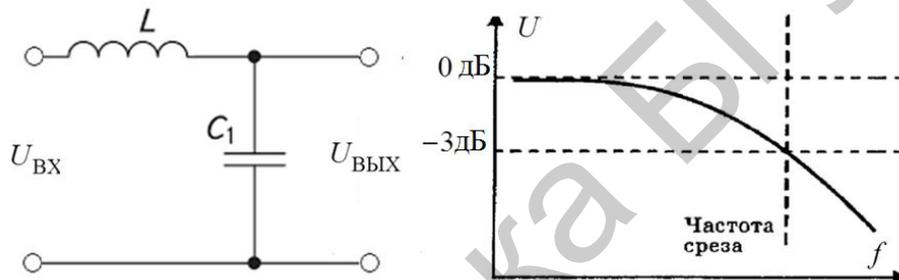


Рис. 4.11. LC -фильтр низких частот

Для этой схемы коэффициент передачи можно записать как

$$K(\omega) = \frac{-jX_C}{jX_L - jX_C} = \frac{\frac{-j}{C\omega}}{jL\omega - \frac{j}{C\omega}} = \frac{1}{1 - LC\omega^2}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}. \quad (4.14)$$

Для ФНЧ на низких частотах сопротивление индуктивного элемента X_L фильтра мало, а емкостного X_C – велико, и электрические колебания проходят со входа на выход почти без ослабления. С увеличением частоты сопротивление индуктивного элемента возрастает, а емкостного – снижается и коэффициент передачи фильтра уменьшается.

LC -фильтр верхних частот (рис. 4.12) не пропускает нижних частот, так как X_C велико, X_L мало.

С ростом частоты сопротивление продольного плеча (X_C) уменьшается, а поперечного (X_L) увеличивается, что приводит к повышению коэффициента передачи:

$$K(\omega) = \frac{-jX_L}{jX_L - jX_C} = \frac{jL\omega}{jL\omega - \frac{j}{C\omega}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{LC\omega^2}}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}. \quad (4.15)$$

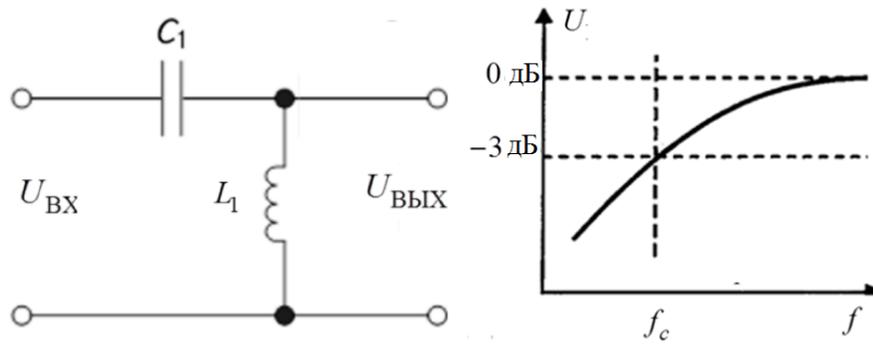


Рис. 4.12. LC-фильтр верхних частот

Полоса пропускания идеализированного фильтра лежит в диапазоне частот от $f_B = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ до $f = \infty$. Реальная полоса пропускания ограничена емкостью нагрузки.

4.5.4. Последовательный LC-контур

Последовательный колебательный контур – это цепь, составленная из последовательно соединенных индуктивности и емкости. Входное сопротивление LC-фильтра (рис. 4.13) можно записать как

$$\dot{Z} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + jX;$$

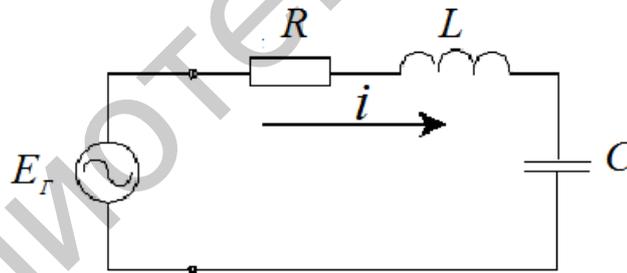


Рис. 4.13. Последовательный LC-контур

$$\dot{Z} = |\dot{Z}| e^{j\varphi}; |\dot{Z}| = \sqrt{R^2 + X^2}; \varphi = \arctg \frac{X}{R}; X = \omega L - \frac{1}{\omega C}. \quad (4.16)$$

Активную составляющую входного сопротивления R можно приближенно считать независимой от частоты генератора. Реактивная составляющая входного сопротивления $X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$ является функцией частоты и в зависимости от величины L , C и ω изменяется по величине и знаку (рис. 4.14).

Режим цепи, при котором $X = 0$, то есть $X_L = -X_C$, называется резонансом напряжений. Напряжения и токи в контуре при резонансе напряжений можно определить как напряжения на реактивных элементах контура. При резонансе

$X = \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0$, откуда $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ – резонансная частота колебательного контура.

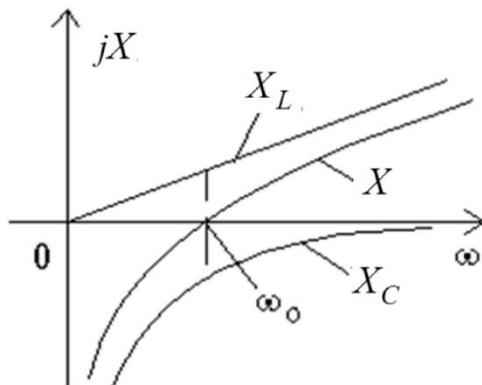


Рис. 4.14. Зависимость реактивного сопротивления контура от частоты

На частоте резонанса входное сопротивление равно сопротивлению потерь $Z_{вхр} = Z_p = R$, ток в цепи можно записать как $\dot{I}_p = \dot{E}/R$, тогда напряжения на реактивных элементах можно записать как

$$U_{L_p} = U_{C_p} = \omega_0 L I_p = \frac{1}{\omega_0 C} I_p; \quad U_{L_p} = \frac{\omega L E}{R}; \quad U_{C_p} = \frac{1}{\omega C R} E;$$

Тогда

$$\frac{U_{L_p}}{I_p} = \frac{U_{C_p}}{I_p} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho. \quad (4.17)$$

Можно увидеть, что $\rho \gg R$, поэтому при резонансе напряжений $U_C = U_L \gg E$, то есть амплитуда напряжения на реактивных элементах на резонансной частоте в десятки и сотни раз превышает амплитуду напряжения источника. Это возрастание амплитуды характеризуется соотношениями

$$U_L/E = U_C/E = \rho/R = Q,$$

где Q – добротность контура.

В радиотехнике часто приходится иметь дело с малыми расстройками сигнала от резонансной частоты контура ω_0 .

$$Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{X}{R} = \xi,$$

где ξ – обобщенная расстройка.

Преобразуя выражение в скобках, получим

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega \omega_0} = \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega \omega_0} = \frac{(\omega + \omega_0)\Delta\omega}{\omega \omega_0} \approx 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0},$$

где $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ – абсолютная расстройка.

При малой величине расстройки $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \ll 1$ и $\xi = Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$. (4.18)

Полосой пропускания контура называют интервал частот, на границах которого амплитуда тока снижается до уровня $1/\sqrt{2}$ от резонансного значения, тогда верхняя и нижняя граница полосы пропускания определяются как

$$\omega_{\text{в}} = \omega_0 \left(\frac{d}{2} + \sqrt{1 + \frac{d^2}{4}} \right); \quad (4.19)$$

$$\omega_{\text{н}} = \omega_0 \left(-\frac{d}{2} + \sqrt{1 + \frac{d^2}{4}} \right), \quad (4.20)$$

где $d=1/Q$ – затухание контура.

Фазочастотная характеристика определится как $\varphi = \arctg X/R = \arctg \xi$.

На границах полосы пропускания $x/R = \pm 1$ и $\varphi = \arctg(\pm 1) = \pm 45^\circ$, то есть в пределах полосы пропускания ФЧХ изменяется от -45° на частоте $\omega = \omega_{\text{н}}$ до $+45^\circ$ на $\omega = \omega_{\text{в}}$.

Колебательный контур можно использовать как частотно-избирательную или фазосдвигающую цепь. Применение явления резонанса и резонансных контуров параллельного так и последовательного типа весьма разнообразно при решении практических задач в радиоэлектронике и устройствах автоматики и управления.

4.5.5. Параллельный резонансный контур

Режим резонанса можно создать также при параллельном соединении R , L и C (рис. 4.15). Такая цепь называется **параллельным резонансным контуром**. В этом случае условие резонанса удобнее сформулировать для мнимой части комплексной проводимости в виде

$$\dot{Y} = \frac{1}{R} + j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) = \frac{1}{R} + j(b_C - b_L) \Rightarrow$$

$$\text{Im}[\dot{Y}] = \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) = 0 \Leftrightarrow b_L = b_C.$$

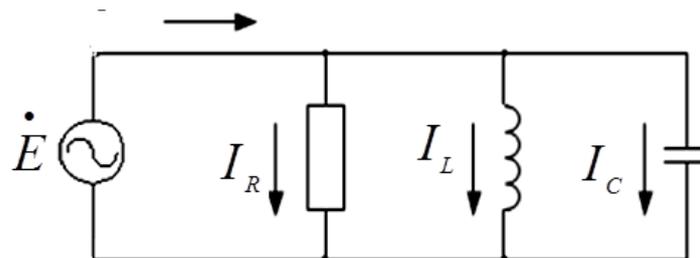


Рис. 4.15. Параллельный колебательный контур

Отсюда можно записать выражения для параметров по аналогии с последовательным контуром:

$$L_0 = \frac{1}{\omega^2 C}; \quad C_0 = \frac{1}{\omega^2 L}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (4.21)$$

Для параллельного соединения токи в отдельных элементах можно представить через проводимости и общее падение напряжения U в виде

$$I_R = UG; \quad I_C = Ub_C = U\omega C; \quad I_L = Ub_L = U/\omega L.$$

В режиме резонанса падение напряжения на входе контура равно U_0 , тогда токи в отдельных элементах будут

$$I_{R0} = U_0 G; \quad I_{C0} = U_0 \omega_0 C = \frac{U_0 C}{\sqrt{LC}} = U_0 \gamma; \quad I_{L0} = U_0 b_{L0} = U_0 \gamma, \quad (4.22)$$

где $\gamma = \sqrt{\frac{C}{L}}$ – волновая, или характеристическая, проводимость контура.

1. При резонансе токи в реактивных элементах одинаковы, а входной ток равен току в резисторе R .

2. Отношение $Q = \gamma/G$ называется добротностью, а величина обратная $d = 1/Q$ – затуханием параллельного резонансного контура.

3. Добротность равна отношению токов в реактивных элементах контура к току на входе или в резисторе. В электрических цепях добротность может достигать значений в несколько десятков единиц и во столько же раз токи в индуктивности и емкости будут превышать входной ток. Поэтому резонанс в параллельном контуре называется резонансом токов.

Фазочастотную характеристику (рис. 4.16) можно представить аналитически в виде

$$\varphi = \arctg \left[R \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) \right] = \arctg \left[Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]. \quad (4.23)$$

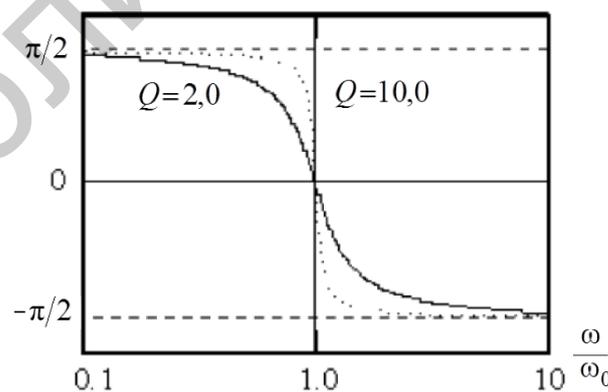


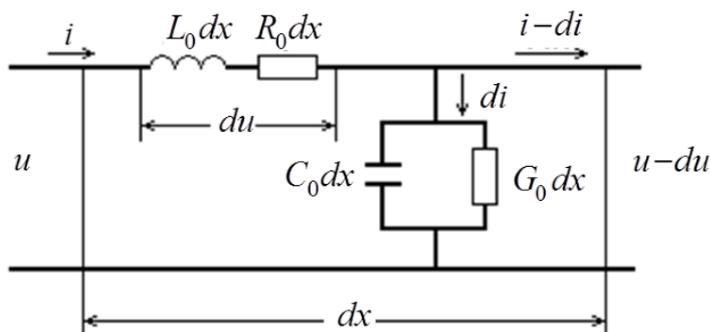
Рис. 4.16. Фазочастотная характеристика параллельного контура

ФЧХ совпадает с характеристикой последовательного контура, но имеет противоположный знак.

4.6. Цепи с распределенными параметрами

В качестве цепи с распределенными параметрами рассматривается **однородная** двухпроводная линия (рис. 4.17), то есть такая линия, индуктивность, емкость, активное сопротивление и проводимость которой равномерно распределены вдоль всей длины линии. Параметры L_0 , C_0 , R_0 и G_0 или $Z_0 = r_0 + j\omega L_0$, $Y_0 = g_0 + j\omega C_0$, отнесенные к единице длины линии, являются *первичными параметрами линии*. Если эти величины одинаковы для любого участка линии, то такая линия называется *однородной*.

Такие цепи являются линиями передачи энергии от источника к



нагрузке, длина которых значительно превышает длину волны передаваемых электромагнитных колебаний. Поэтому одномерные цепи с распределенными параметрами часто называют длинными линиями.

Рис. 4.17. Участок цепи с распределенными параметрами

Наиболее интересны процессы в **линиях без потерь** и **линиях общего вида с малыми потерями**, которые используются в основном для моделирования реальных линий передачи и колебательных систем сверхвысоких частот. С развитием микроэлектроники возрос интерес к исследованию процессов в *RC*-линиях, которые используют в качестве моделей различных пассивных элементов интегральных микросхем (пленочных и диффузионных резисторов, конденсаторов, соединительных проводников и перемычек).

На основании схемы, изображенной на рис. 4.17, приращения напряжений du и токов di запишем в следующем виде:

$$-du = L \frac{di}{dt} dx + R_i dx; \quad (4.24)$$

$$-di = C \frac{du}{dt} dx + G_u dx.$$

Разделим эти выражения на dx и получим систему двух дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами, которые называются **телеграфными уравнениями**:

$$\begin{aligned} \frac{du}{dx} + L \frac{di}{dt} + R_i &= 0; \\ \frac{di}{dx} + C \frac{du}{dt} + G_u &= 0. \end{aligned} \quad (4.25)$$

Все линии, применяемые на практике, имеют потери. Однако линии конструируются таким образом, чтобы потери были минимальными. Рассмотрим два важных случая.

Длинная линия без потерь, в которой $R = 0$ и $G = 0$, называется идеальной. Для такой длинной линии выражения (4.25) примут вид

$$\begin{aligned}\frac{du}{dx} + L \frac{di}{dt} &= 0; \\ \frac{di}{dx} + C \frac{du}{dt} &= 0.\end{aligned}\tag{4.26}$$

Продифференцируем в (4.26) первое и второе уравнения поочередно по x , а второе – по t и выразим полученные вторые производные тока и напряжения через реактивные параметры линии. В результате получим уравнения вида

$$\begin{aligned}\frac{d^2u}{dx^2} &= \frac{1}{v_0^2} \frac{d^2u}{dt^2}; \\ \frac{d^2i}{dx^2} &= \frac{1}{v_0^2} \frac{d^2i}{dt^2}.\end{aligned}\tag{4.27}$$

Выражения (4.27) называют волновыми уравнениями длинной линии, в которых введен параметр v_0 – скорость распространения электрической волны в длинной линии

$$v_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Решения волновых уравнений в общем случае зависят от начальных и граничных параметров и представляются в виде суммы прямой и обратной волн, распространяющихся по линии в противоположных направлениях со скоростью v_0 .

Для линии с потерями, дифференцируя телеграфные уравнения (4.26) по x и по t , получим уравнения, аналогичные тем, что мы получили для линии без потерь:

$$\frac{d^2u}{dx^2} = -L_0 \frac{d^2i}{dxdt} - R_0 \frac{di}{dx};\tag{4.28}$$

$$\frac{d^2i}{dxdt} = -C_0 \frac{d^2u}{dt^2} - G_0 \frac{du}{dt}.\tag{4.29}$$

Подставив (4.26) и (4.29) в (4.28), получим (например, для u) дифференциальное уравнение второго порядка для напряжения:

$$\frac{d^2u}{dx^2} = L_0 C_0 \frac{d^2u}{dt^2} + L_0 G_0 \frac{du}{dt} + R_0 C_0 \frac{du}{dt} + R_0 G_0 u.\tag{4.30}$$

Это уравнение упрощается, если для его коэффициентов выполняется условие Хевисайда, то есть условие постоянства затухания и скорости распространения волны в линии $\alpha = \text{const}$ и $v = \text{const}$.

Это возможно, если
$$\frac{R_0}{G_0} = \frac{L_0}{C_0} = z_0^2 \Rightarrow R_0 C_0 = G_0 L_0.$$

Подставив это условие в (4.30), получим

$$\frac{d^2 u}{dx^2} = L_0 C_0 \frac{d^2 u}{dt^2} + 2R_0 C_0 \frac{du}{dt} + R_0 G_0 u. \quad (4.31)$$

или, используя параметры $v_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$ – скорость распространения волны в

линии и $\frac{R_0}{L_0} = q$, получим

$$v_0^2 \frac{d^2 u}{dx^2} = \frac{d^2 u}{dt^2} + 2q \frac{du}{dt} + q^2 u. \quad (4.32)$$

В случае линии с потерями величина q определяет потери. Если ввести новую переменную u_0 , положив $u = u_0 \exp(-qt)$, то, подставив производные u_0 по x и t в (4.32), получим волновое уравнение для напряжения:

$$\frac{d^2 u_0}{dx^2} = \frac{1}{v_0^2} \frac{d^2 u_0}{dt^2}. \quad (4.33)$$

Аналогичное уравнение может быть получено для тока.

Таким образом, при выполнении условия Хевисайда телеграфное уравнение для линии с потерями приводится к волновому. Это означает, что, так же как и в случае линии без потерь, волна любой формы в реальной линии с потерями может распространяться без искажений.

Отличие решения этого уравнения по сравнению с уравнениями для линии без потерь заключается в наличии множителя e^{-qt} , с которым связаны U и U_0 и который учитывает затухание прямой и обратной волны. При выполнении условий Хевисайда затухание на высоких частотах минимально и равно затуханию на низких частотах. При несоблюдении условий Хевисайда передаваемые колебания сложной формы искажаются вследствие неодинакового затухания для разных частот и зависимости скорости распространения от частоты.

Уравнения передачи длинной линии, то есть уравнения для определения напряжения U_x и тока I_x в произвольной точке x длинной линии удобно записать и анализировать в комплексном виде.

Используя символический метод анализа гармонических колебаний, в котором $u \equiv \dot{U}$, $i \equiv \dot{I}$, $\frac{du}{dt} \equiv j\omega \dot{U}$, $\frac{di}{dt} \equiv j\omega \dot{I}$, уравнения (4.27) можно записать в комплексной форме для синусоидального напряжения источника сигнала в однородной линии и постоянных параметров.

$$\begin{aligned} -\frac{d\dot{U}}{dx} &= (R_0 + j\omega L)\dot{I} = \dot{Z}I; \\ -\frac{d\dot{I}}{dx} &= (G_0 + j\omega C)\dot{U} = \dot{Y}\dot{U}, \end{aligned} \quad (4.34)$$

где $\dot{Z} = (R_0 + j\omega L)$ (Ом/м); $\dot{Y} = (G_0 + j\omega C)$ (См/м) – комплексные сопротивление и проводимость линии на единицу длины.

Продифференцировав (4.34) по x , получим волновое уравнение в виде

$$\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} - \gamma^2\dot{U} = 0,$$

где $\gamma = \sqrt{(r_0 + j\omega L_0)(g_0 + j\omega C_0)} = \sqrt{Z_0 Y_0} = \alpha + j\beta$ – постоянная передачи длинной линии.

Общее решение уравнения представляет собой сумму прямых и обратных бегущих волн напряжения и тока:

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{A}_2 e^{-\gamma x} + \dot{A}_1 e^{\gamma x}; \\ \dot{I} &= \frac{\dot{A}_2}{\dot{Z}_c} e^{-\gamma x} - \frac{\dot{A}_1}{\dot{Z}_c} e^{\gamma x}, \end{aligned} \quad (4.35)$$

где $\dot{A}_1 = A_1 e^{j\varphi_0}$ и $\dot{A}_2 = A_2 e^{j\varphi}$ – комплексные постоянные интегрирования, определяемые через напряжение и токи либо в начале, либо в конце линии; \dot{Z}_c – волновое, или характеристическое, сопротивление линии,

$$\dot{Z}_c = \sqrt{(r_0 + j\omega L_0)/(g_0 + j\omega C_0)} = \sqrt{\frac{Z_0}{Y_0}} = Z_c \cdot e^{j\varphi_c}. \quad (4.36)$$

Волновое сопротивление Z_c и коэффициент распространения волны γ называют вторичными параметрами линии, которые характеризует ее свойства как устройства для передачи энергии или информации. Каждая линия имеет свои Z_c и γ .

Постоянные интегрирования A_1 и A_2 можно найти из начальных условий: при $x = 0$ $U_x = U_1$ и $I_x = I_1$, где U_1 и I_1 – напряжение и ток в начале линии.

Тогда из (4.35) для $x = 0$:

$$\dot{U}_1 = \dot{A}_1 + \dot{A}_2; \quad \dot{I}_1 \dot{Z}_c = \dot{A}_1 - \dot{A}_2.$$

Откуда $\dot{A}_1 = (\dot{U}_1 + \dot{I}_1 \dot{Z}_c) / 2; \dot{A}_2 = (\dot{U}_1 - \dot{I}_1 \dot{Z}_c) / 2.$

Подстановка полученных значений постоянных интегрирования в (4.35) дает уравнения передачи, то есть **уравнения для определения напряжения U_x и тока I_x в произвольной точке x длинной линии**

$$\dot{U}_x = \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 \dot{Z}_c}{2} e^{-\gamma x} + \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 \dot{Z}_c}{2} e^{\gamma x}; \quad (4.37)$$

$$\dot{I}_x = \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 \dot{Z}_c}{2 \dot{Z}_c} e^{-\gamma x} + \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 \dot{Z}_c}{2 \dot{Z}_c} e^{\gamma x}. \quad (4.38)$$

При использовании гиперболических функций окончательно уравнения передачи запишем в виде:

1. В конце линии ($x = l$ и $U_x = U_2, I_x = I_2$) уравнения (4.37) и (4.38) примут вид

$$\begin{aligned} \dot{U}_2 &= \dot{U}_1 \operatorname{ch} \gamma l - \dot{I}_1 \dot{Z}_c \operatorname{sh} \gamma l; \\ \dot{I}_2 &= -\frac{\dot{U}_1}{\dot{Z}_c} \operatorname{sh} \gamma l + \dot{I}_1 \operatorname{ch} \gamma l. \end{aligned} \quad (4.39)$$

2. В начале линии ($x = 0, U_x = U_1$ и $I_x = I_1$) получаем

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_2 \operatorname{ch} \gamma l - \dot{I}_2 \dot{Z}_c \operatorname{sh} \gamma l; \\ \dot{I}_1 &= -\frac{\dot{U}_2}{\dot{Z}_c} \operatorname{sh} \gamma l + \dot{I}_2 \operatorname{ch} \gamma l. \end{aligned} \quad (4.40)$$

Эти уравнения совпадают с известными уравнениями передачи для симметричного четырехполюсника, то есть можно считать, что линия связи представляет собой симметричный четырехполюсник.

Входным сопротивлением длинной линии (цепи с распределенными параметрами) называется такое сосредоточенное сопротивление, подключение которого вместо линии к зажимам источника не изменит режим работы последнего. В общем случае для линии с произвольной нагрузкой \dot{Z}_H для входного сопротивления можно записать

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{U}_2 \operatorname{ch} \gamma l + \dot{I}_2 \dot{Z}_c \operatorname{sh} \gamma l}{\frac{\dot{U}_2}{\dot{Z}_c} \operatorname{sh} \gamma l + \dot{I}_2 \operatorname{ch} \gamma l} = \dot{Z}_c \frac{\dot{Z}_H \operatorname{ch} \gamma l + \dot{Z}_c \operatorname{sh} \gamma l}{\dot{Z}_H \operatorname{sh} \gamma l + \dot{Z}_c \operatorname{ch} \gamma l} = \dot{Z}_c \frac{\dot{Z}_H + \dot{Z}_c \operatorname{th} \gamma l}{\dot{Z}_c + \dot{Z}_H \operatorname{th} \gamma l}. \quad (4.41)$$

Полученное выражение показывает, что входное сопротивление является функцией параметров линии γ и \dot{Z}_c , ее длины l и нагрузки \dot{Z}_H . При этом

зависимость входного сопротивления от длины линии, то есть функция $\dot{Z}_{\text{вх}}(l)$, не является монотонной, а носит колебательный характер, обусловленный влиянием обратной (отраженной) волны. С ростом длины линии как прямая, так соответственно и отраженная волна затухает все сильнее. В результате влияние последней ослабевает и амплитуда колебаний функции $\dot{Z}_{\text{вх}}(l)$ уменьшается. При согласованной нагрузке, то есть при $\dot{Z}_{\text{н}} = Z_c$, обратная волна отсутствует, что полностью соответствует выражению (4.41), которое при $\dot{Z}_{\text{н}} = Z_c$ трансформируется в соотношение $\dot{Z}_{\text{вх}} = Z_c = \text{const}$.

Такой же величиной определяется входное сопротивление при $l \rightarrow \infty$. При некоторых значениях длины линии ее входное сопротивление может оказаться чисто активным. Длину линии, при которой $\dot{Z}_{\text{вх}}(l)$ вещественно, называют **резонансной**. Как и в цепи с сосредоточенными параметрами, резонанс наиболее ярко наблюдается при отсутствии потерь.

Для линии без потерь на основании (4.41) можно записать

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = Z_c \frac{\dot{Z}_{\text{н}} + jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}{Z_c + j\dot{Z}_{\text{н}} \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}. \quad (4.42)$$

Из (4.42) для режимов холостого хода (ХХ) и короткого замыкания (КЗ), то есть случаев, когда потребляемая нагрузкой активная мощность равна нулю, соответственно получаем

$$\dot{Z}_{\text{вхХХ}} = -jZ_c \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda}; \quad \dot{Z}_{\text{вхКЗ}} = jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}. \quad (4.43)$$

Исследование характера изменения $\dot{Z}_{\text{вхХХ}}$ в зависимости от длины l линии показывает, что при $0 \leq l \leq \lambda/4$ $\dot{Z}_{\text{вхХХ}}$ по модулю изменяется в пределах $\infty < \dot{Z}_{\text{вхХХ}} < 0$ и имеет емкостный характер, а при $\lambda/4 \leq l \leq l/2$ – в пределах $0 \leq \dot{Z}_{\text{вхХХ}} < \infty$ и имеет индуктивный характер.

Такое чередование продолжается и далее через отрезки длины линии, равные четверти длины волны (рис. 4.18, б).

В соответствии с (4.43) аналогичный характер, но со сдвигом на четверть волны, будет иметь зависимость $\dot{Z}_{\text{вхКЗ}}(l)$ при КЗ (рис. 4.18, а). Точки, где $\dot{Z}_{\text{вх}}(l) = 0$, соответствуют резонансу напряжений, а точки, где $\dot{Z}_{\text{вх}}(l) \rightarrow \infty$, – резонансу токов.

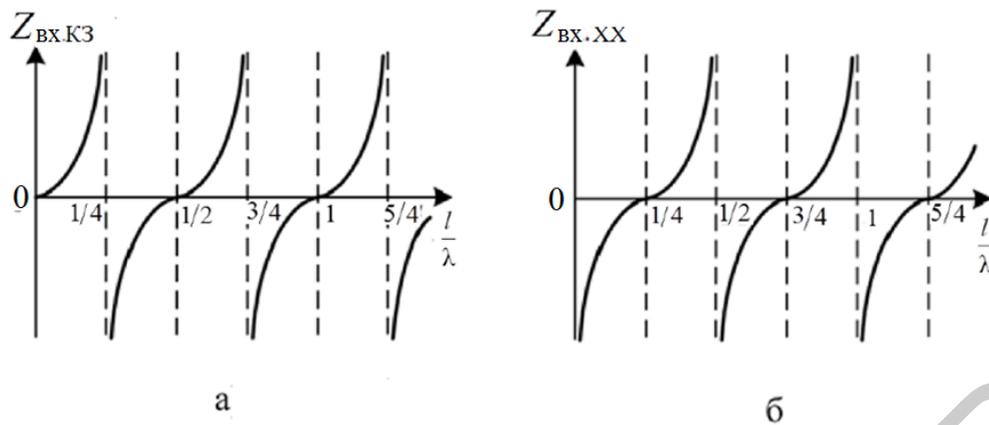


Рис. 4.18. Зависимость входного сопротивления от длины волны

Таким образом, изменяя длину линии без потерь, можно имитировать емкостное и индуктивное сопротивления любой величины. Поскольку длина волны γ есть функция частоты, то аналогичное изменение $\dot{Z}_{вх}$ можно обеспечить изменением не длины линии, а частоты генератора.

При некоторых частотах входное сопротивление цепи с распределенными параметрами также становится вещественным. Такие частоты называются **резонансными**. Таким образом, резонансными называются частоты, при которых в линии укладывается целое число четвертей волны.

В режиме согласованной нагрузки $\dot{Z}_H = \dot{Z}_c$. В этом режиме обратная волна отсутствует, следовательно, напряжение $u(t, y)$ и ток $i(t, y)$ состоят только из падающих волн, которые распространяются от начала линии к ее концу без затухания (если линия без потерь).

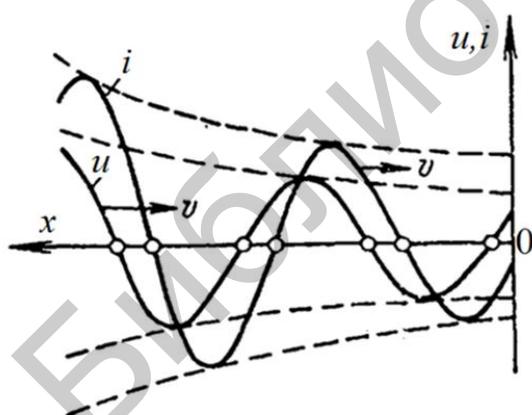


Рис. 4.19. Зависимость напряжения и тока в линии от длины волны

Действующие значения напряжения $U(y)$ и тока $I(y)$ не зависят от координаты y и во всех точках линии имеют одинаковые значения. Присутствует только прямая бегущая электромагнитная волна, в которой фазы тока и напряжения совпадают. Для линии с потерями при согласованной нагрузке (рис. 4.19) действующие значения напряжения $U(y)$ и тока $I(y)$ изменяются таким образом, что отношение комплексных амплитуд напряжения и тока в любой точке линии равно ее волновому сопротивлению.

В режиме согласованной нагрузки:

- от источника к приемнику передается максимально возможная энергия вследствие отсутствия отраженной волны;
- входное сопротивление линии Z_1 равно волновому ($Z_1 = Z_c$) и не зависит от длины линии.

В режимах ХХ и КЗ, а также при чисто реактивной нагрузке образуются стоячие волны. В этом случае происходит процесс наложения прямой и обратной волны с одинаковыми амплитудами и их интерференция.

Положим, что амплитуды напряжения прямой и обратной волн одинаковы. Тогда для прямой волны можно записать

$$u_{\text{пад}} = \dot{U}_0 e^{j(\omega t - kx)}, \quad (4.44)$$

а для отраженной волны

$$u_{\text{отр}} = \dot{U}_0 e^{j(\omega t + kx)}. \quad (4.45)$$

Результирующее напряжение равно

$$u = u_{\text{пад}} + u_{\text{отр}} = \dot{U}_0 e^{j\omega t} (e^{jkx} + e^{-jkx}) = 2\dot{U}_0 \cos kx \cdot e^{j\omega t}. \quad (4.46)$$

Колебание, описываемое выражением (4.46), происходит по всей длине линии с одинаковой фазой, поскольку в множителе $e^{j\omega t}$ отсутствует зависящий от координаты x фазовый сдвиг. Такая волна называется стоячей (рис. 4.20). Другим отличием стоячей волны от бегущей волны является то, что ее амплитуда зависит от координаты x .

$$U_m = \left| 2\dot{U}_0 \cos kx \right|. \quad (4.47)$$

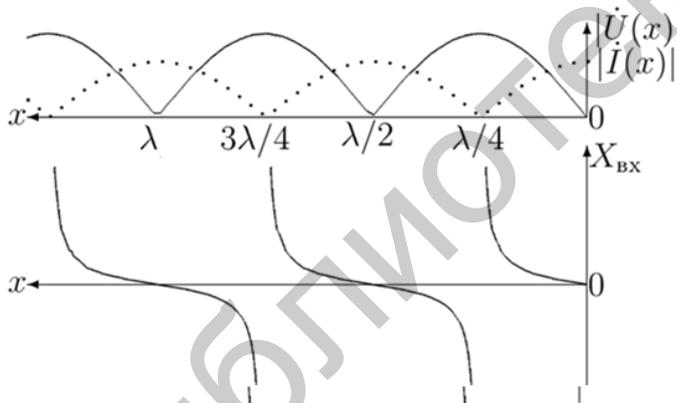


Рис. 4.20. Режим стоячих волн в линии без потерь при чисто реактивной нагрузке

Математически стоячая волна описывается произведением двух периодических функций, в нашем случае – тригонометрических, одна из которых – функция координаты текущей точки (kx), а другая – функция времени (ωt). Точки линии, где периодическая функция координаты проходит через нуль, называются узлами, а точки линии, в которых

периодическая функция координаты принимает максимальные значения, – пучностями. В стоячей волне они неподвижны.

Следует отметить, что режим стоячих волн имеет место в линии без потерь при чисто реактивной нагрузке $Z_2 = \pm jX_2$ любой величины ($\infty \geq X_2 \geq -\infty$).

При реактивной нагрузке энергия, доставляемая падающей волной в конец линии, полностью отражается, при этом амплитуда отраженной волны

равна амплитуде падающей волны. Входное сопротивление линии при реактивной нагрузке $\dot{Z}_2 = \pm jX_2$ является чисто реактивным.

При произвольной несогласованной нагрузке в конце линии происходит частичное отражение волн, при этом амплитуды отраженных волн напряжения и тока будут меньше амплитуд падающих волн. Распределение действующих значений напряжения и тока вдоль линии будет носить синусоидальный характер, при этом максимумы и минимумы функции будут следовать друг за другом через интервал $\lambda/4$.

Из анализа формулы (4.45) следует, что полное отражение возможно в четырех случаях: на выходе линии короткое замыкание $Z_H = 0$, на выходе линии холостой ход $Z_H = \infty$, нагрузка линии – катушка индуктивности $\left| \dot{Z}_2 = j\omega L_H \right|$ и нагрузка линии – конденсатор $\left| \dot{Z}_2 = 1/j\omega C_H \right|$. Такие нагрузки не потребляют энергии.

В общем случае, если линия нагружена на конечное сопротивление, не равное волновому сопротивлению, будет наблюдаться неполное отражение: часть электрической энергии поступает в нагрузку. Такой случай наиболее часто встречается на практике. В этом случае в линии имеет место наложение бегущей и стоячей волн. Коэффициент отражения выражает отношение комплексных амплитуд отраженной и прямой волн и является комплексной величиной. В этом случае амплитуда отраженной волны $U_{отр}$ из-за частичного поглощения энергии в нагрузке будет меньше амплитуды падающей волны: $U_{пад} > U_{отр}$.

$$K_{отр} = \frac{U_{отр}}{U_{пад}}. \quad (4.48)$$

Представим падающую волну в виде двух составляющих: $U_{пад} = U'_{пад} + U''_{пад}$, так что отраженная волна и первая часть падающей волны образуют стоячую волну, а вторая часть падающей волны не взаимодействуя с отраженной, останется бегущей падающей волной (рис. 4.21).

Волна, образованная суммой бегущей и стоячей волн, называется **смешанной волной**. В точке **а** имеется пучность, а в точке **б** – узел напряжения в линии. Степень несогласованности сопротивления нагрузки $\dot{Z}_2 = Z_2 e^{j\varphi}$ с волновым сопротивлением линии Z_c характеризуется коэффициентом стоячей волны (КСВ) и коэффициентом бегущей волны (КБВ):

$$КСВ = \frac{U_{max}}{U_{min}}; \quad КБВ = \frac{U_{min}}{U_{max}} = \frac{1}{КСВ}, \quad (4.49)$$

где U_{max} и U_{min} – максимальное в пучности и минимальное в узле напряжения в линии соответственно.

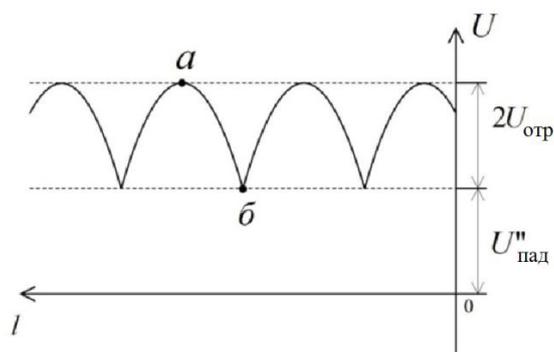


Рис. 4.21. График изображения смешанной волны

КСВ всегда больше или равен единице, а КБВ всегда меньше или равен единице. В системах передачи сигналов стремятся получить КСВ или КБВ близкими к единице.

Из анализа кривых следует, что $U_{\max} = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}$, а разделив максимальное значение напряжения в линии на минимальное, получим формулу взаимосвязи коэффициента отражения и КСВ:

$$\text{КСВ} = \frac{1 + |p|}{1 - |p|}. \quad (4.50)$$

КСВ легко определить экспериментально, измеряя с помощью вольтметра напряжения в узлах и пучностях линии.

На практике при построении компьютерных сетей и при использовании для передачи информации длинных линий мощность отраженной волны считается незначительной при $\text{КСВ} < 2$. Максимально допустимое значение модуля коэффициента отражения при этом не превышает $1/3$.

В реальных условиях для согласования нагрузки с линией применяются специальные согласующие устройства. Практически можно отметить следующее:

- Активные устройства (например, усилители) в большинстве случаев обладают худшим согласованием, чем пассивные. Это объясняется сильной частотной зависимостью входных и выходных импедансов используемых транзисторов и микросхем, а также наличием в них реактивных составляющих.

- Идеальным согласованием обладают согласованные нагрузки (75 Ом).
- Практически отличным результатом является величина $\text{КСВ} < 1,1$.

4.7. Преобразование сигналов в нелинейных цепях

4.7.1. Аппроксимация характеристик нелинейных элементов

Вольт-амперная характеристика линейного элемента – прямая, проходящая через начало координат (рис. 4.22, а): $R = U/I = k \text{tg} \alpha = \text{const}$. Нелинейные элементы (НЭ) имеют нелинейную ВАХ. Нелинейными называются элементы и цепи, параметры которых зависят от величины и (или)

направления связанных с этими элементами переменных (напряжения, тока, магнитного потока, заряда, температуры, светового потока и др.) (рис. 4.22, б).

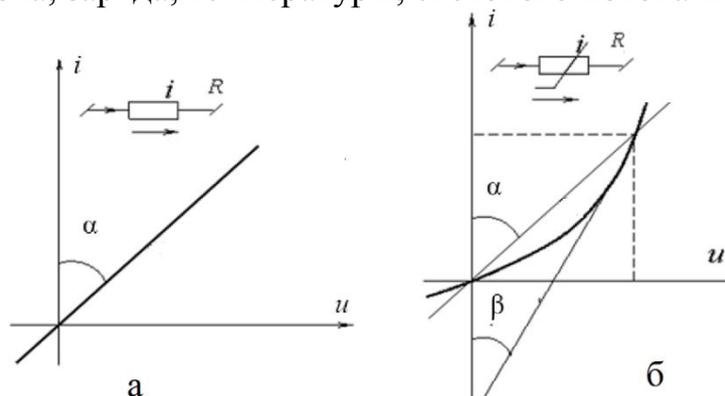


Рис. 4.22. ВАХ линейного (а) и нелинейного (б) элемента

Нелинейными элементами могут быть сопротивления, индуктивности и емкости, диоды, транзисторы и любые другие приборы, имеющие нелинейную вольт-амперную характеристику (рис. 4.23).

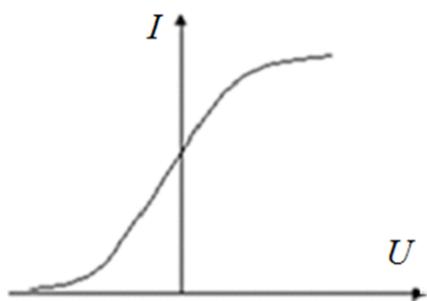


Рис. 4.23. ВАХ нелинейного элемента

Основные радиотехнические преобразования (модуляция, детектирование, преобразование частоты и т. п.) осуществляются с помощью нелинейных электрических цепей или линейных цепей с переменными параметрами (параметрических цепей).

Для анализа нелинейных преобразований и расчета нелинейных цепей необходимо использовать вольт-амперные характеристики нелинейных элементов в *аналитической форме*.

Однако реальные характеристики имеют сложный вид, затрудняющий их описание с помощью достаточно простого аналитического выражения. Поэтому в электронике используются способы представления реальных характеристик относительно простыми функциями, приближенно отображающими истинные характеристики. Замена реальной характеристики приближенно представляющей ее функцией называется **аппроксимацией**. Выбор оптимальной аппроксимации зависит от вида нелинейной характеристики и режима работы нелинейного элемента.

Наиболее распространенным способом аппроксимации является аппроксимация **степенным полиномом вида**

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots + a_n u^n, \quad (4.51)$$

где $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ – коэффициенты аппроксимации; i – ток, протекающий через нелинейный элемент; u – приложенное напряжение.

Для удовлетворительной точности аппроксимации необходимо большое число членов полинома. При этом решение системы уравнений, содержащих большое число неизвестных, очень сложно, поэтому функция, аппроксимирующая характеристику, выбирается таким образом, чтобы она точно воспроизводила

только **рабочий участок характеристики нелинейного элемента**. При этом чем меньше рабочий участок, тем меньшая степень полинома требуется для этого. Рассмотрим простейшие способы аппроксимации:

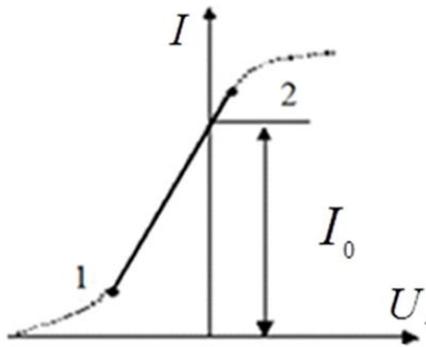


Рис. 4.24. Линейная аппроксимация ВАХ нелинейного элемента

Если работа схемы ограничивается этим участком, то вольт-амперную характеристику можно представить в виде уравнения (4.51). Так как наклон прямолинейного участка соответствует статической крутизне S , то

$$i = I_0 + Su, \quad (4.53)$$

где I_0 – ток при $u = 0$.

Этот вид аппроксимации применяется в усилителях и не может быть использован для нелинейных преобразований.

2. Полином второй степени / $n = 2$ /:

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2. \quad (4.54)$$

Это уравнение представляет собой квадратичную параболу (рис. 4.25).

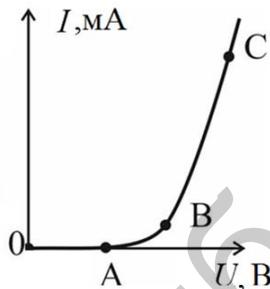


Рис. 4.25. Аппроксимация квадратичной параболой

Правая часть параболы (участок АВ) соответствует начальному участку характеристики биполярного или полевого транзистора, следовательно, этот вид аппроксимации может использоваться только при малых сигналах, при которых рабочая точка перемещается в пределах квадратичного участка реальной характеристики. Аппроксимация полиномом второй степени используется при анализе процессов преобразования и умножения частоты, модуляции и детектирования амплитудно-модулированных колебаний.

3. Экспоненциальный полином. Обычно используются одночленные или двучленные полиномы:

$$i = I_0 e^{aU} \text{ или } i = I_0 e^{a_1U} + I_2 e^{a_2U}. \quad (4.55)$$

Экспоненциальные функции удовлетворительно описывают характеристики полупроводниковых приборов, однако анализ нелинейных преобразований с помощью экспоненциального полинома оказывается достаточно сложным и проводится сравнительно редко.

4. Кусочно-линейная аппроксимация. При этом способе аппроксимации реальная характеристика заменяется ломаной линией, состоящей из двух прямолинейных отрезков (рис. 4.26).

Аппроксимирующая функция в этом случае имеет вид

$$i = \frac{1}{2} a_1 (|u| + u). \quad (4.56)$$

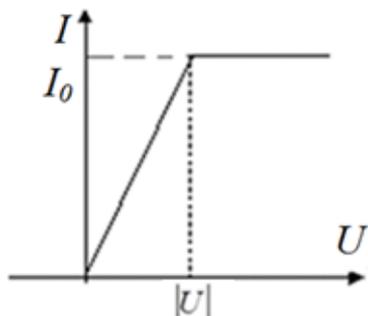


Рис. 4.26. Кусочно-линейная аппроксимация

Этот вид аппроксимации является довольно «грубым», но он учитывает самые характерные черты нелинейной характеристики и используется при рассмотрении вопросов умножения, усиления мощных колебаний, детектирования, выпрямления переменных токов, то есть для больших сигналов, где I – начальный ток (при $u = 0$) и a – коэффициент, определяемый свойствами p - n -перехода.

4.7.2. Воздействие гармонического колебания на нелинейный элемент

В зависимости от положения начальной рабочей точки (РТ) и амплитуды входного сигнала различают три варианта режима работы:

1. Линейный режим НЭ (режим малого сигнала на линейной части характеристики), который используется в усилителях.

При линейном режиме положение РТ в процессе работы НЭ влияет лишь на величину постоянной составляющей и не влияет на форму коллекторного тока, который совпадает с формой приложенного напряжения.

2. Нелинейный режим без отсечки тока (рис. 4.27).

Так как функция $i(t)$ является периодической с периодом T , она может быть представлена рядом Фурье:

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \cos(k\omega t - \varphi_k).$$

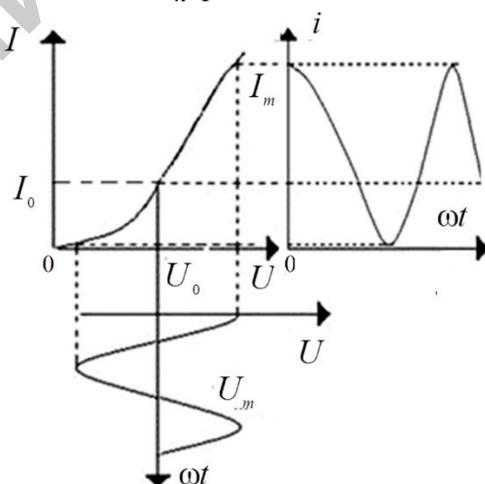


Рис. 4.27. Нелинейный режим без отсечки тока

Из-за нелинейности вольт-амперной характеристики формы напряжения и тока оказываются различными. Это значит, что ток в нелинейном элементе складывается из постоянной составляющей и бесконечного числа гармоник с частотами, кратными частоте воздействия гармоника колебания. Начальные фазы гармоник кратны начальной фазе воздействия.

3. Нелинейный режим с отсечкой тока (рис. 4.28).

В этом случае постоянная составляющая и амплитуды гармоник тока в выходной цепи нелинейного элемента являются функциями угла отсечки. Анализ установленных соотношений показывает, что при линейно-ломаной характеристике нелинейного элемента и гармоническом воздействии на него:

а) число гармонических составляющих реакции бесконечно велико, хотя амплитуды некоторых из них при определенных значениях угла отсечки могут быть равны нулю;

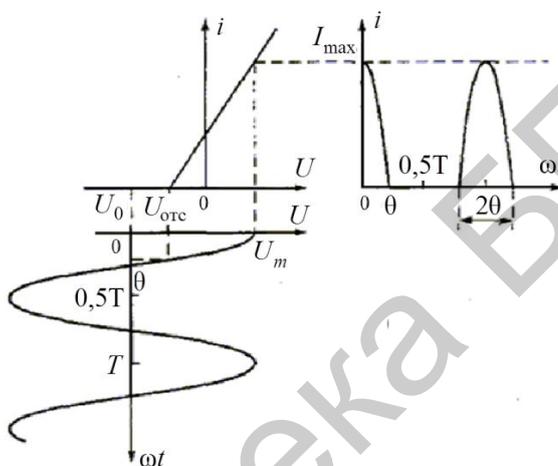


Рис. 4.28. Нелинейный режим с отсечкой тока

б) в общем случае амплитуды гармоник нелинейно зависят от амплитуды гармонического воздействия в силу нелинейного характера зависимости угла отсечки от U_m ;

в) в частном случае, когда рабочая точка U_0 совмещена с точкой излома характеристики $U_{отс}$ и угол отсечки равен $\pi/2$, амплитуды гармоник оказываются прямо пропорциональными амплитуде U_m гармонического воздействия, поскольку при этом условии величина I_{max} прямо пропорциональна U_m , а угол отсечки не изменяется с изменением U_m .

4.7.3. Нелинейное преобразование в радиоэлектронике

Рассмотрим примеры нелинейного преобразования частоты.

1. Пусть на входе НЭ действует только одно напряжение $u = u_0 + U_m \cos \omega t$, тогда при аппроксимации передаточной характеристики степенным полиномом вида

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots + a_n u^n \quad (4.57)$$

ток $i(t)$ в общем виде может быть записан так:

$$i = I_0 + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + I_{m3} \cos 3\omega t + \dots \quad (4.58)$$

Таким образом, при воздействии на НЭ гармоническим сигналом с частотой ω через него протекает ток, в составе которого наряду с первой гармоникой с частотой ω присутствуют все последующие гармоники: $2\omega, 3\omega$ и т. д.

2. На НЭ воздействуют одновременно два гармонических колебания:

$$u_1 = U_{m1} \cos \omega_1 t \quad \text{и} \quad u_2 = U_{m2} \cos \omega_2 t. \quad (4.59)$$

Для упрощения анализа ограничимся аппроксимацией передаточной характеристики полиномом второй степени:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \quad (4.60)$$

На входе НЭ напряжение равно сумме двух напряжений:

$$u_1 + u_2 = U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t, \quad (4.61)$$

тогда ток в цепи определяется выражением

$$i = a_0 + a_1 (u_1 + u_2) + a_2 (u_1 + u_2)^2. \quad (4.62)$$

Определим спектральный состав выходного тока, для этого подставим (4.61) в (4.62). При этом второе слагаемое выражения (4.62) примет вид:

$$a_1 (u_1 + u_2) = a_1 (U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t) = a_1 U_{m1} \cos \omega_1 t + a_1 U_{m2} \cos \omega_2 t. \quad (4.63)$$

Третье слагаемое выражения (4.63):

$$\begin{aligned} a_2 (u_1 + u_2)^2 &= a_2 (U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t)^2 = \\ &= a_2 U_{m1}^2 \cos^2 \omega_1 t + a_2 U_{m2}^2 \cos^2 \omega_2 t + 2a_2 U_{m1} \cos \omega_1 t U_{m2} \cos \omega_2 t = \\ &= a_2 \frac{1}{2} U_{m1}^2 + a_2 \frac{1}{2} U_{m1}^2 \cos 2\omega_1 t + a_2 \frac{1}{2} U_{m2}^2 + a_2 \frac{1}{2} U_{m2}^2 \cos 2\omega_2 t + \\ &+ 2a_2 U_{m1} U_{m2} \frac{1}{2} \cos(\omega_1 + \omega_2)t + 2a_2 U_{m1} U_{m2} \frac{1}{2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t = \\ &+ \frac{1}{2} a_2 (U_{m1}^2 + U_{m2}^2) + \frac{1}{2} a_2 U_{m1}^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} a_2 U_{m2}^2 \cos 2\omega_2 t + \\ &+ a_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_1 + \omega_2)t + a_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t. \end{aligned} \quad (4.64)$$

Можно увидеть, что в спектре выходного тока присутствуют составляющие с частотами: ω_1, ω_2 – исходные колебания; $2\omega_1, 2\omega_2$ – гармоники; $(\omega_1 + \omega_2), (\omega_1 - \omega_2)$ – комбинационные частоты.

Если бы аппроксимация передаточной характеристики проводилась полиномом третьей степени, то в составе выходного тока учитывались бы еще и другие составляющие: $3\omega_1, 3\omega_2, (\omega_1 \pm 2\omega_2), (2\omega_1 \pm \omega_2)$, то есть в общем случае при аппроксимации полиномом n -й степени спектр будет содержать гармоники и составляющие, частоты которых определяются выражением

$$|\pm m\omega_1 \pm l\omega_2|, \quad (4.65)$$

где m и l – целые числа (0, 1, 2, 3, ...), причем $m + l \leq n$, n – степень аппроксимирующего полинома.

В зависимости от нагрузки, типа фильтра на выходе НЭ можно выделить одно или несколько близких по частоте комбинационных колебаний. По такому принципу строятся модуляторы, демодуляторы, преобразователи частоты.

5. АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Аналоговыми сигналами называют непрерывно изменяющиеся во времени электрические сигналы (ток, напряжение), значения которых в каждый момент времени однозначны.

Устройства, формирующие и преобразующие аналоговые сигналы, называют аналоговыми устройствами. Одной из основных функций аналоговых устройств является усиление электрических сигналов.

Усилителем электрических сигналов называется устройство, предназначенное для усиления мощности входного сигнала. Усиление осуществляется активными элементами (биполярными, полевыми транзисторами) за счет потребления энергии от источника питания под действием входного сигнала, и такие усилители называют электронными.

Входной сигнал прикладывается к управляющему входному электроду активного элемента (АЭ) и управляет передачей энергии от источника питания в нагрузку. Принцип действия усилителя на одном транзисторе удобно объяснить с помощью схемы, изображенной на рис. 5.1.

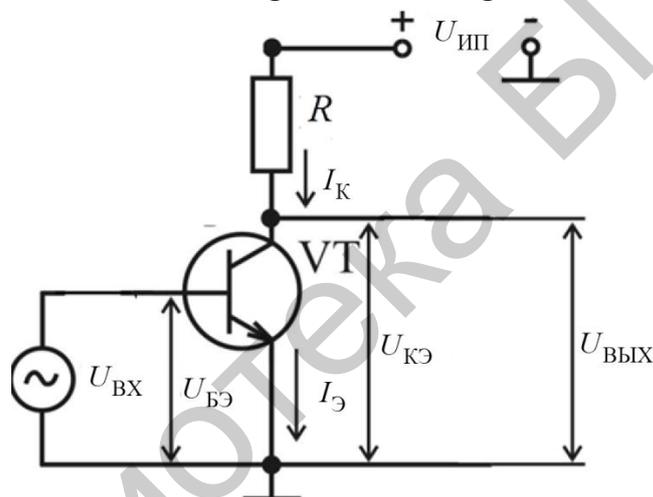


Рис. 5.1. Схема управления сопротивлением активного элемента

Электрическая цепь, по которой управляющий сигнал подается к активному элементу, называется входной цепью, или входом усилителя.

В цепь выходного электрода активного элемента для выделения усиленного сигнала включается нагрузка. Активный элемент и резистор R являются основой любого усилителя, а совместно с источником питания образуют выходную цепь усилителя.

Под действием входного сигнала изменяется сопротивление активного элемента (АЭ) и изменяется ток в последовательной цепи, состоящей из источника питания (ИП), резистора, активного элемента. В результате этого изменяется падение напряжения на резисторе, а также выходное напряжение:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ИП}} - IR = U_{\text{ИП}} - \frac{U_{\text{ИП}}}{R + R_{\text{АЭ}}} R. \quad (5.1)$$

Если сопротивление активного элемента равно нулю, тогда согласно приведенному выражению выходное напряжение усилителя равно нулю.

Если сопротивление активного элемента станет равным бесконечности, то выходное напряжение усилителя станет равным $U_{\text{ип}}$. В процессе изменения входного сигнала сопротивление активного элемента изменяется и принимает некоторые значения в диапазоне от нуля до бесконечности. Выходное напряжение усилителя, повторяя форму входного, будет иметь значения в диапазоне от нуля до напряжения источника питания $U_{\text{ип}}$.

При соответствующем выборе напряжения источника питания и сопротивления нагрузки активного элемента мощность выходного сигнала будет больше мощности, затрачиваемой на управление сопротивлением активного элемента.

Таким образом, процесс усиления основан на преобразовании активным элементом энергии источника питания $U_{\text{ип}}$ в энергию переменного напряжения в выходной цепи при изменении сопротивления активного элемента под действием входного сигнала. Следует отметить, что реальный сигнал имеет маленькую величину (не превышающую десятки милливольт) и для управления сопротивлением активного элемента в схеме рис. 5.1 необходимо добавить цепи смещения для задания постоянных составляющих тока и напряжения в рабочей точке БТ, что будет рассмотрено ниже.

К аналоговым электронным устройствам относятся усилители и устройства на их основе.

Усилители классифицируются по следующим признакам:

1. **По характеру усиливаемых сигналов:** усилители бывают – гармонических колебаний и импульсных сигналов.

2. **По диапазону частот:** усилители постоянного и усилители переменного тока.

3. **В зависимости от полосы пропускания:** усилители переменного тока бывают:

- низкой частоты (УНЧ);
- высокой частоты (УВЧ).

4. **По типу используемых активных элементов:** усилители бывают на биполярных или полевых транзисторах, на интегральных микросхемах и др.

5. **По конструктивным признакам:** усилители на дискретных элементах, на интегральных микросхемах, комбинированные.

6. **По способу соединения (связи) отдельных каскадов** усиления:

- усилители с гальванической связью;
- усилители с резистивно-емкостной связью;
- усилители с трансформаторной и оптронной связью.

Непосредственная, или гальваническая, связь используется в усилителях постоянного тока, где вход последующего каскада соединяют с выходом предыдущего каскада непосредственно или с помощью резисторов. В

усилителях переменного сигнала для связи каскадов используют конденсаторы, резисторы и трансформаторы.

В усилителях мощности для связи каскадов между собой и с нагрузкой иногда используют трансформаторы. Конденсаторы и трансформаторы в усилителях переменного сигнала служат для разделения переменной составляющей напряжения и постоянной составляющей.

7. По способу включения активного усилительного элемента различают три основных типа усилительных каскадов:

- с общим эмиттером (общим истоком);
- с общим коллектором (общим стоком);
- с общей базой (общим затвором).

5.1. Параметры и характеристики усилителей

Коэффициент усиления, или коэффициент передачи, – отношение амплитуды выходного сигнала к амплитуде входного в установившемся режиме при гармоническом входном сигнале. Возможно усиление по напряжению, току или мощности: $K_u = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$ – коэффициент усиления по напряжению; $K_i = I_{\text{ВЫХ}}/I_{\text{ВХ}}$ – коэффициент усиления по току; $K_p = P_{\text{ВЫХ}}/P_{\text{ВХ}}$ – коэффициент усиления по мощности.

Для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления можно определить как произведение коэффициентов усиления отдельных каскадов $K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} \dots K_{un}$ (раз) или сумму коэффициентов усиления, выраженных в децибелах, $K_u = K_{u1} + K_{u2} + \dots + K_{un}$ (дБ).

Входное сопротивление усилителя определяется как отношение амплитуды входного напряжения к амплитуде входного тока: $Z_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ}}/\dot{I}_{\text{ВХ}}$. Характер входного сопротивления (комплексное или активное) зависит от диапазона усиливаемых частот.

Выходное сопротивление определяется между выходными зажимами при отключенном сопротивлении нагрузки как отношение амплитуды выходного напряжения к амплитуде выходного тока: $Z_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}}/\dot{I}_{\text{ВЫХ}}$.

Выходная мощность – мощность гармонического сигнала на выходе усилителя при работе на расчетную нагрузку и заданном коэффициенте гармоник или нелинейных искажений

Коэффициент полезного действия (КПД) – отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания $\eta = (P_{\text{ВЫХ}}/P_0)100\%$.

Чувствительность (номинальное входное напряжение) – амплитуда напряжения сигнала, который нужно подать на вход усилителя, чтобы получить на выходе сигнал с заданной мощностью.

Динамический диапазон – отношение наибольшего допустимого значения входного напряжения к его наименьшему допустимому значению $D = U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}}$.

Диапазон усиливаемых частот (полоса пропускания) – разность между верхней и нижней граничными частотами $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$, в которой коэффициент усиления изменяется по определенному закону с заданной точностью.

Коэффициент гармоник позволяет оценить нелинейные искажения усилителя в процентах:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}} 100 \% , \quad (5.2)$$

где P_1, P_2, \dots, P_n – мощности гармонических составляющих выходного сигнала (nf_1) при синусоидальном входном сигнале с частотой f_1 . Гармоники входного сигнала возникают в выходном спектре из-за нелинейности вольт-амперных характеристик активных элементов усилителя, а также при ограниченном значении напряжения питания.

Линейные искажения определяются зависимостями параметров транзисторов от частоты и реактивными элементами усилительных устройств. Линейные искажения бывают трех видов: частотные, фазовые и переходные.

Амплитудная характеристика (АХ) (рис. 5.2) – это зависимость амплитуды (или действующего значения) напряжения первой гармоники выходного сигнала от амплитуды (или действующего значения) напряжения гармонического входного сигнала. Для идеального усилителя $U_{\text{вых}} = K_{\text{и}} U_{\text{вх}}$, поэтому АХ линейна и проходит через начало координат (штриховая линия), наклон характеристики к оси абсцисс определяется коэффициентом усиления.

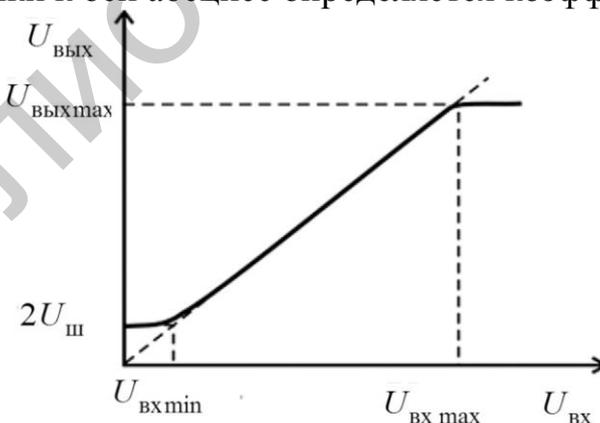


Рис. 5.2. Амплитудная характеристика усилителя

При малых входных сигналах нелинейность АХ определяется влиянием помех (шумы усилителя, наводки, фон и т. д.), которые приводят к наличию выходного сигнала при отсутствии входного. При превышении входного напряжения значения $U_{\text{вх max}}$ влияние оказывает нелинейность ВАХ активного элемента и ограниченное напряжение питания $U_{\text{ип}}$.

По АХ легко определить динамический диапазон усилителя.

Минимальной амплитудой напряжения входного сигнала следует считать такое ее значение, при котором амплитуда напряжения выходного сигнала в два раза превышает амплитуду напряжения шумов на выходе усилителя. Максимальная амплитуда напряжения входного сигнала ограничивается допустимым уровнем коэффициента гармоник.

Амплитудно-частотная характеристика определяет зависимость модуля коэффициента усиления от частоты гармонического сигнала на входе усилителя. На рис. 5.3 представлена типичная АЧХ резистивного усилителя переменного тока.

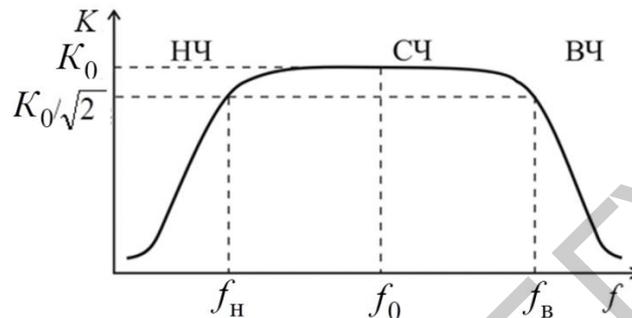


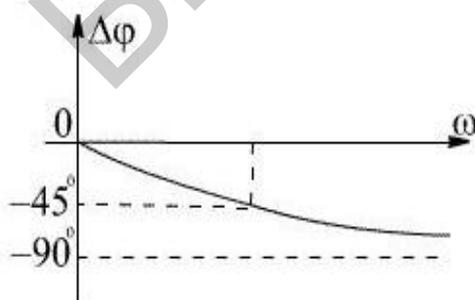
Рис. 5.3. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

В полосе пропускания усилителя или области средних частот (СЧ) коэффициент усиления можно считать постоянной величиной.

Частоты, на которых коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз относительно своего значения K_0 в области СЧ, определяют нижнюю f_H и верхнюю f_B границы полосы пропускания усилителя и называются **граничными частотами**. Для определенности величину K_0 находят на частоте $f_0 = \sqrt{f_H f_B}$.

Уменьшение модуля коэффициента усиления в области низких частот (НЧ) обусловлено наличием разделительных и блокировочных конденсаторов в схемах усилителей. Поведение АЧХ в области высоких частот (ВЧ) определяется частотными свойствами транзисторов, влиянием емкости монтажа и комплексного характера сопротивления нагрузки.

Фазочастотная характеристика (рис. 5.4) — это зависимость угла сдвига фазы φ между выходным и входным напряжениями от частоты. Ухо человека



не реагирует на изменения фазы гармонических сигналов, поэтому ФЧХ редко используется для описания электроакустических устройств. Фазовая характеристика важна в широкополосных усилителях, например, телевизионных, или усилителях современных радиочастотных трактов цифровых систем передачи.

Рис. 5.4. ФЧХ усилителя

Идеальный вид ФЧХ представляется прямой линией.

Переходная характеристика (ПХ) устанавливает зависимость мгновенного значения напряжения на выходе усилителя от времени при бесконечно быстром скачкообразном изменении входного сигнала, оценивает искажения формы усиливаемых импульсных сигналов, которые обусловлены реактивными элементами схемы усилителя. На рис. 5.5 представлена нормированная ПХ усилителя.

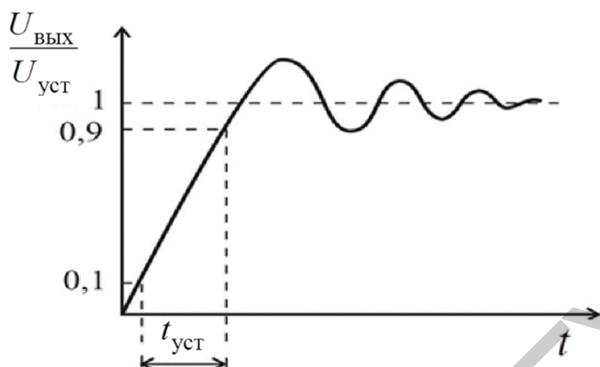


Рис. 5.5. Нормированная ПХ усилителя

Время установления связано с верхней граничной частотой следующей зависимостью $t_{уст} = 0,35 / f_{в}$. ПХ усилителя связана с его АЧХ, причем поведение АЧХ в области ВЧ определяет поведение ПХ в области малого времени и наоборот.

5.2. Способы задания режима работы биполярного транзистора по постоянному току

Схема с фиксированным током базы. Для решения задачи управления транзистором при изменении входного сигнала необходимо задать режим работы биполярного транзистора (БТ) по постоянному току. В схеме усилителя с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 5.6) рабочий режим задается с помощью резисторов R_B , R_K и источника питания $U_{ИП}$.

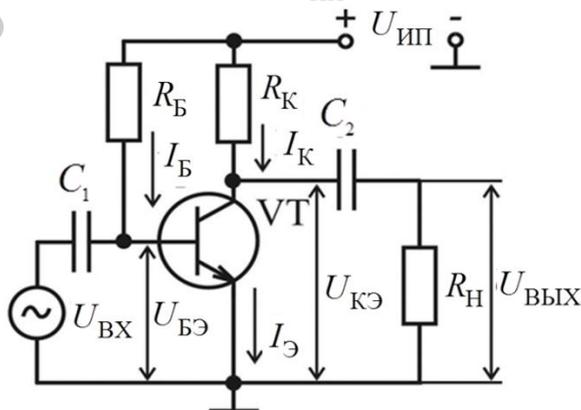


Рис. 5.6. Усилитель с фиксированным током базы

Схему можно описать системой уравнений для токов и напряжений во входной и выходной цепи:

$$U_{\text{ИП}} = I_{\text{Б}} \cdot R_{\text{Б}} + U_{\text{БЭ}}; \quad (5.3)$$

$$U_{\text{ИП}} = I_{\text{К}} \cdot R_{\text{К}} + U_{\text{КЭ}}, \quad (5.4)$$

где $U_{\text{БЭ}} \approx 0,6-0,7 \text{ В}$ (напряжение на открытом эмиттерном переходе кремниевого БТ), то есть $U_{\text{БЭ}} \ll U_{\text{ИП}}$, поэтому ток в цепи базы $I_{\text{Б}} \approx U_{\text{ИП}}/R_{\text{Б}}$ не зависит от параметров транзистора, а определяется параметрами входной цепи. Для полного описания схемы необходимо добавить уравнение связи между токами $I_{\text{К}}$ и $I_{\text{Б}}$:

$$I_{\text{К}} = h_{21Э} I_{\text{Б}} + I_{\text{КБ0}}. \quad (5.5)$$

Изменяя внешние элементы схемы ($R_{\text{Б}}$ и $R_{\text{К}}$), можно задавать токи покоя базы $I_{\text{Б}}$ и коллектора $I_{\text{К}}$. Принимая в качестве исходных данных параметры транзистора и рекомендованный в справочнике режим работы ($I_{\text{К}}, U_{\text{К}}$), можно рассчитать величину сопротивлений $R_{\text{Б}}$ и $R_{\text{К}}$.

Схема с фиксированным напряжением базы. Режим по постоянному току задается с помощью резисторов $R_1, R_2, R_{\text{К}}$ и источника питания $U_{\text{ИП}}$ (рис. 5.7).

Напряжение на базе транзистора задается с помощью базового делителя.

$$U_{\text{Б}} \approx \frac{U_{\text{ИП}} R_2}{R_1 + R_2}. \quad (5.6)$$

В такой схеме для уменьшения температурной зависимости необходимо выбрать $I_{\text{Д}} = (5 - 10) I_{\text{Б}}$.

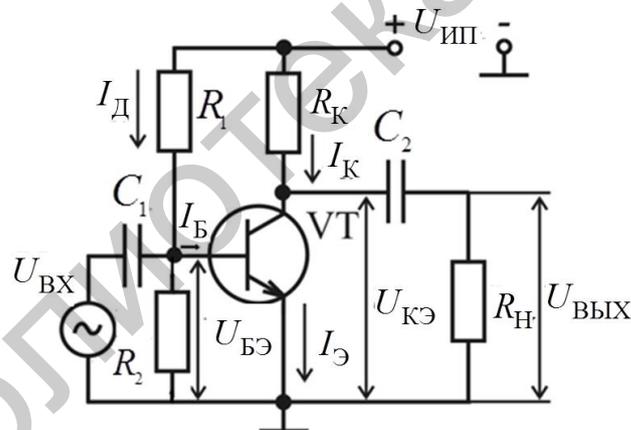


Рис. 5.7. Усилитель с фиксированным напряжением базы

Недостатками рассмотренных 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 $I_{\text{К}}$, 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.

Для температурной стабилизации рабочей точки транзисторов усилительных каскадов используется отрицательная обратная связь по постоянному току или напряжению.

Схема с коллекторной стабилизацией. На рис. 5.8 представлена схема с коллекторной стабилизацией, в которой резистор R_B подключается к коллектору транзистора с напряжением $U_{КЭ}$, тогда

$$I_B \approx \frac{U_{ИП} - I_K \cdot R_K - U_{КЭ} - U_{БЭ}}{R_B} \approx \frac{U_{КЭ}}{R_B} . \quad (5.7)$$

При повышении температуры коллекторный ток увеличивается, следовательно, коллекторное напряжение $U_{КЭ}$ уменьшается, а значит, уменьшается ток базы I_B , что приводит к уменьшению коллекторного тока I_K .

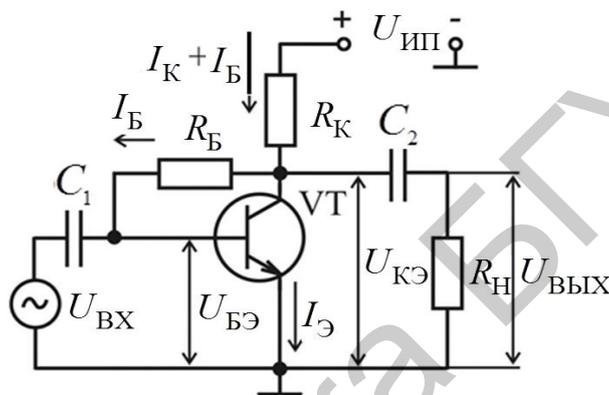


Рис. 5.8. Схема усилителя с коллекторной стабилизацией

Эти два фактора частично компенсируют друг друга, поэтому рабочая точка стремится вернуться в исходное положение, то есть имеет место *отрицательная обратная связь по напряжению*.

Схема усилителя с эмиттерной стабилизацией. Наиболее эффективной является схема с эмиттерной стабилизацией рабочей точки (рис. 5.9).

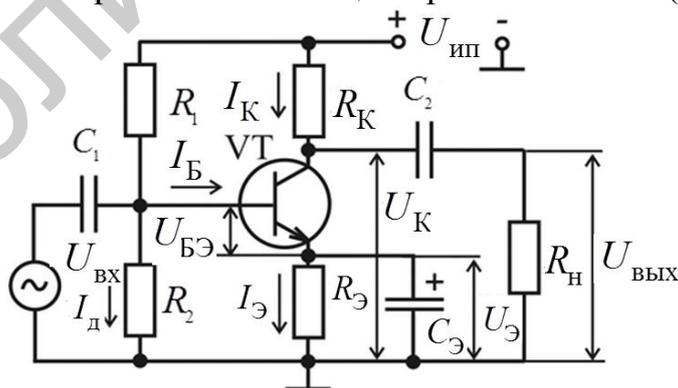


Рис. 5.9. Схема усилителя с эмиттерной стабилизацией режима работы БТ

В этой схеме повышение температуры за счет температурных свойств транзистора приводит к увеличению тока I_K , что вызывает уменьшение

напряжения на коллекторе U_K и увеличение эмиттерного тока $I_{\text{Э}} = I_K + I_B$. В результате увеличивается падение напряжения на резисторе $R_{\text{Э}}$.

Поскольку потенциал базы транзистора $U_B = U_{R_2} = I_{\text{д}} R_2$ зафиксирован делителем напряжения R_1, R_2 , то напряжение между базой и эмиттером $U_{B\text{Э}}$ уменьшается,

$$U_{B\text{Э}} = U_{R_2} - I_{\text{Э}} R_{\text{Э}} \approx \frac{U_{\text{ИП}} \cdot R_2}{R_1 + R_2} - I_{\text{Э}} R_{\text{Э}}, \quad (5.8)$$

что приведет к уменьшению тока базы I_B , а значит, и коллекторного тока I_K .

Происходит частичная взаимная компенсация этих двух факторов, влияющих на рабочую точку транзистора, поэтому ее положение практически не изменяется, что говорит о *наличии отрицательной обратной связи по постоянному току* (для медленно изменяющегося температурного влияния).

Наличие резистора $R_{\text{Э}}$ – резистора обратной связи – при отсутствии конденсатора $C_{\text{Э}}$ не только стабилизирует рабочую точку по постоянному току, но и изменяет работу каскада по переменному току. Для схемы изменяющийся входной сигнал также является дестабилизирующим фактором. Переменная составляющая эмиттерного тока с амплитудой $I_{m\text{Э}}$ создает на резисторе $R_{\text{Э}}$ падение напряжения, которое уменьшает амплитуду переменной составляющей напряжения. Для устранения этого нежелательного эффекта параллельно $R_{\text{Э}}$ включают $C_{\text{Э}}$. Емкостное сопротивление много меньше $R_{\text{Э}}$ в рабочем диапазоне частот, поэтому образование отрицательной обратной связи для переменного сигнала не происходит и полностью реализуются усилительные свойства транзистора.

5.3. Эквивалентная схема усилительного каскада с общим эмиттером

Для анализа процессов, происходящих в усилителе с общим эмиттером (ОЭ) и вывода расчетных соотношений, определяющих параметры усилителя, необходимо представление усилителя в виде эквивалентной схемы. Это позволяет провести вывод расчетных соотношений и расчет параметров усилителя (коэффициенты усиления по току K_I , напряжению K_U и мощности K_P ; входное $R_{\text{вх}}$ и выходное $R_{\text{вых}}$ сопротивления).

В эквивалентной схеме усилителя с ОЭ (рис. 5.10, б) связи между элементами показаны для цепей протекания переменного тока. Расчет параметров каскада производится для области средних частот усиления, где зависимость параметров от частоты минимальна и не учитывается в расчетах.

При таком подходе считаем, что сопротивления всех емкостей в схеме пренебрежимо малы в рабочей полосе частот и представляют собой короткое замыкание. При этом из рассмотрения также исключается $R_{\text{Э}}$, а сопротивления R_1 и R_2 , а также R_K и R_H включены попарно параллельно друг другу, поскольку сопротивление источника питания близко к нулю.

Биполярный транзистор представлен трехточечной Т-образной схемой замещения, в которой $C_{\text{к}}^* = C_{\text{к}}(1 + h_{21\text{Э}})$, $r_{\text{к}}^* = r_{\text{к}} / (1 + h_{21\text{Э}})$. Большая величина емкости

C_k^* вызвана эффектом Миллера за счет действия отрицательной обратной связи, при которой увеличение сигнала в выходной цепи усилителя с ОЭ приводит к росту эквивалентной емкости в $(1+h_{21э})$ раз в цепи коллектора и уменьшению рабочего диапазона частот.

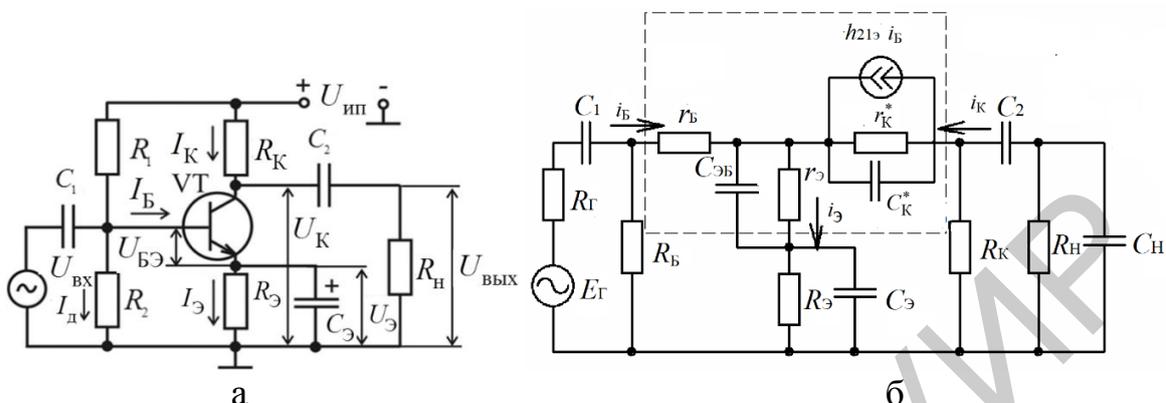


Рис. 5.10. Принципиальная схема (а) и полная эквивалентная схема (б) усилителя с ОЭ и эмиттерной стабилизацией

Входной сигнал поступает на базу транзистора от генератора напряжения с внутренним сопротивлением R_{Γ} .

Цепь базы транзистора представлена на эквивалентной схеме объемным сопротивлением активной области базы $r_{\text{Б}}$, составляющим единицы-сотни ом. Эмиттерный переход представлен дифференциальным сопротивлением $r_{\text{Э}}$, лежащим в пределах единиц-десятков ом. Закрытый коллекторный переход представлен дифференциальным сопротивлением $r_{\text{К}}$, составляющим сотни килоом. Из эквивалентной схемы можно получить следующие соотношения:

1. Значение $U_{\text{ВЫХ}}$ определяется выражением $U_{\text{ВЫХ}} = -h_{21э} I_{\text{Б}} (R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}})$, где знак минус указывает на то, что выходное напряжение находится в противофазе со входным напряжением. Ток базы определяется выражением

$$I_{\text{Б}} = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma}}, \quad (5.9)$$

тогда

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = -h_{21э} \frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma}}. \quad (5.10)$$

2. Выходное сопротивление усилительного каскада определяется параллельным включением сопротивления $R_{\text{К}}$ и выходным сопротивлением самого транзистора, близким по величине к $r_{\text{К}}$. Обычно $r_{\text{К}} \gg R_{\text{К}}$, и считается, что выходное сопротивление определяется величиной резистора $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_{\text{К}}$ и составляет единицы килоом.

В идеальном усилителе напряжения ($R_{\Gamma} = 0$), который работает в режиме холостого хода ($R_{\text{Н}} = \infty$), коэффициент усиления будет максимальным и равным

$$K_U \approx -h_{21э} \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{ВХ}}}. \quad (5.11)$$

3. Входное сопротивление каскада представляет собой сопротивление параллельного соединения резисторов R_1 , R_2 и сопротивления входной цепи транзистора $r_{\text{вх}}$,

$$R_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\text{вх}}.$$

Сопротивление входной цепи транзистора определяется как $r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{БЭ}}}{I_{\text{Б}}}$.

Учитывая, что через сопротивление $r_{\text{б}}$ протекает ток $I_{\text{Б}}$, а через сопротивление $r_{\text{э}}$ – ток $(1+h_{21Э})I_{\text{Б}}=I_{\text{Э}}$, получим

$$r_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{Б}}[r_{\text{б}} + (1+h_{21Э})r_{\text{э}}]}{I_{\text{Б}}} = r_{\text{б}} + (1+h_{21Э})r_{\text{э}}. \quad (5.12)$$

Тогда входное сопротивление усилительного каскада определяется выражением

$$R_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{\text{б}} + (1+h_{21Э})r_{\text{э}}]. \quad (5.13)$$

Значение $R_{\text{вх}}$ для каскада с ОЭ составляет сотни ом или единицы килоом.

Если резистор $R_{\text{э}}$ в схеме не зашунтирован по переменному току конденсатором $C_{\text{э}}$, то последовательно с $r_{\text{э}}$ в эквивалентной схеме усилителя необходимо включать сопротивление $R_{\text{э}}$. Входное сопротивление в этом случае определяется выражением

$$R_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{\text{б}} + (r_{\text{э}} + R_{\text{э}})(1+h_{21Э})]. \quad (5.14)$$

Очевидно, что при исключении $C_{\text{э}}$ в усилителе возникает отрицательная обратная связи по переменному току, которая увеличивает входное сопротивление усилительного каскада и уменьшает его усиление до величины порядка 2–5. Включение низкоомного делителя R_1 , R_2 , улучшающего температурную стабильность усилителя, значительно снижает его входное сопротивление.

4. Коэффициент усиления по току определяется отношением тока в нагрузке $I_{\text{Н}}$ ко входному току $I_{\text{вх}}$, $K_I = I_{\text{Н}}/I_{\text{вх}}$. Ток в базе и ток в нагрузке определяются следующими выражениями:

$$I_{\text{Б}} = I_{\text{вх}} \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}}; \quad I_{\text{Н}} = -h_{21Э} I_{\text{Б}} \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}}. \quad (5.15)$$

Подставив полученные соотношения в выражение для коэффициента усиления по току, получим

$$K_I = -h_{21Э} \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}} \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}}. \quad (5.16)$$

В идеальном усилителе тока ($R_{\Gamma} = \infty$), который работает в режиме короткого замыкания ($R_{\text{Н}} = 0$), имеем $K_I = -h_{21Э}$.

При работе усилителя в области НЧ сопротивления конденсаторов $C_{\text{р1}}$, $C_{\text{р2}}$ на низких частотах возрастают, что приводит к потере сигнала на емкостных сопротивлениях и уменьшению коэффициента усиления. Одновременно возрастают частотные искажения сигнала.

5. Коэффициент частотных искажений, вносимый разделительным конденсатором, определяется следующим выражением:

$$M_{H_{C_{p1}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H \tau_H C_{p1}} \right)^2}, \quad (5.17)$$

где $\tau_{H_{C_{p1}}} = C_{p1} (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}})$ – постоянная времени входной цепи усилительного каскада. Для C_{p2} коэффициент частотных искажений определяется выражением

$$M_{H_{C_{p2}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H \tau_H C_{p2}} \right)^2}, \quad (5.18)$$

где $\tau_{H_{C_{p2}}} = C_{p2} (R_{\text{вых}} + R_H) \approx C_{p2} (R_K + R_H)$.

Величина C_3 также оказывает существенное влияние на величину K_u в области НЧ. С уменьшением частоты емкостное сопротивление C_3 возрастает, что приводит к росту влияния отрицательной обратной связи и уменьшению усиления.

На ВЧ существенное влияние оказывают частотные свойства самого транзистора, в частности, величина его емкости C_K^* , которая включена параллельно нагрузке и с ростом частоты уменьшает полное сопротивление нагрузки усилителя. Коэффициент частотных искажений в области высших частот на частоте f_B для каскада ОЭ можно оценить как $M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}$, где

$\tau_B = \tau_{\beta} + (C_H + C_K(1 + h_{21Э}))(R_K + R_H)$; $\tau_{\beta} = \frac{1}{2\pi f_{гр}}$ – постоянная времени БТ на

граничной частоте; C_K – величина емкости коллекторного перехода для схемы ОБ; C_H – величина емкости нагрузки.

5.4. Усилительный каскад по схеме с общей базой

Анализ работы усилительного каскада с общей базой (ОБ) (рис. 5.11) по входным и выходным характеристикам проводится аналогично анализу работы каскада с ОЭ. Особенностью работы усилителя с ОБ можно считать то, что при подаче на вход усилителя положительной полуволны входного сигнала ток эмиттера и ток коллектора будут уменьшаться.

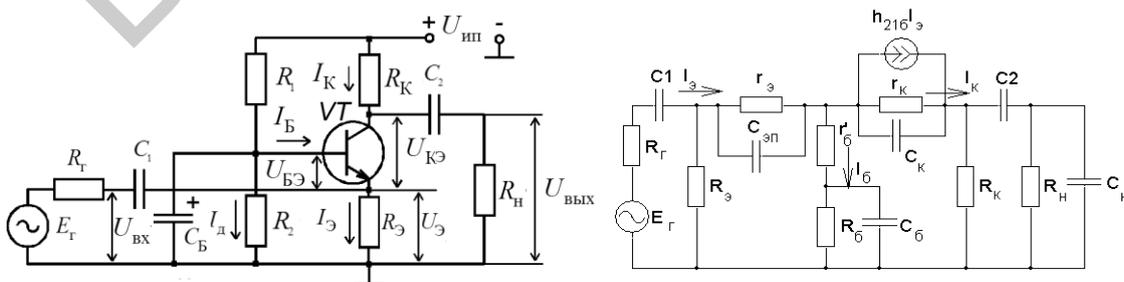


Рис. 5.11. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы усилителя на БТ с ОБ

При этом происходит уменьшение напряжения на R_K и увеличение напряжения $U_{КБ}$, что приводит к формированию положительной полуволны выходного напряжения $U_{вых}$. Вследствие этого схема с ОБ в отличие от схемы с ОЭ не инвертирует входной сигнал. Выходные характеристики транзистора в схеме с ОБ более линейны, чем в схеме с ОЭ, поэтому нелинейные искажения в каскаде с ОБ меньше, чем в каскаде с ОЭ.

Принципиальная схема усилителя с ОБ по постоянному току полностью эквивалентна рассмотренной ранее схеме с эмиттерной стабилизацией. Отличие состоит в том, что режим ОБ по переменному току в этой схеме реализуется конденсатором C_B . В эквивалентной схеме C_B шунтирует параллельно включенные сопротивления R_1 и R_2 , обозначенные как R_B и, как и для схемы ОЭ, эти элементы можно не учитывать при анализе в области средних частот.

Из эквивалентной схемы можно получить следующие соотношения:

1. Коэффициент усиления по напряжению определяется как отношение амплитуды выходного сигнала к амплитуде входного сигнала и приводится к виду

$$K_U \approx h_{21Б} \frac{R_K \parallel R_H}{R_{Г} + R_{ВХ}}. \quad (5.19)$$

Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОБ существенно зависит от сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления источника сигнала. При $R_{Г} \rightarrow 0$ и достаточно большом R_H коэффициент усиления по напряжению каскада ОБ приближается к величине K_U каскада ОЭ. Если же использовать последовательное соединение нескольких каскадов с ОБ, то нагрузкой предыдущего каскада является очень малое входное сопротивление последующего каскада, в связи с этим получить большой коэффициент по напряжению не удастся.

2. Входное сопротивление каскада определяется как параллельное соединение $R_{Э}$ и входного сопротивления транзистора:

$$R_{ВХ} = R_{Э} \parallel [r_{Э} + (1 - h_{21Б})r_{Б}]. \quad (5.20)$$

где $r_{ВХОБ} = [r_{Э} + (1 - h_{21Б})r_{Б}]$ и определяется, как и ранее, из эквивалентной схемы замещения транзистора.

Величина входного сопротивления каскада определяется преимущественно сопротивлением эмиттерной области транзистора $r_{Э}$ и составляет десятки ом (10–50 Ом).

3. Выходное сопротивление каскада с ОБ определяется, как и у каскада с ОЭ, сопротивлением резистора R_K . При небольшом его значении $R_K \ll r_{К} \dots$

$$R_{ВЫХ} = R_K \quad (5.21)$$

и составляет единицы-десятки килоом. Если R_K соизмеримо с $r_{К}$, то $R_{ВЫХ} = R_K \parallel r_{К}$.

4. Коэффициент усиления по току в схеме с ОБ меньше единицы. Порядок расчета такой же, как в схеме с ОЭ.

Выходной сигнал

$$I_{К} = h_{21Б} I_{Э}. \quad (5.22)$$

Входной сигнал поступает непосредственно в цепь эмиттера транзистора, поэтому усиление по току меньше единицы и определяется выражением

$$K_I \approx h_{21Б} \frac{R_K}{R_K + R_H} < 1. \quad (5.23)$$

Коэффициент частотных искажений для области НЧ в каскаде ОБ определяется влиянием разделительных конденсаторов C_{p1} , C_{p2} и рассчитывается по тем же формулам, что и для схемы с ОЭ. Общий коэффициент равен $M_H = M_{H_{C_{p1}}} + M_{H_{C_{p2}}}$ (дБ). Наибольшие частотные искажения вносятся входной цепью, так как $R_{вхОБ} \ll R_{ввых}$, где $R_{ввых}$ – выходное сопротивление предыдущего каскада.

Коэффициент частотных искажений в области ВЧ определяется, как и в схеме ОЭ, и он значительно меньше, чем в каскаде с ОЭ. Каскад с ОБ характеризуется: малым входным сопротивлением (десятки ом); относительно высоким выходным сопротивлением (единицы-десятки килоом); коэффициентом усиления по току, меньшим единицы; коэффициентом усиления по напряжению, зависящим от сопротивления нагрузки; малыми нелинейными искажениями.

5.5. Усилительный каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

Схема усилительного каскада с общим коллектором (ОК) приведена на рис. 5.12, а. Для схем с ОК коллектор через очень малое внутреннее сопротивление источника питания по переменному сигналу (емкость источника питания велика) соединен с землей, при этом вывод коллектора является общим для входной и выходной цепей усилителя.

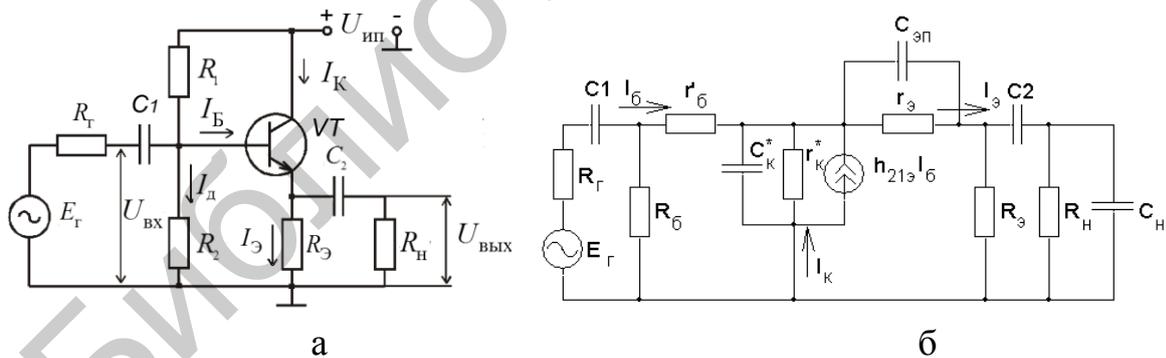


Рис. 5.12. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы усилителя на БТ с ОК

Резистор нагрузки включен в эмиттерную цепь. При этом из схемы каскада с ОК можно увидеть, что

$$U_{вх} = U_{БЭ} + U_{ввых}. \quad (5.24)$$

Поскольку для переменного тока сопротивление прямосмещенного перехода очень мало (единицы ом), то выходное напряжение приблизительно равно входному. В связи с этим каскад с ОК называют эмиттерным повторителем. Поскольку R_E не зашунтирован конденсатором (как в схеме с

ОЭ), в усилителе с ОБ действует глубокая отрицательная ОС по постоянному току. Температурная стабилизация в каскаде ОК обеспечивается резистором R_3 .

Начальный ток смещения в режиме покоя, то есть при $U_{\text{ВХ}}=0$, задают с помощью R_1 , R_2 и R_3 таким, чтобы рабочая точка в режиме покоя находилась примерно посередине линейного участка входной характеристики. Разделительные конденсаторы выполняют те же функции, что и в каскаде с ОЭ.

Расчет каскада по постоянному току проводят по аналогии с каскадом с ОЭ. Исходя из эквивалентной схемы, представленной на рис. 5.12, б, можно отметить следующие характеристики усилителя с ОК.

1. Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОК относительно входного генератора равен $K_U = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$:

$$K_U = \frac{I_3 R_3 \parallel R_H}{I_B (R_{\text{ВХ}} + R_\Gamma)} \approx (1 + h_{21Э}) \frac{R_3 \parallel R_H}{R_{\text{ВХ}} + R_\Gamma}. \quad (5.25)$$

2. Коэффициент усиления по току равен

$$K_I = I_H / I_{\text{ВЫХ}}, \quad (5.26)$$

где $I_H = (1 + h_{21Э}) I_B \frac{R_3 \parallel R_H}{R_H}$; $I_B = I_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВХ}}}{r_{\text{ВХ}}}$,

следовательно,

$$K_I = (1 + h_{21Э}) \frac{R_{\text{ВХ}}}{r_{\text{ВХ}}} \frac{R_3 \parallel R_H}{R_H} \approx (1 + h_{21Э}) \frac{R_3}{R_3 + R_H}. \quad (5.27)$$

Анализ выражения показывает, что каскад с ОК имеет коэффициент усиления по току больше, чем каскады с ОЭ и ОБ.

3. Входное сопротивление каскада ОК определяется параллельным соединением резисторов R_1 , R_2 и сопротивлением входной цепи транзистора $r_{\text{ВХ}}$:

$$R_{\text{ВХ}} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{\text{ВХ}}. \quad (5.28)$$

Входное сопротивление цепи транзистора равно

$$r_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} / I_B = r_B + (1 + h_{21Э})(r_3 + R_3 \parallel R_H). \quad (5.29)$$

Очевидно, что сопротивление входной цепи транзистора $r_{\text{ВХ}}$ и входное сопротивление всего каскада с ОК больше чем в схеме с ОЭ и достигает 200–300 кОм. Высокое входное сопротивление является одним из главных преимуществ каскада с ОК. Это требуется в случае применения каскада в качестве согласующего устройства при работе от источника входного сигнала с большим внутренним сопротивлением.

4. Выходное сопротивление каскада с ОК представляет собой сопротивление схемы со стороны эмиттера и определяется следующим образом:

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_3 \parallel \left[r_3 + \frac{r_B + R_\Gamma \parallel R_1 \parallel R_2}{1 + h_{21Э}} \right] \approx R_3 \parallel \left[r_3 + \frac{r_B + R_\Gamma}{1 + h_{21Э}} \right] \approx r_3 + \frac{r_B + R_\Gamma}{1 + h_{21Э}}. \quad (5.30)$$

Выходное сопротивление каскада с ОК имеет малую величину и сильно зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала. Малое выходное сопротивление очень важно при использовании каскада в качестве согласующего устройства для работы на низкоомную нагрузку.

В целом усилитель с ОК характеризуется: высоким входным сопротивлением (порядка сотен килоом), зависящим от сопротивления нагрузки; низким выходным сопротивлением (порядка единиц ом), зависящим от внутреннего сопротивления источника сигнала; высоким коэффициентом усиления по току; коэффициентом усиления по напряжению, меньшим единицы; совпадением по фазе входного и выходного напряжений.

5.6. Усилительные каскады на полевых транзисторах

Одним из существенных отличий полевых транзисторов (ПТ) от биполярных является малая величина тока во входной цепи (10^{-8} А для транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом, а для полевых транзисторов с изолированным затвором еще на несколько порядков меньше), вследствие чего их входное сопротивление на низких частотах лежит в диапазоне 10^9-10^{13} Ом. Это приводит к тому, что усилительные каскады на полевых транзисторах управляются напряжением, которое прикладывается к закрытому $p-n$ -переходу (транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом) или к затвору (транзисторы с изолированным затвором).

Полевые транзисторы имеют три схемы включения: с общим истоком; общим стоком; общим затвором. Каскад с общим затвором обладает низким входным сопротивлением, в связи с чем используется очень редко. Рассмотрим наиболее часто используемые схемы включения с общим истоком для основных типов транзисторов: с управляющим $p-n$ -переходом и МДП-транзистора.

Полярность напряжения источника питания $U_{ИП}$ определяется типом канала транзистора (для канала n -типа $U_{ИП}$ положительно; для канала p -типа $U_{ИП}$ отрицательно).

Резистор R_3 (рис. 5.13, а) осуществляет гальваническую связь затвора с общей шиной, то есть обеспечивает в режиме покоя нулевой потенциал затвора.

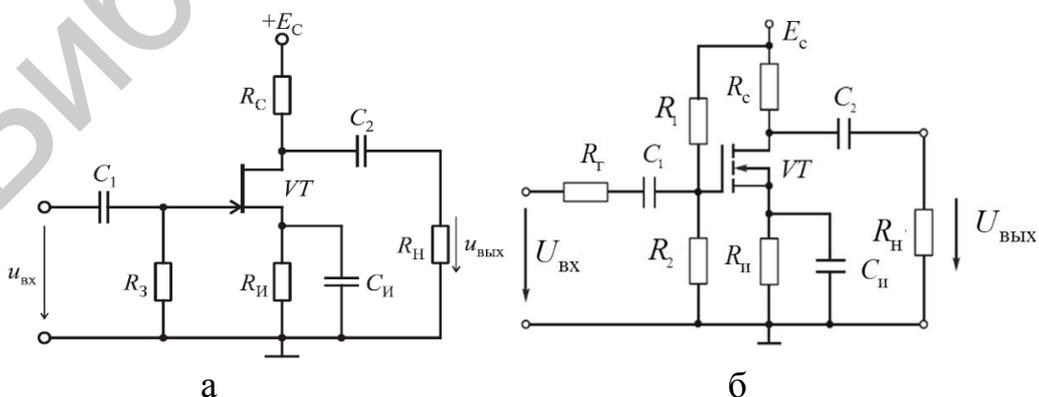


Рис. 5.13. Принципиальные схемы усилителей:

а – на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом;

б – на МДП-транзисторе с индуцированным каналом

Это необходимо для создания между затвором и истоком напряжения, соответствующего обратному смещению p - n -перехода затвор – исток. В такой схеме потенциал затвора оказывается ниже потенциала истока на величину падения напряжения на резисторе $R_{И}$ от протекания постоянной составляющей тока I_{C0} . В связи с этим напряжение $U_{зИ0}$ является отрицательным.

$$U_{зИ0} = \frac{U_{ИП}}{R_1 + R_3} R_3 - I_{C0} R_{И}. \quad (5.31)$$

Требуемую величину $R_{И}$ для заданного тока покоя I_{C0} определяют с помощью сток-затворной вольт-амперной характеристики транзистора.

Рабочая точка в режиме покоя обычно выбирается на середине линейного участка сток-затворной характеристики, что обеспечивает минимальные нелинейные искажения. Выбрав положение рабочей точки, находят сопротивление резистора $R_{И}$:

$$R_{И} = \frac{|U_{зИ0}|}{I_{C0}}. \quad (5.32)$$

Источник входного сигнала $E_{Г}$ через разделительный конденсатор C_{P1} подключается ко входу усилительного каскада, а нагрузка через разделительный конденсатор C_{P2} подключается к стоку транзистора. Цепочка $R_{И} - C_{И}$ называется звеном автоматического смещения и обеспечивает стабильное отрицательное напряжение $U_{зИ0}$ для режима покоя. Кроме того, конденсатор $C_{И}$ устраняет отрицательную обратную связь по переменному току, и его сопротивление на самой низкой частоте усиливаемого напряжения должно быть во много раз меньше сопротивления резистора $R_{И}$. Емкость конденсатора $C_{И}$ рассчитывается по формуле

$$C_{И} = \frac{10..20}{2\pi f_{н} R_{И}}, \quad (5.33)$$

где $f_{н}$ – самая низкая частота усиливаемого сигнала.

В схеме, изображенной на рис. 5.13, б, назначение элементов практически идентично схеме с ОЭ на БТ. Отличие состоит в том, что в схеме с полевым транзистором (ПТ) напряжение в рабочей точке должно быть больше, чем $U_{пор}$ (от 3–5 В до 0,8 В для современных транзисторов). Кроме того, в схеме с ПТ возможно полностью исключить из схемы цепь $R_{И} - C_{И}$. При этом температурные свойства усилителя практически не ухудшатся, так как ПТ имеет лучшие температурные свойства и может использоваться без $R_{И}$, которое создает термостабилизирующий эффект за счет введения отрицательной обратной связи (ООС).

Параметры усилителя в схеме с общим истоком можно рассмотреть из следующих соображений.

На средних частотах **входное сопротивление** каскада с общим истоком однозначно определяется величиной R_3 (или входным сопротивлением МДП – транзистора совместно с сопротивлениями делителя $R_1 R_2$) и обычно лежит в пределах единиц мегаом.

Выходное сопротивление каскада с общим истоком определяется сопротивлением параллельно соединенных R_i и R_C :

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_i \parallel R_C \approx R_C. \quad (5.34)$$

При работе в области высоких частот необходимо учитывать входную и выходную емкости каскада. При этом $R_{\text{ВЫХ}} \ll R_{\text{ВХ}}$, что является важным преимуществом усилительных каскадов на полевых транзисторах.

Коэффициент усиления по напряжению для средних частот будет равен

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_C R_C}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{S U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \frac{R_i R_C}{R_i + R_C} = S(R_i \parallel R_C). \quad (5.35)$$

Для получения максимального коэффициента усиления в диапазоне средних частот необходимо обеспечить работу каскада на высокоомную нагрузку и включить в цепи стока резистор R_C с большим сопротивлением.

5.7. Многокаскадные усилители

Многокаскадные усилители состоят из нескольких последовательно соединенных одиночных усилительных каскадов.

В блок-схеме многокаскадного усилителя (рис. 5.14) **первый входной каскад** предназначен для согласования сопротивления источника входного сигнала со входным сопротивлением усилителя при одновременном усилении входного сигнала по току или напряжению. **Последний** (оконечный), или выходной, каскад является каскадом *усиления мощности*, передаваемой в полезную нагрузку.

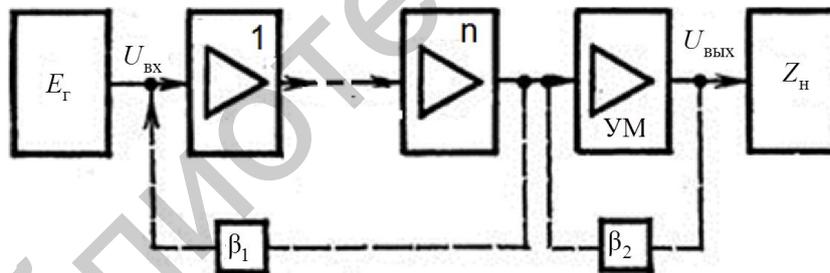


Рис. 5.14. Блок-схема многокаскадного усилителя

Все остальные промежуточные каскады, включая предоконечный, обеспечивают усиление полезного сигнала по напряжению или току до величины, необходимой для оптимальной работы выходного каскада, при которой отбирается в нагрузку максимально возможная полезная мощность каскада при допустимой величине нелинейных искажений.

На блок-схеме пунктиром показаны цепи отрицательной обратной связи β_1 и β_2 , которые, уменьшая коэффициент усиления, улучшают другие более важные качественные показатели усилительного устройства.

Многокаскадные усилители различают:

- 1) по количеству усилительных каскадов: двух-, трехкаскадные и т. д.;
- 2) по виду межкаскадной связи:

- усилители с RC -связью, в которых применяются разделительные конденсаторы между каскадами;
- усилители с трансформаторной связью между каскадами; усилители с полосовым колебательным контуром связи между каскадами;
- усилители с непосредственной гальванической связью между каскадами.

Основными параметрами многокаскадных усилителей являются:

1. Общий коэффициент усиления по напряжению:

$$K_u = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} = U_{m\text{ВЫХ}} / U_{m\text{ВХ}},$$

где $U_{m\text{ВЫХ}}$ и $U_{m\text{ВХ}}$ обозначают соответственно действующие и амплитудные значения выходных и входных напряжений усиливаемого сигнала.

Если усилитель содержит несколько последовательно включенных каскадов, то общий коэффициент усиления будет равен произведению коэффициентов усиления всех каскадов, то есть

$$K_u = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} = K_{u1} \cdot K_{u2} \dots K_{un}. \quad (5.36)$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i = I_{m\text{ВЫХ}} / I_{m\text{ВХ}} = I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}},$$

где $I_{\text{ВЫХ}}$ – ток в нагрузке; $I_{\text{ВХ}}$ – ток во входной цепи усилителя.

3. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = K_i \cdot K_u = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}},$$

где $P_{\text{ВЫХ}}$ – полезная мощность, выделяемая в нагрузке; $P_{\text{ВХ}}$ – полезная мощность, расходуемая во входной цепи усилителя.

Если коэффициенты усиления усилителя выражены в децибелах, то расчетные формулы имеют следующий вид:

$$K_u(\text{дБ}) = 20\lg K_u; K_i(\text{дБ}) = 20\lg K_i; K_p(\text{дБ}) = 10\lg K_p.$$

Если коэффициент усиления каждого каскада выражен в децибелах, то общий коэффициент усиления усилителя будет равен сумме коэффициентов усиления всех каскадов:

$$K(\text{дБ}) = K_1(\text{дБ}) + K_2(\text{дБ}) + \dots + K_n(\text{дБ}). \quad (5.37)$$

Человеческий слуховой анализатор (ухо человека) может различать изменение уровня звукового сигнала около 1 дБ. Болевое ощущение вызывает верхний уровень звука, соответствующий 140 дБ.

4. Коэффициент полезного действия, характеризующий экономичность усилителя:

а) электрический КПД:
$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0} 100 \%;$$

б) промышленный КПД с учетом всех потерь в цепях усилителя:

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{(P_0 + P_{\text{потерь}})} 100 \%,$$

где $P_{\text{ВЫХ}} = 0,5 \cdot I_{m\text{ВЫХ}}^2 \cdot R_{\text{Н}}$ – полезная мощность, выделяемая в нагрузке; P_0 – мощность, потребляемая в выходной цепи усилителя; $P_{\text{потерь}}$ – мощность, расходуемая во вспомогательных цепях усилителя.

5. Допустимый коэффициент частотных искажений для каждого каскада в области нижних M_H и верхних M_B частот, равный отношению коэффициента усиления в области средних частот K_{cp} к коэффициенту усиления каскада в области нижних и верхних частот (K_H и K_B), принимают равным

$$M_H = M_B = K_{cp} / K_H = K_{cp} / K_B = \sqrt{2},$$

что соответствует 3 дБ.

В многокаскадных усилителях общий коэффициент частотных искажений как в области нижних, так и в области верхних частот равен $M_{yc} = M_1 \cdot M \dots M_n$, где n – число каскадов.

В усилителях с реостатно-емкостной (RC) связью коэффициенты частотных искажений можно определить как для нижней граничной частоты, так и для верхней:

$$M_H = \frac{K_{cp}}{K_H} = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau)^2}}; \quad \omega_H = 2\pi f_H; \quad \tau_H = C_p R_c; \quad (5.38)$$

$$M_B = K_{cp} / K_B = \sqrt{1 + f_B / f_{B,гр}}.$$

5.8. Графоаналитический расчет усилителя

Для схемы с ОЭ и фиксированным током базы (рис. 5.15), в которой ток базы зависит только от $U_{ип}$ и R_B , на рис. 5.16 показаны графические построения на семействах входных и выходных характеристик БТ с ОЭ, которые поясняют процесс усиления электрического сигнала с помощью БТ.

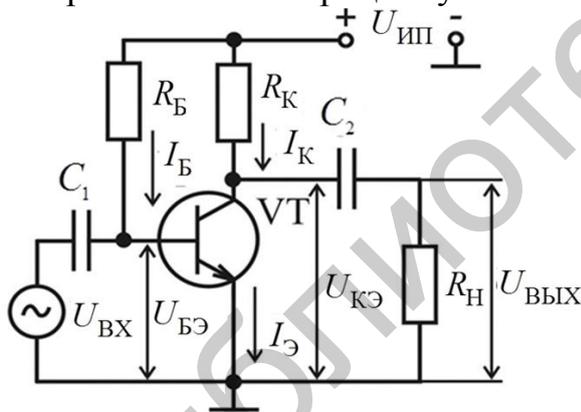


Рис. 5.15. Усилитель с ОЭ

Положение рабочей точки A на семействе выходных характеристик (рис. 5.16, 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 нагрузки

$$I_K(U_{кэ}) = \frac{U_{ип} - U_{кэ}}{R_K}. \quad (5.39)$$

Нагрузочная прямая по постоянному току строится по точкам пересечения с осями координат:

- 1) при $U_{кэ} = 0, I_K = U_{ип} / R_K$; 2) при $I_K = 0, U_{кэ} = U_{ип}$.

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 нагрузочной прямой к оси абсцисс α обратно пропорционален сопротивлению резистора: $\text{tg}\alpha = 1/R_K$. Положение рабочей точки A на

семействе входных характеристик (рис. 5.16, б) определяется постоянным током базы $I_B = I_{B0}$ и напряжением $U_{КЭ} = U_{КЭ0}$.

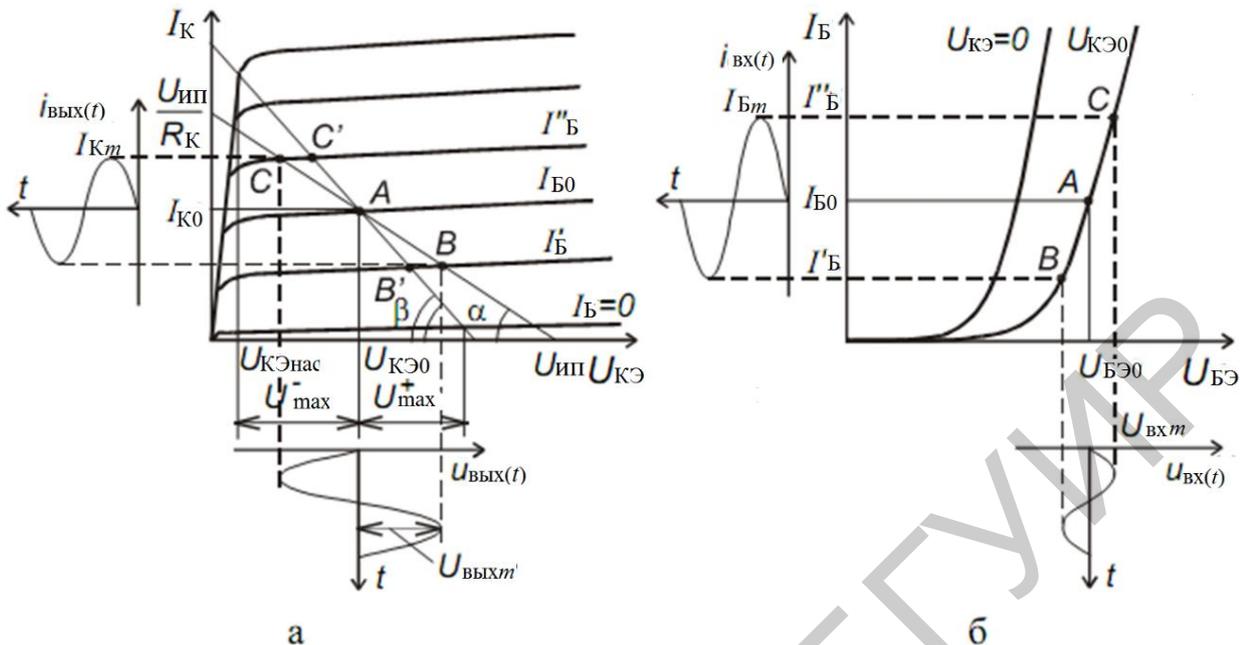


Рис. 5.16. Графический анализ усилителя с ОЭ по выходным (а) и входным (б) характеристикам транзистора

При действии на входе усилителя переменного напряжения, изменяющегося по гармоническому закону с малой амплитудой $U_{ВХm}$ и низкой частотой f ,

$$U_{ВХ}(t) = U_{ВХm} \sin(2\pi ft), \quad (5.40)$$

ток базы будет также изменяться по гармоническому закону.

Мгновенные значения тока базы будут соответствовать точкам, лежащим на отрезке BC одной и той же входной характеристики. Крайние точки отрезка определяются пересечением нагрузочной прямой с выходными характеристиками, соответствующими токам базы $I_B' = I_{B0} - I_{Bm}$; $I_B'' = I_{B0} + I_{Bm}$, где I_{Bm} – амплитуда тока базы. Отрезок BC должен соответствовать активному режиму работы БТ.

Изменение базового тока БТ приводит к изменению тока коллектора, а значит, – к изменению напряжения $U_{КЭ}$. При отсутствии резистора R_H ($R_H = \infty$) **мгновенные значения I_K и $U_{КЭ}$** также будут соответствовать точкам отрезка BC нагрузочной прямой по постоянному току.

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° .

Для получения максимального значения амплитуды выходного неискаженного сигнала $U_{ВЫХ \max}$ рекомендуется задавать напряжение коллектор – эмиттер в точке покоя равным половине напряжения питания:

$U_{КЭ0} \approx U_{ИП}/2$. В этом случае $U_{ВЫХ\max}$ практически будет равно половине напряжения питания $U_{ВЫХ\max} \approx U_{ИП}/2$.

Если к выходу усилителя подключена нагрузка с конечным значением сопротивления R_H , то мгновенные значения коллекторного тока I_K и напряжения $U_{КЭ}$ будут соответствовать точкам отрезка $B'C'$, лежащего на **нагрузочной прямой по переменному току** (см. рис. 5.16, а), которая проводится через рабочую точку A . Тангенс угла наклона нагрузочной прямой к оси абсцисс β обратно пропорционален сопротивлению параллельно включенных резисторов R_K и R_H

$$\operatorname{tg}\beta = 1/(R_K \parallel R_H),$$

где $R_K \parallel R_H = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}$, поскольку для переменного тока эти резисторы включены параллельно.

График **нагрузочной прямой по переменному току описывается выражением**

$$I_K(U_{КЭ}) = \frac{I_{K0}(R_K \parallel R_H) + U_{КЭ0} - U_{КЭ}}{R_K \parallel R_H}, \quad (5.41)$$

и может быть построен по точкам пересечения с осями координат:

при $U_{КЭ} = 0$, $I_K = I_{K0} + \frac{U_{КЭ0}}{R_K \parallel R_H}$; при $I_K = 0$, $U_{КЭ} = U_{КЭ0} + I_{K0}(R_K \parallel R_H)$.

Таким образом, при подключении нагрузки R_H уменьшается максимальное значение амплитуды выходного напряжения за счет уменьшения верхней полуволны $U_{ВЫХ\max}^+$ (см. рис. 5,16, а).

Амплитуда выходного напряжения связана с амплитудой коллекторного тока соотношением

$$U_{ВЫХm} = I_{Km} (R_K \parallel R_H). \quad (5.42)$$

Поскольку обычно выполняется неравенство $R_B \gg h_{11Э}$, то для амплитуды входного напряжения можно записать

$$U_{ВХm} = I_{Bm} h_{11Э}. \quad (5.43)$$

Тогда **коэффициент усиления по напряжению** определяется выражением

$$K_U = \frac{U_{ВЫХm}}{U_{ВХm}} = \frac{I_{Km} (R_K \parallel R_H)}{I_{Bm} h_{11Э}} = \left| I_{Km} = h_{21Э} I_{Bm} \right| = h_{21Э} \frac{R_K \parallel R_H}{h_{11Э}}. \quad (5.44)$$

Поскольку мощность, потребляемую базовой цепью транзистора, можно представить выражением

$$P_{ВХ} = I_{Bm}^2 h_{11Э} / 2, \quad (5.45)$$

а мощность, отдаваемую в нагрузку, выражением

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{m\text{ВЫХ}}^2}{2R_{\text{Н}}} = \frac{I_{m\text{Н}}^2 R_{\text{Н}}}{2} = \frac{I_{m\text{К}}^2 (R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}})^2}{2R_{\text{Н}}}, \quad (5.46)$$

то коэффициент усиления по мощности можно представить в виде

$$K_p = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{К}m}^2 (R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}})^2}{2R_{\text{Н}}} \frac{2}{I_{\text{Б}m}^2 h_{11\text{Э}}} = \frac{h_{21\text{Э}}^2 (R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}) R_{\text{К}}}{h_{11\text{Э}} (R_{\text{К}} + R_{\text{Н}})} \gg 1. \quad (5.47)$$

Таким образом, входной сигнал малой мощности $P_{\text{ВХ}}$ управляет выходным сопротивлением БТ, за счет чего происходит преобразование энергии источника питания $U_{\text{ИП}}$ в выходной переменный сигнал большой мощности $P_{\text{ВЫХ}}$.

Соотношение между сопротивлением нагрузки и сопротивлением резистора $R_{\text{К}}$ рекомендуется выбирать согласно выражению

$$R_{\text{Н}} = (2 \dots 5) R_{\text{К}}. \quad (5.48)$$

В этом случае амплитуда коллекторного тока будет составлять

$$I_{m\text{К}} = (3 \dots 6) I_{m\text{Н}}. \quad (5.49)$$

Обычно исходными данными при расчете усилителя являются выходная мощность $P_{\text{ВЫХ}}$ и сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$, тогда амплитуда тока в нагрузке определяется выражением $I_{\text{Н} \max} = \sqrt{2P_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{Н}}}$.

Зная амплитуду тока, можно определить требуемый режим покоя БТ и его максимально допустимые параметры:

- амплитуду коллекторного тока $I_{m\text{К}}$ согласно (5.49);
- постоянный ток коллектора $I_{\text{К}0} = (1,1 \dots 1,2) I_{m\text{К}}$;
- допустимый ток коллектора $I_{\text{К} \text{доп}} = 2 I_{\text{К}0}$;
- амплитуду выходного напряжения (коллектор – эмиттер)

$$U_{\text{ВЫХ} \max} = R_{\text{Н}} I_{\text{Н} \max};$$

- постоянную составляющую напряжения коллектор – эмиттер

$$U_{\text{КЭ}0} = (1,1 \dots 1,2) U_{m\text{ВЫХ}};$$

- напряжение источника питания $U_{\text{ИП}} = 2 U_{\text{КЭ}0}$;
- допустимое напряжение коллектор – эмиттер $U_{\text{КЭ} \text{доп}} > 1,2 U_{\text{ИП}}$.

Транзистор выбирают исходя из условий, что рассчитанные допустимые значения напряжения $U_{\text{КЭ} \text{доп}}$ и $I_{\text{К} \text{доп}}$ не превышают соответствующих максимально допустимых параметров:

$$U_{\text{КЭ} \text{доп}} > U_{\text{КЭ} \max}, \quad I_{\text{К} \text{доп}} < I_{\text{К} \max}.$$

При выборе режима покоя, расчете амплитудных значений коллекторного тока и выходного напряжения необходимо учитывать их возможное изменение при работе усилителя в широком диапазоне температур, что обусловлено влиянием изменения температуры на параметры БТ и в конечном итоге – на его ВАХ.

6. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ И ГЕНЕРАТОРАХ

6.1. Виды обратных связей

В общем случае обратной связью (ОС) в электронных устройствах называют явление получения отклика, то есть ответной реакции в виде сигнала, который появляется во входной цепи в процессе работы устройства и означает передачу выходного сигнала (или части сигнала) во входную цепь устройства.

Цепь передачи сигнала ОС называется *цепью обратной связи*.

ОС может охватывать как одиночные каскады (*местная обратная связь*), так и несколько каскадов усиления (*общая обратная связь*). Упрощенная структурная схема усилителя с обратной связью показана на рис. 6.1, на котором изображены четырехполюсники усилителя и цепи обратной связи.

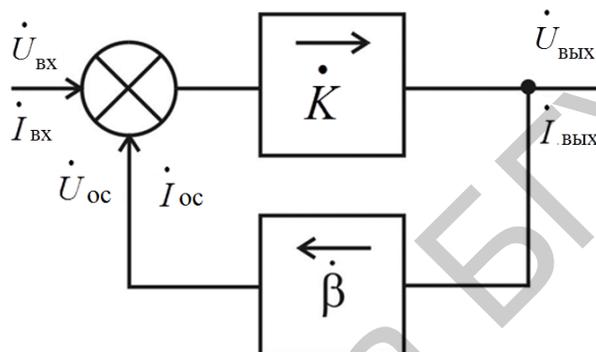


Рис. 6.1. Структурная схема усилителя с обратной связью

Коэффициент усиления $\dot{K} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}_{\text{ВХ}}$, коэффициент передачи цепи ОС $\dot{\beta} = \dot{U}_{\text{ОС}} / \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$, $\dot{U}_{\text{ОС}}$ – напряжение ОС, передаваемое с выхода усилителя на вход. Коэффициенты \dot{K} и $\dot{\beta}$ являются комплексными величинами в широкополосных или высокочастотных усилителях, в диапазоне средних частот их можно считать вещественными. Если $|\dot{\beta}| \leq 1$, вместо нижнего усилителя можно применять пассивный линейный четырехполюсник.

Классификация ОС:

1. По величине фазового сдвига в кольце ОС обратная связь может быть положительная (ПОС) или отрицательная (ООС).

При ООС напряжения, поступающие ко входу усилителя по цепи обратной связи $\dot{U}_{\text{ОС}}$ и $\dot{U}_{\text{ВХ}}$, противофазны. Часто используется случай, когда суммарный фазовый сдвиг, вносимый усилителем и цепью ОС, максимален, то есть ($\varphi = \pi$).

При ПОС $\dot{U}_{\text{ОС}}$ совпадает по фазе со входным напряжением $\dot{U}_{\text{ВХ}}$, что приводит к сложению сигналов в любой точке цепи ОС.

2. По способу получения сигнала обратные связи бывают:

- по напряжению (рис. 6.2, а), когда сигнал, поступающий на вход цепи обратной связи пропорционален выходному напряжению;
- по току (рис. 6.2, б), когда сигнал обратной связи пропорционален току выходной цепи;

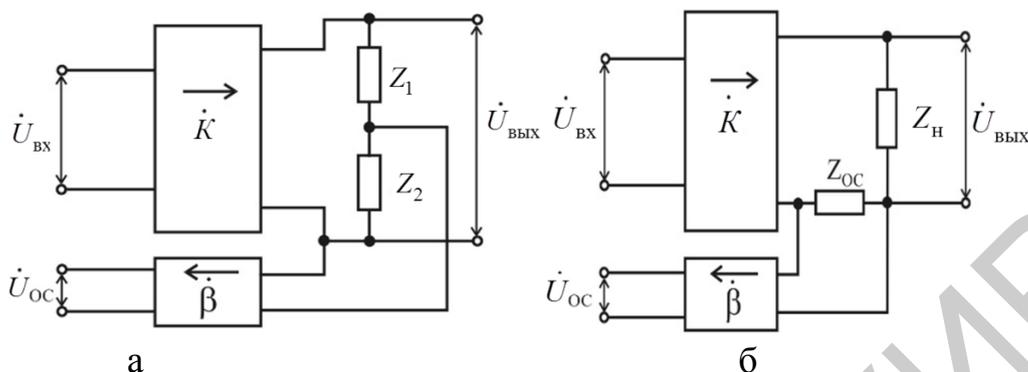


Рис. 6.2. Структурная схема усилителя с цепью обратной связи:
а – по напряжению; б – по току

3. По способу введения напряжения ОС на вход усилителя обратные связи бывают:

- параллельными (рис. 6.3, а) – напряжение ОС поступает во входную цепь параллельно с напряжением источника входного сигнала;
- последовательными (рис. 6.3, б) – напряжение ОС поступает во входную цепь последовательно с напряжением источника входного сигнала.

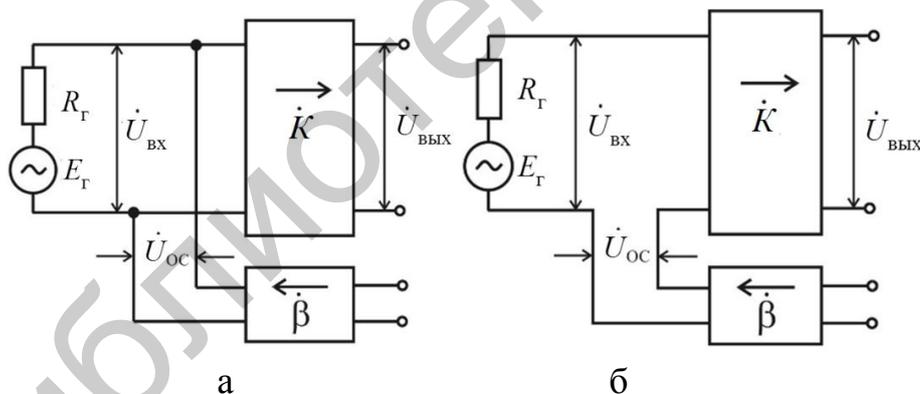


Рис 6.3. Структурная схема усилителя с цепью обратной связи:
а – параллельной по входу; б – последовательной по входу

Определить вид ОС можно при коротком замыкании нагрузки. Если напряжение обратной связи сохраняется, то осуществляется обратная связь по току; если же оно стремится к нулю, то осуществляется обратная связь по напряжению. Определим соотношения, связывающие коэффициенты усиления усилителей с обратной связью и без обратной связи, которые являются основными соотношениями в теории усилителей с обратной связью.

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью K_{OC} можно записать в общем случае как

$$\dot{K}_{OC} = U_{\text{ВЫХ}} / U'_{\text{ВХ}},$$

где $U_{\text{ВХ}}$ – алгебраическое суммарное напряжение входного сигнала и напряжение ОС, $U'_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ОС}} = U_{\text{ВХ}} + \beta U_{\text{ВЫХ}}$; $U_{\text{ВЫХ}}$ – напряжение на выходе усилителя, охваченного обратной связью, $U_{\text{ВЫХ}} = K U'_{\text{ВХ}} = K (U_{\text{ВХ}} + \beta U_{\text{ВЫХ}})$.

Следовательно, получим

$$\dot{K}_{OC} = U_{\text{ВЫХ}} / U'_{\text{ВХ}} = \dot{K} / (1 - \beta \dot{K}), \quad (6.1)$$

где $\beta \dot{K}$ – характеризует усиление и характер петли обратной связи; $(1 - \beta \dot{K})$ – глубина обратной связи.

В общем случае $\dot{K} = K e^{j\varphi_K}$ и $\beta = \beta e^{j\varphi_\beta}$, тогда

$$K_{OC} = \frac{K e^{j\varphi_K}}{1 - \beta K e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)}}. \quad (6.2)$$

В этих выражениях φ_K и φ_β показывают фазовые сдвиги напряжения сигнала для усилителя и цепи обратной связи. При различных фазовых сдвигах в кольце обратной связи можно получить разные виды обратных связей:

1. Если $\varphi_K + \varphi_\beta = \pi$, тогда коэффициент обратной связи является вещественным $\beta \dot{K} = -\beta K$ и $K_{OC} = \frac{K}{1 + \beta K}$.

Можно увидеть, что коэффициент усиления усилителя уменьшается в $1 + \beta K$ раз. Этот случай соответствует отрицательной **обратной связи**, при которой ООС называется глубокой отрицательной обратной связью, если $|\beta \dot{K}| \gg 1$. В этом случае

$$K = \frac{K}{1 + \beta K} \approx \frac{1}{\beta}. \quad (6.3)$$

2. Если $\varphi_K + \varphi_\beta = -\pi$, то величина $\beta \dot{K}$ вещественная и положительная, то есть сигнал обратной связи совпадает по фазе со входным сигналом. Коэффициент усиления усилителя при этом возрастает в $1 - \beta K$ раз.

$$K_{OC} = \frac{K}{1 - \beta K}. \quad (6.4)$$

При $\beta K = 1$ в усилителе возникают условия для самовозбуждения усилителя, охваченного **положительной обратной связью**. Такой режим работы нашел применение в генераторах напряжения.

6.2. Влияние ООС на параметры усилителя

Влияние ООС на параметры усилителя заключается в том, что при изменении коэффициента усиления усилителя K изменяется напряжение обратной связи, приводящее к изменению входного напряжения усилителя, препятствующего изменению выходного напряжения, то есть происходит повышение стабильности коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью. Стабильность коэффициента усиления усилителя при введении ООС широко используется для улучшения амплитудно-частотной характеристики усилителей переменного сигнала (рис. 6.4), при этом полоса пропускания усилителя Δf расширяется.

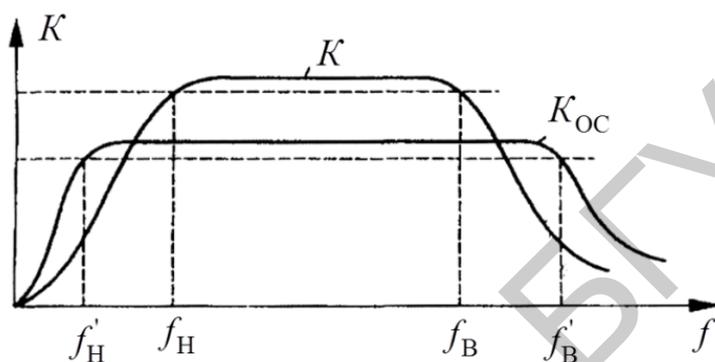


Рис. 6.4. Влияние отрицательной обратной связи на АЧХ

Независимо от вида **отрицательная обратная связь** уменьшает сигнал на входе, что вызывает:

- 1) уменьшение коэффициента усиления;
- 2) повышение стабильности коэффициента усиления усилителя при изменении параметров транзисторов;
- 3) уменьшение уровня нелинейных искажений;
- 4) расширение полосы пропускания.

Последовательная отрицательная обратная связь уменьшает напряжение на входе усилителя и уменьшает входное сопротивление. Последовательная обратная связь по напряжению уменьшает выходное сопротивление, усилитель стремится к идеальному источнику напряжения. Последовательная обратная связь по току увеличивает выходное сопротивление.

Параллельная отрицательная обратная связь увеличивает входной ток, уменьшая входное и выходное сопротивления усилителя.

Отрицательная обратная связь нашла широкое применение в реальных устройствах. Положительная обратная связь в усилителях нежелательна, однако в усилителях могут самопроизвольно возникать паразитные положительные обратные связи, существенно ухудшающие его работу. Существует несколько видов паразитных обратных связей:

- через цепи питания между каскадами (многокаскадные усилители). Для устранения таких связей применяют развязывающие RC -фильтры, в некоторых случаях первые каскады усилителя даже имеют отдельные источники питания;

- через паразитные емкости между выходом и входом усилителя;
- магнитная связь, при близком расположении входных и выходных трансформаторов усилителя.

При наличии в усилителе даже слабой положительной связи ухудшается его работа: *увеличиваются частотные и нелинейные искажения*. При сильной паразитной связи ($\beta K \approx 1$) усилитель самовозбуждается, то есть в усилителе возникает генерация на определенной частоте.

Библиотека БГУИР

7. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

7.1. Характеристики усилителей постоянного тока

Амплитудно-частотная характеристика усилителя постоянного тока (УПТ) изображена на рис. 7.1. Усилители постоянного тока в настоящее время чаще всего рассматриваются как широкополосные усилители с полосой частот, начинающейся от $f_H = 0$. Верхняя граница рабочей полосы частот у современных интегральных усилителей может достигать величины в несколько гигагерц.

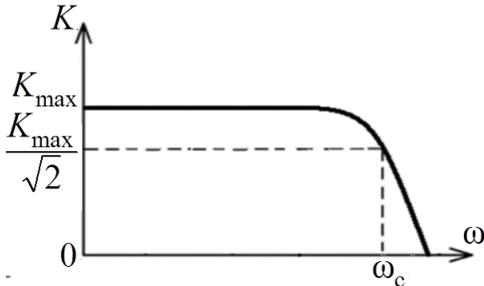


Рис. 7.1. Амплитудно-частотная характеристика УПТ

При построении УПТ необходимо учесть, что связь источника сигнала со входом усилителя и межкаскадные связи не могут быть осуществлены в УПТ с помощью реактивных элементов — конденсаторов и трансформаторов, а только с использованием гальванической связи.

Гальванической называют связь, осуществляемую с помощью элементов, обладающих проводимостью как на переменном, так и на постоянном токе. Элементами гальванической связи могут быть резисторы, диоды, проводники. Если используются проводники, то гальваническую связь называют непосредственной.

Изменения температуры питающих напряжений и другие медленно изменяющиеся факторы вызывают изменения выходного напряжения из-за того, что $f_H = 0$. Изменения выходного напряжения при неизменном напряжении входного сигнала называется дрейфом нуля усилителя. Напряжение дрейфа, суммируясь с полезным сигналом на выходе усилителя, искажает сигнал.

Напряжение дрейфа нуля определяется величиной напряжения дрейфа нуля каждого каскада и коэффициентами усиления каскадов. Различают абсолютный дрейф нуля на выходе усилителя и дрейф, приведенный ко входу усилителя. Абсолютный дрейф нуля представляет собой максимальное изменение выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ,др}}$ при короткозамкнутом входе за определенный промежуток времени.

Для удобства сравнения различных усилителей по дрейфу нуля используют его уровень, приведенный ко входу усилителя (приведенный дрейф) $U_{\text{ВХ,др}} = U_{\text{ВЫХ,др}} / K_U$. Величина $U_{\text{ВХ,др}}$ определяет диапазон возможного изменения входного напряжения E_r усилителя, при котором напряжение дрейфа $U_{\text{ВЫХ,др}}$ составляет незначительную часть полезного выходного сигнала. Величина $U_{\text{ВХ,др}}$ определяет чувствительность усилителя. На практике минимальное значение входного сигнала принимают в десятки и сотни раз больше $U_{\text{ВХ,др}}$.

Особенностью УПТ является трудность обеспечения параметров режима покоя каскадов. Параметры режима покоя каскада рассчитываются с учетом

элементов, относящихся к выходной цепи предыдущего каскада и входной цепи последующего каскада. При выборе схемы каскада особое внимание уделяется обеспечению стабильности параметров режима покоя в отношении влияния всех дестабилизирующих факторов: изменение температуры; изменение напряжения источников питания; изменение параметров окружающей среды (давление, влажность); старение элементов и др.

Основными способами уменьшения дрейфа нуля являются: применение глубоких отрицательных обратных связей; использование термокомпенсирующих элементов (резисторов, диодов, транзисторов); преобразование постоянного тока в переменный с последующим его преобразованием в постоянный; применение балансных (мостовых) схем и др.

Для работы в диапазоне частот, начиная от постоянного тока, из схемы усилителя необходимо исключить все реактивные элементы. В частности, при переходе к УПТ схема с эмиттерной стабилизацией сохраняет все сопротивления цепей смещения, то есть элементы схемы температурной стабилизации. Но при этом коэффициент усиления УПТ резко уменьшается, так как нешунтированное емкостью сопротивление $R_{\text{Э}}$ – сопротивление отрицательной обратной связи включается в цепь протекания полезного сигнала и увеличивает входное сопротивление в соответствии с выражением

$$R_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{\text{Б}} + (r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}})(1 + h_{21\text{Э}})].$$

Коэффициент усиления такого одиночного каскада в этом случае уменьшается до величины, равной 3–5, поскольку $R_{\text{Э}}$ имеет большую величину: 100–500 Ом.

$$K_U = -\frac{h_{21\text{Э}}(R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}})}{r_{\text{Б}} + (h_{21\text{Э}} + 1)(r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}})} \approx -\frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}}{r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}}} \approx -\frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}}{R_{\text{Э}}}. \quad (7.1)$$

Использование многокаскадного включения таких одиночных УПТ не может кардинально изменить ситуацию. Рассмотрим схему простейшего двухкаскадного УПТ (рис. 7.2). Особенностью этого усилителя является то, что выводы коллектора и базы транзисторов соседних каскадов соединены непосредственно. Резисторы, включенные в цепь эмиттера каждого каскада, обеспечивают внутрикаскадные отрицательные обратные связи по току, кроме того, предназначены для создания необходимого напряжения $U_{\text{БЭ0}}$ в режиме покоя, и напряжение $U_{\text{БЭ0}}$ второго каскада в режиме покоя будет определяться следующим образом:

$$U_{\text{БЭ0}_2} = U_{\text{К0}_1} - U_{\text{Э0}_2} = U_{\text{К0}_1} - I_{\text{Э0}_2} R_{\text{Э}_2}. \quad (7.2)$$

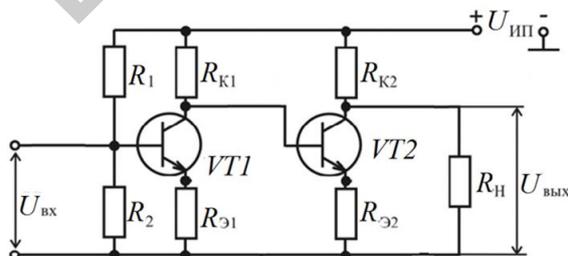


Рис. 7.2. Схема двухкаскадного усилителя постоянного тока

При этом происходит повышение положительного потенциала на эмиттере второго транзистора (и последующих транзисторов при увеличении числа каскадов) за счет протекания тока эмиттера через $R_{\text{Э}}$.

Задание режима по постоянному току первого каскада УПТ осуществляется так, как и для усилителей переменного сигнала.

Рассмотрим основные показатели усилителя для приращений входного сигнала, используя выражения, полученные для каскада с ОЭ. Если резисторы делителя напряжения R_1 и R_2 высокоомные, то входное сопротивление усилителя определяется в основном входным сопротивлением транзистора:

$$R_{вх} = r_{б} + (r_{э} + R_{э})(1 + h_{21э}) \approx h_{21э} R_{э}, \quad (7.3)$$

а коэффициенты усиления по напряжению каскадов определяются следующими выражениями:

$$K_{U_1} = h_{21э_1} \frac{R_{к_1} \parallel R_{вх_2}}{R_{вх_1}} \approx h_{21э_1} \frac{R_{к_1}}{h_{21э_1} R_{э_1}} \approx \frac{R_{к_1}}{R_{э_1}}, \quad (7.4)$$

$$K_{U_2} = h_{21э_2} \frac{R_{к_2} \parallel R_{н}}{R_{вх_2}} \approx h_{21э_2} \frac{R_{к_2}}{h_{21э_2} R_{э_2}} \approx \frac{R_{к_2}}{R_{э_2}}. \quad (7.5)$$

Из выражений видно, что коэффициенты усиления по напряжению отдельных каскадов обратно пропорциональны сопротивлениям в цепи эмиттера. Однако при указанном выше увеличении сопротивления $R_{э_2}$ для поддержания неизменного режима покоя всех каскадов ($U_{кэ0_1} = U_{кэ0_2}$, $I_{э0_1} = I_{э0_2}$) необходимо уменьшать сопротивление резистора $R_{к_2}$, что следует из выражения

$$R_{к_2} = \frac{U_{ип} - U_{кэ0_2} - I_{э0_2} R_{э_2}}{I_{к0_2}}, \quad (7.6)$$

Это приводит к уменьшению коэффициентов усиления второго каскада за счет возрастания глубины отрицательной обратной связи по току. Оптимизация режимов работы каждого каскада, а также использование каких-либо более сложных схемотехнических решений не позволяет значительно изменить ситуацию. Многокаскадные УПТ позволяют получить невысокий коэффициент усиления порядка нескольких десятков раз. УПТ с большим усилением можно получить только при использовании дифференциального включения транзисторов.

7.2. Дифференциальные усилители

Для реализации дифференциального включения транзисторов удобно рассмотреть возможность соединения двух УПТ с эмиттерной стабилизацией (рис. 7.3) по схеме с общим резистором в цепи эмиттера $R_э$.

В этом случае вместо двух резисторов $R_{э}$ в схеме остается один общий резистор $R_э$, а выходной сигнал появляется возможность снимать как отдельно, так и совместно с обоих транзисторов. Транзисторы при этом можно считать включенным последовательно по типу ОК – ОБ. Заметим, что тип межкаскадного соединения в рассмотренном выше многокаскадном УПТ: ОЭ – ОЭ.

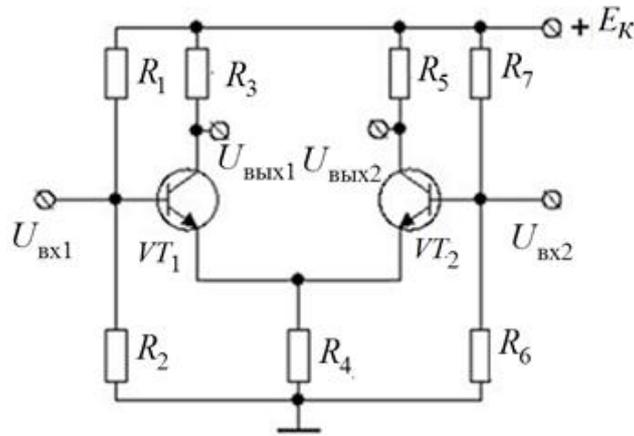


Рис. 7.3. Два каскада УПТ с эмиттерной стабилизацией, соединенные последовательно по схеме ОК – ОБ

При создании схемы ОК – ОБ получается двухкаскадный усилитель с эмиттерной связью через общий резистор $R_Э$. Таким образом, дифференциальный усилитель содержит два входа, два выхода и будет способен усиливать разность сигналов, подаваемых на оба входа.

Коэффициент усиления такого усилителя для дифференциального сигнала можно определить, используя известное выражение

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = -h_{21Э} \frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma}}, \quad (7.7)$$

где **входное сопротивление** каскада представляет собой сопротивление параллельного соединения резисторов R_1 , R_2 и сопротивления входной цепи транзистора $r_{\text{ВХ}}$, причем для одиночного УПТ в выражение для $r_{\text{ВХ}}$ включается сопротивление $R_Э$ и $R_{\text{ВХ}}$ определяется как

$$R_{\text{ВХ}} = R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{\text{Б}} + (r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}})(1 + h_{21Э})]. \quad (7.8)$$

В **одиночном УПТ** $R_Э$ является основным элементом цепи температурной стабилизации по постоянному току, и его исключение невозможно.

В **схеме ДУ для переменного тока создается обходной путь** через другой транзистор дифференциальной пары. Это приводит к тому, что в ДУ для каждого из транзисторов имеется включенное параллельно по отношению к $R_Э$ входное сопротивление другого транзистора, включенного по схеме с ОБ.

Поскольку $r_{\text{ВХОБ}} = r_{\text{Э}}$, в выражении для $R_{\text{ВХ}}$ вместо сопротивления $R_Э$ оказывается включенным $R_Э \parallel r_{\text{Э}}$

В результате K_u увеличивается и составляет величину 50–100, как и в одиночном усилителе переменного тока, в котором параллельно $R_Э$ включен конденсатор $C_Э$, также выполняющей аналогичную задачу устранения ООС по переменному току.

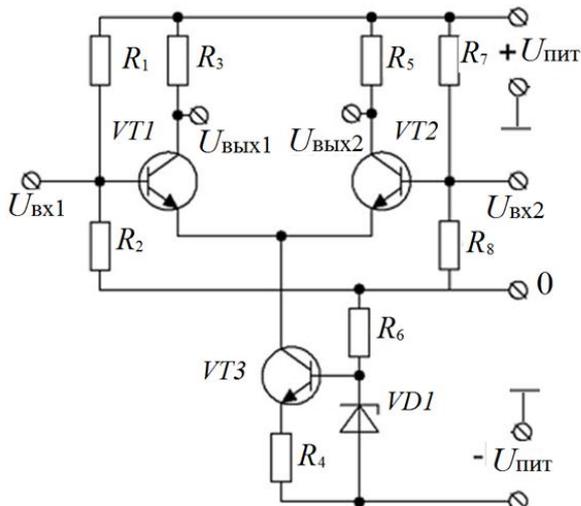


Рис. 7.4. Дифференциальный усилитель с генератором тока

На рис. 7.4 показан дифференциальный усилительный каскад (ДУ), содержащий генератор тока, который включен вместо резистора R_3 в эмитерной цепи транзисторов ДУ. Резистор создает последовательную обратную связь по току, стабилизируя рабочую точку транзисторов. Стабилизация режима за счет ООС на резисторе R_3 тем выше, чем выше сопротивление R_3 и идентичность характеристик и параметров транзисторов.

В то же время влияние R_3 в схеме ДУ на величину сигнала незначительно, поскольку

параллельно R_3 включено небольшое по величине входное сопротивление второго транзистора с ОБ. Обычно вместо R_3 в цепь эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_2 включается генератор стабильного тока, задающий необходимую величину тока эмиттеров транзистора для ДУ и имеющий большое сопротивление в цепи коллектора.

Для питания ДУ обычно используются два источника питания, напряжения которых равны по модулю. Использование источника питания $U_{\text{пит}2}$ снижает потенциал эмиттеров транзисторов VT_1 и VT_2 до потенциала земли.

Дифференциальный каскад в общем случае можно рассматривать как сбалансированный мост, два плеча которого образованы резисторами R_{K1} и R_{K2} , а два других – транзисторами VT_1 и VT_2 . Выходное напряжение снимается между коллекторами транзисторов (с диагонали моста) или с коллекторов.

При полной симметрии схемы изменение напряжения питания и изменение температуры воздействуют синфазно на токи обоих транзисторов, то есть не нарушают баланса моста, и выходное напряжение остается без изменения.

Следовательно, в идеальной симметричной схеме ДУ дрейф нуля должен отсутствовать. В реальной схеме ДУ дрейф нуля в 10–100 раз меньше, чем в схеме усилителя типа ОЭ – ОЭ.

Если сигналы на обоих входах ДУ равны по амплитуде, форме и фазе, то их называют синфазными. Если на входы ДУ подаются сигналы, имеющие равные амплитуды и форму, но противоположные по фазе, то такие сигналы называют дифференциальными.

В режиме покоя при отсутствии входных сигналов в коллекторных цепях транзисторов VT_1 и VT_2 протекают коллекторные токи $I_{K1} = I_{K2}$. При этом $U_{\text{вых}1} = U_{\text{вых}2}$. Если нагрузочное сопротивление включено между коллекторами

транзисторов VT_1 и VT_2 , то выходное напряжение на резисторе нагрузки равно нулю $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}_1} - U_{\text{ВЫХ}_2} = 0$.

Рассмотрим работу ДУ при подаче на оба входа усилителя дифференциальных сигналов (в простейшем случае одинаковых и противофазных). Предположим, что на входе $U_{\text{ВХ}_1} = +U_{\text{ВХ}}$, а $U_{\text{ВХ}_2} = -U_{\text{ВХ}}$. Это приводит к тому, что транзистор VT_1 открывается, и ток коллектора $I_{\text{К}_1}$ возрастает на величину $\Delta I_{\text{К}}$, а транзистор VT_2 под действием отрицательного входного сигнала $-U_{\text{ВХ}}$ начинает закрываться, и ток коллектора $I_{\text{К}_2}$ уменьшается на $\Delta I_{\text{К}}$.

Противофазные напряжения на входах ДУ вызывают противофазные изменения эмиттерных токов. В симметричной схеме их изменения взаимно компенсируются, и через резистор R_3 протекает постоянный ток $I_3 = I_{\text{Э}_1} + I_{\text{Э}_2}$.

Переменное напряжение на R_3 отсутствует, и потенциал эмиттеров равен потенциалу общего провода. Усилитель реагирует на разность входных сигналов, поэтому и называется **д и ф ф е р е н ц и а л ь н ы м**.

Выходной сигнал, снимаемый в диагонали моста с коллекторов транзисторов VT_1 и VT_2 , называется **д и ф ф е р е н ц и а л ь н ы м**.

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}_1} - U_{\text{ВЫХ}_2} = 2\Delta U_{\text{К}}. \quad (7.9)$$

Для дифференциального входного сигнала в любой момент напряжения на коллекторах транзисторов VT_1 и VT_2 будут находиться в противофазе, и на нагрузке происходит выделение **удвоенного выходного сигнала**.

Размах выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ может изменяться от положительного до отрицательного значения и ограничивается напряжениями источника питания.

При подаче на оба входа синфазных сигналов изменение $I_{\text{К}_1}$ и $I_{\text{К}_2}$ происходит на одинаковую величину и $U_{\text{ВЫХ}} = 0$, то есть ДУ не дает усиления синфазного сигнала (нечувствителен к синфазному сигналу). Это является ценным его свойством и позволяет избавиться от помех, действующих на входах и даже наводимых на входных проводах.

Качество работы ДУ характеризуется коэффициентом ослабления синфазного сигнала $K_{U_{\text{диф}}} / K_{U_{\text{синф}}}$, который показывает способность каскада различать малый дифференциальный сигнал на фоне большого синфазного напряжения. Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) ДУ характеризуется выражением $20\lg(K_{U_{\text{диф}}} / K_{U_{\text{синф}}})$. В дифференциальных усилительных каскадах КОСС лежит в пределах от -60 до 120 дБ. Он зависит от температуры и частоты синфазного напряжения. На более высоких частотах КОСС становится меньше.

Синфазный сигнал определяет диапазон входных напряжений, при подаче которых усилитель сохраняет способность усиливать малые

дифференциальные сигналы. Большое синфазное напряжение приводит к нарушению линейности усилителя.

Для получения большого коэффициента усиления дифференциального каскада необходимо увеличивать ток, протекающий через транзисторы, и сопротивление резистора, включенного в цепь коллекторов.

7.3. Способы улучшения характеристик ДУ

1. **Повышение K_{OC} .** В схеме ДУ коэффициент обратной связи $K_{OC} = \frac{R_{\Sigma}}{r_{\Sigma}}$,

следовательно, необходимо увеличивать R_{Σ} в дифференциальном усилителе

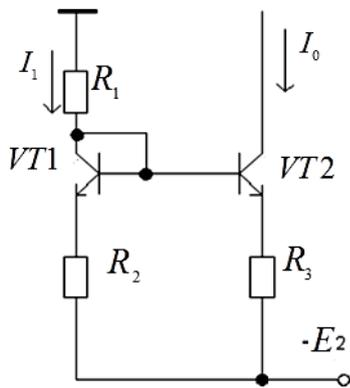


Рис. 7.5. Источник тока для ДУ

(рис. 7.5), но при больших R_{Σ} и необходимости сохранения рабочего тока I_0 приходится увеличивать напряжение питания, а это ограничивает использование таких усилителей. Выход из ситуации: необходимо обеспечить условие $I_0 = \text{const}$, то есть вместо сопротивления в цепи эмиттера включить генератор тока. По постоянному току такая цепь имеет небольшое сопротивление, а по переменному – очень большое. В качестве такого элемента используются источник тока на двух транзисторах (рис. 7.5).

Если $VT_1 \equiv VT_2$ и $R_2 = R_3$, то $I_1 = I_0 = (E_2 - 0,7)/(R_1 + R_2) \cong E_2/R_1$ при $R_1 \gg R_2$. Такой источник тока обеспечивает необходимый рабочий ток I_0 для ДУ, обладает высоким эквивалентным (динамическим) сопротивлением как источник тока и включается вместо R_{Σ} в схему ДУ.

$$R_{\Sigma} \approx r_K \approx 0,1-1 \text{ МОм.}$$

Использование источника тока на согласованных транзисторах VT_1 и VT_2 эквивалентно использованию в цепи эмиттеров ДУ большого сопротивления R_{Σ} , то есть такая схема является высокоомной динамической нагрузкой в цепи эмиттера, следовательно,

$$K_{OC} \approx \frac{r_K}{r_{\Sigma}} \approx 10^3 - 10^5.$$

2. **Увеличение $R_{вх}$.** Для этого возможны три способа:

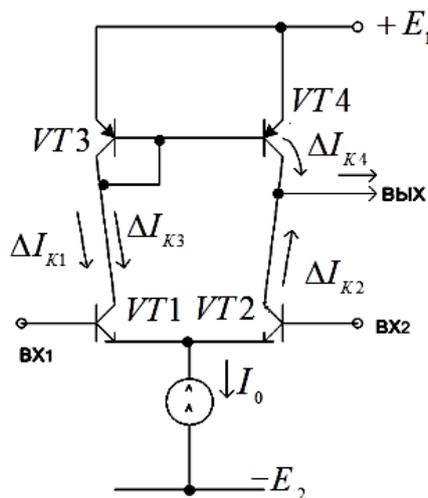
а) замена БТ на ПТ или использование ДУ на ПТ (в качестве входных транзисторов);

б) использование входных транзисторов со сверхбольшим β или составных транзисторов, поскольку $R_{вх} \sim r_{БЭ} = \beta \varphi_T / I_0$;

в) использование на входе каскада с ОК для увеличения входного сопротивления.

3. Увеличение K_u . Для повышения K_u необходимо увеличить R_K , а это связано с необходимостью повышения напряжения питания. Кроме того, в ДУ симметричный выход, поэтому следующий каскад, желательно, чтобы тоже был симметричным. При симметричном выходе сохраняется условие баланса и можно обеспечить согласование режимов по постоянному току, если использовать $p-n-p$ - и $n-p-n$ -транзисторы. Однако интегральные $p-n-p$ -транзисторы имеют худшие характеристики, чем $n-p-n$.

В качестве нагрузки ДУ может быть использована динамическая нагрузка –



это источник тока по схеме, называемой «токовое зеркало». На рис. 7.6 показан ДУ с динамической нагрузкой с использованием токового зеркала. Здесь VT_1 и VT_2 – ДУ; VT_3 и VT_4 – токовое зеркало или нагрузка для ДУ.

Согласование токов в схеме ДУ и нагрузки можно объяснить следующим образом: $I_0 = \text{const} = i_{K1} + i_{K2}$, следовательно, $\Delta i_{K1} = -\Delta i_{K2}$ и $\Delta i_{K1} = \Delta i_{K3}$. Если транзисторы имеют одинаковые параметры, то есть $VT_3 \equiv VT_4$, то $\Delta i_{K4} = \Delta i_{K3} = \Delta i_{K1}$, следовательно, получаем большое изменение тока в нагрузке $\Delta i_{K\Sigma\text{ВЫХ}} = 2\Delta i_K$.

Рис. 7.6. ДУ с динамической нагрузкой

Так как для дифференциального усилителя $K_U \approx \frac{R_K}{r_Э}$ и в данном случае вместо резистора в нагрузке используется транзистор, то $R_K \approx r_K$, следовательно, $K_U \approx \frac{r_K}{r_Э} \sim (10^2 - 10^5)$. Это означает, что даже при относительно небольшом β обеспечивается высокое усиление по напряжению (больше чем в 100 раз). Такая нагрузка обеспечивает полное использование токов VT_1 и VT_2 и большое усиление при несимметричном выходе, что позволяет легко согласовать ДУ с последующими усилительными схемами.

Предельное усиление еще более можно повысить, если использовать многокаскадное токовое зеркало. Таким образом, использование источника тока как в цепях эмиттера, так и в цепях коллектора ДУ позволяет обеспечить высокие усилительные параметры такого ДУ и тем самым обеспечить основное усиление УПТ.

7.4. Операционные усилители

Основные сведения об операционных усилителях. Операционный усилитель (ОУ) – это усилитель постоянного тока с дифференциальным входом, характеристики которого близки к характеристикам так называемого идеального усилителя (рис. 7.7).

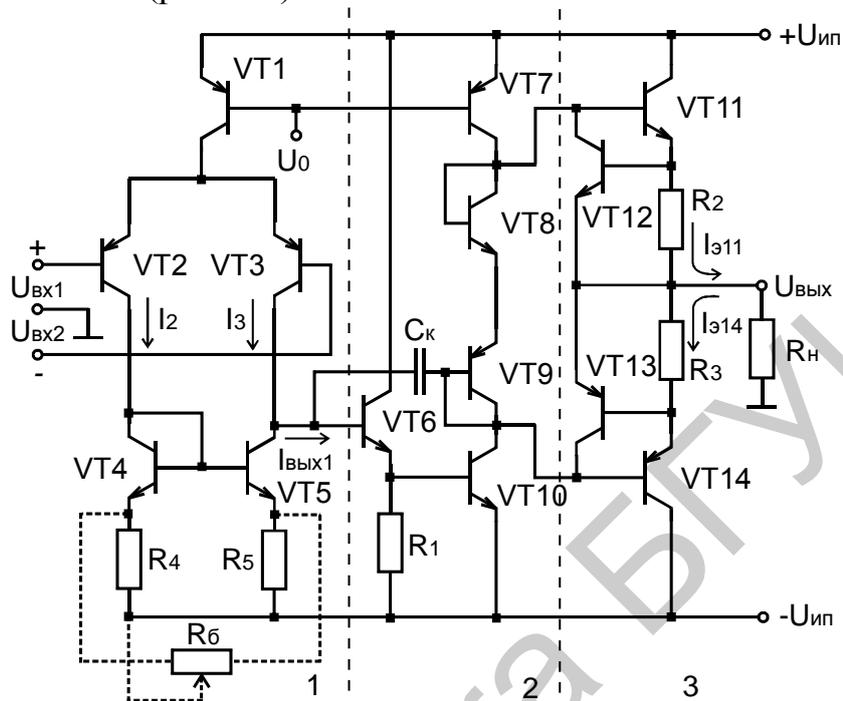


Рис. 7.7. Структура ОУ

ОУ имеет большой коэффициент усиления по напряжению $K \gg 1$ ($K = 10^4 - 10^6$), большое входное ($R_{BX} = 0,1 - 100 \text{ МОм}$) и малое выходное ($R_{ВЫХ} = 10 - 100 \text{ Ом}$) сопротивления. В линейных усилителях применяют ОУ только с цепями отрицательной обратной связи, которая уменьшает коэффициент усиления по напряжению до $1 - 10^3$, но одновременно с этим уменьшает зависимость K от температуры, напряжения питания, увеличивает $R_{BX,УС}$ и уменьшает $R_{ВЫХ,УС}$. Применение ОУ в усилителях без цепей ООС недопустимо, так как *увеличивается* опасность нарушения устойчивости ОУ и усложняются цепи коррекции частотной характеристики в широкой полосе частот.

ОУ содержит в качестве первого каскада дифференциальный усилитель (см. рис. 7.7). Дифференциальный усилитель имеет высокий коэффициент усиления для разности входных сигналов $U_2 - U_1$ и низкий коэффициент усиления для синфазных сигналов, то есть одинаковых сигналов, поданных одновременно на оба входа. Это позволяет уменьшить чувствительность к синфазным сигналам (внешним помехам) и напряжение сдвига, определяемое неидентичностью плеч входного каскада ОУ. За входным каскадом следуют один или несколько промежуточных; они обеспечивают необходимое усиление по напряжению и току. Комплементарный выходной каскад должен

обеспечивать низкое полное выходное сопротивление операционного усилителя и ток, достаточный для питания ожидаемых нагрузок.

В качестве выходного каскада обычно используется простой или комплементарный эмиттерный повторитель. Для снижения чувствительности схемы к синфазным сигналам и увеличения входного сопротивления ток эмиттера первого дифференциального каскада задается с помощью источника стабильного тока.

Основные параметры операционных усилителей:

1. K – собственный коэффициент усиления ОУ (без обратной связи).
2. $U_{сдв}$ – выходное напряжение сдвига: небольшое напряжение, которое возникает из-за несимметрии плеч ОУ при нулевом напряжении на обоих входах. Обычно $U_{сдв}$ имеет значение 10–100 мВ.
3. $I_{см}$ – входной ток смещения: ток на входах усилителя, необходимый для работы входного каскада операционного усилителя.
4. $I_{сдв}$ – входной ток сдвига. Разность токов смещения появляется вследствие неточного согласования входных транзисторов. $I_{сдв} = I_{см1} - I_{см2}$.
5. $R_{вх}$ – входное сопротивление. Как правило, $R_{вх}$ имеет значение до 1–10 МОм.
6. $R_{вых}$ – выходное сопротивление. Обычно $R_{вых}$ не превосходит сотен ом.
7. $K_{осс}$ – коэффициент ослабления синфазного сигнала, который характеризует способность ослаблять сигналы, приложенные к обоим входам одновременно.
8. Ток потребления – ток покоя, потребляемый операционным усилителем.
9. Потребляемая мощность – мощность, рассеиваемая операционным усилителем.
10. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения (В/мкс).
11. $U_{пит}$ – напряжение питания.
12. Переходная характеристика показывает зависимость сигнала на выходе усилителя от времени при подаче на его вход скачка напряжения.

ОУ имеет несколько вариантов схем включения, которые значительно отличаются по своим характеристикам. Для анализа работы и расчета характеристик различных схем включения ОУ далее необходимо помнить, что, исходя из свойств ДУ:

1. Разность напряжений между входами ОУ очень мала и может быть принята равной нулю.
2. Операционный усилитель имеет высокое входное сопротивление, поэтому потребляет очень небольшой входной ток (до 10 нА).

Питание ОУ обычно осуществляется от двух разнополярных источников постоянного напряжения $U_{ип1}, U_{ип2}$ одинаковой величины, как показано на

рис. 7.8. При анализе схем с ОУ оценку их параметров удобно получать, считая ОУ идеальным, который имеет следующие параметры: $K_{U_{\text{диф}}} \rightarrow \infty; U_{\text{см}} = 0; I_{\text{вх}} = 0; R_{\text{вх.диф}} \rightarrow \infty; R_{\text{вых}} = 0$.

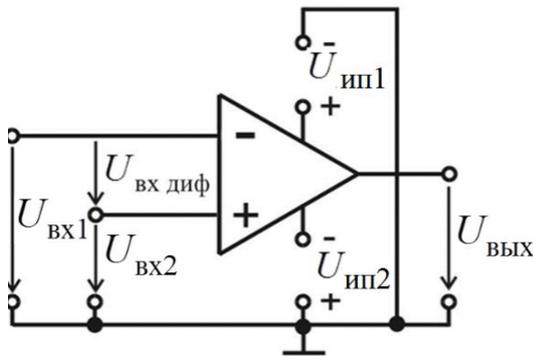


Рис. 7.8. Схема включения ОУ

В связи с тем что ОУ имеет очень большой коэффициент усиления, он практически всегда используется с цепью глубокой ООС для устранения самовозбуждения. Рассмотрим типовые схемы включения ОУ. Для облегчения чтения рассматриваемых схем на них не показано подключение источников питания ОУ $U_{\text{ип1}}$ и $U_{\text{ип2}}$ (рис. 7.8).

Схема **инвертирующего усилителя** на ОУ приведена на рис. 7.9, а. Если пренебречь входными токами ОУ, то можно записать $I_R = I_{\text{ОС}}$ или

$$(U_{\text{вх}} - U^-) / R = (U^- - U_{\text{вых}}) / R_{\text{ОС}}. \quad (7.10)$$

Учитывая, что при большом коэффициенте усиления напряжение U^- очень мало, получим

$$K^- = -U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = -R_{\text{ОС}} / R, \quad (7.11)$$

то есть коэффициент усиления инвертирующего усилителя определяется отношением сопротивления в цепи обратной связи к сопротивлению в цепи источника сигнала. Знак минус говорит об инверсии выходного сигнала по сравнению с входным.

Схема **неинвертирующего усилителя** на ОУ приведена на рис. 7.9, б. В этой схеме входной сигнал подается на неинвертирующий вход ОУ, а сигнал обратной связи на – инвертирующий вход.

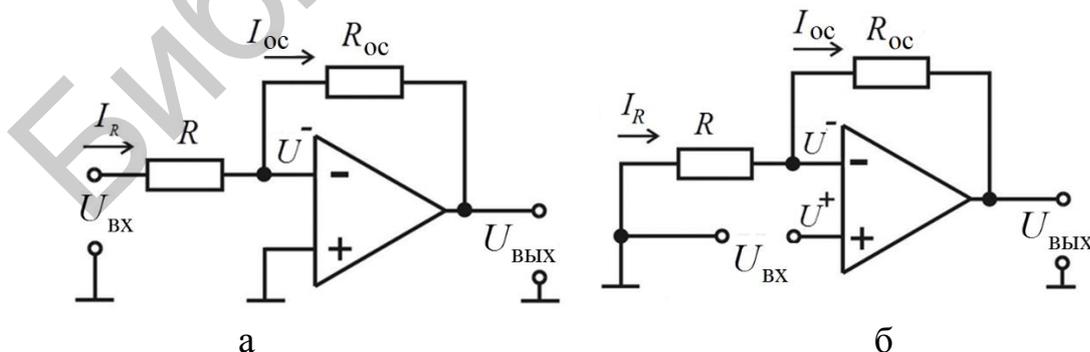


Рис. 7.9. Инвертирующий (а) и неинвертирующий (б) усилители на ОУ

Так как входным каскадом ОУ является дифференциальный усилитель, то можно записать $U^+ \approx U^- = U_{\text{вх}}$, или $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} \cdot R / (R + R_{\text{ОС}})$, (7.12)

откуда

$$K^+ = 1 + R_{OC} / R. \quad (7.13)$$

Амплитудные характеристики усилителей на ОУ приведены на рис. 7.10, где K^+ – характеристика неинвертирующего усилителя; K^- – характеристика инвертирующего усилителя.

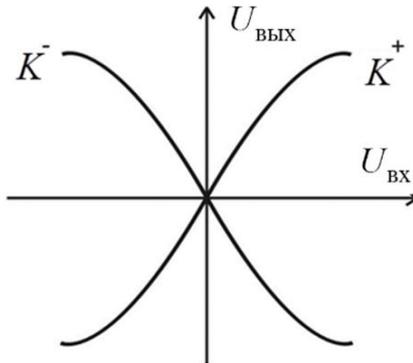


Рис. 7.10. Амплитудные характеристики ОУ

На начальном участке амплитудная характеристика носит линейный характер, а при больших входных сигналах имеет место ограничение выходного сигнала, обусловленное конечными значениями напряжений источников питания. Максимальное значение выходного напряжения на 1–2 В меньше напряжения соответствующего источника питания.

АЧХ ОУ обычно приводится в виде графика, построенного в логарифмическом масштабе (рис. 7.11). Для ОУ, содержащих цепь внутренней коррекции, АЧХ можно аппроксимировать двумя прямыми: одна соответствует коэффициенту усиления в области низких частот K_0 , другая имеет наклон -20 дБ/дек. Прямые пересекаются в точке сопряжения, соответствующей граничной частоте (частоте среза) f_c . Такой вид АЧХ обусловлен, во-первых, использованием непосредственных связей в ОУ, поэтому характеристика в области низких частот не имеет спада вплоть до нулевой частоты, во-вторых, наличием корректирующего конденсатора C_k , который приводит к спаду АЧХ в области высоких частот.

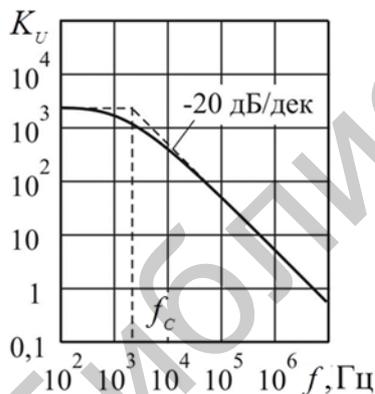


Рис. 7.11. АЧХ ОУ

Частотную зависимость комплексного коэффициента усиления ОУ можно описать известным соотношением:

$$\dot{K}_u(f) = |K_u(f)| e^{j\varphi(f)} = \frac{K_0}{(1 + j(f/f_c))}, \quad (7.14)$$

где f_c – частота среза.

Поэтому АЧХ описывается выражением

$$|K_u(f)| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}}, \quad (7.15)$$

а ФЧХ – выражением $\varphi(f) = -\arctg(f/f_c)$.

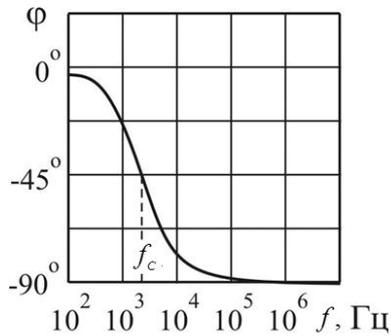


Рис. 7.12. ФЧХ ОУ

График ФЧХ представлен на рис. 7.12. На частоте среза f_c начальная фаза выходного сигнала меньше начальной фазы входного сигнала на 45° .

При использовании ОУ с цепью ООС коэффициент усиления по напряжению уменьшается, но при этом увеличивается частота среза усилителя на ОУ, что обусловлено поведением АЧХ самого ОУ, поэтому произведение $K_u \cdot f_c$ остается постоянным.

С помощью ОУ можно выполнять не только усиление сигналов, но и различные математические операции: сложение, вычитание, дифференцирование, интегрирование,

логарифмирование и др.

Схема дифференцирующего усилителя приведена на рис. 7.13. Так как $I_c = I_{OC}$, считаем, что входной ток ОУ $I_{ВХ} = 0$, то можно записать

$$C \frac{d(U_{ВХ} - U^-)}{dt} = \frac{U^- - U_{ВЫХ}}{R_{OC}}. \quad (7.16)$$

Учитывая, что U^- близко к нулю, получим

$$U_{ВЫХ} = -R_{OC} C \frac{dU_{ВХ}}{dt}. \quad (7.17)$$

Это означает, что выходное напряжение пропорционально производной от входного напряжения. Рассмотренная схема дифференцирующего усилителя имеет существенные недостатки: входное сопротивление уменьшается до нуля, а коэффициент усиления по напряжению стремится к бесконечности с ростом частоты. Для устранения этих недостатков во входную цепь усилителя последовательно с конденсатором включают резистор, сопротивление которого определяет входное сопротивление и ограничивает коэффициент усиления.

Схема интегрирующего усилителя представлена на рис. 7.14.

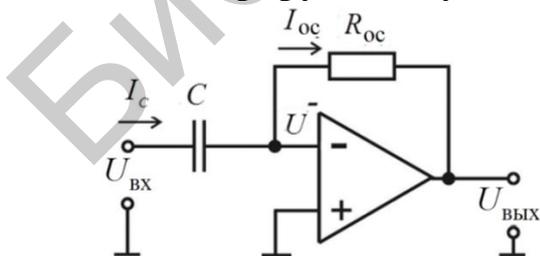


Рис. 7.13.

Дифференцирующий усилитель

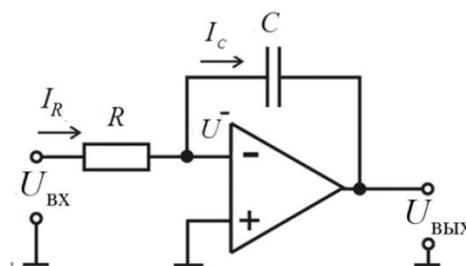


Рис. 7.14.

Интегрирующий усилитель

Из равенства токов $I_R = I_C$, поскольку входной ток ОУ $I_{ВХ} = 0$, запишем уравнение

$$\frac{U_{\text{ВХ}} - U^-}{R} = C \frac{d(U^- - U_{\text{ВЫХ}})}{dt}. \quad (7.18)$$

Так как для усилителя выполняется условие $U^- \ll U_{\text{ВХ}}$ и $U^- \ll U_{\text{ВЫХ}}$, уравнение (7.18) будет иметь вид

$$\frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = -C \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt}. \quad (7.19)$$

Откуда находим

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC_0} \int U_{\text{ВХ}} dt. \quad (7.20)$$

Операции дифференцирования и интегрирования выполняются более точно, если собственный коэффициент усиления ОУ велик.

Схема **логарифмирующего усилителя** представлена на рис. 7.15. В этой схеме в цепь обратной связи включен нелинейный элемент – транзистор в диодном включении, для прямой ветви ВАХ которого справедливо выражение

$$I_{\text{д}} \approx I_0 e^{U_{\text{д}}/U_{\text{T}}}. \quad (7.21)$$

Логарифмируя (7.22), получим

$$U_{\text{д}} = U_{\text{T}} \ln(I_{\text{д}}/I_0). \quad (7.22)$$

Для напряжения на выходе ОУ справедливо равенство

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{д}} = -U_{\text{T}} \ln\left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{R \cdot I_0}\right), \quad (7.23)$$

где $U_{\text{T}} = kT/q$ – тепловой потенциал; I_0 – обратный ток насыщения перехода.

Схема **антилогарифмирующего усилителя** показана на рис. 7.16. Для выходного напряжения этого усилителя справедливо выражение

$$U_{\text{ВЫХ}} = -I_{\text{д}} \cdot R \approx -R \cdot I_0 e^{U_{\text{ВХ}}/U_{\text{T}}}.$$

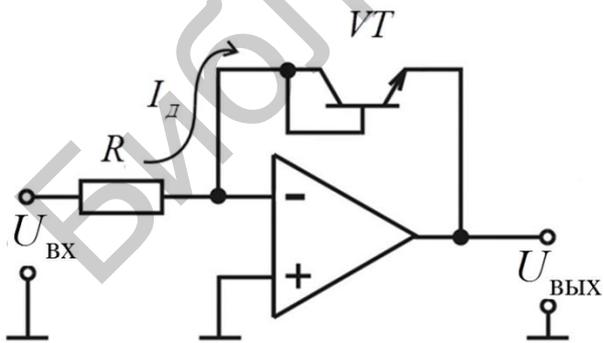


Рис. 7.15. Логарифмический усилитель

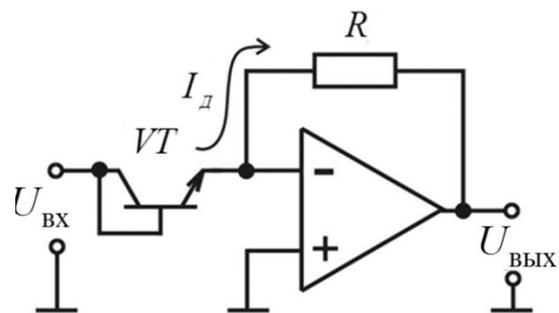


Рис. 7.16. Антилогарифмирующий усилитель

8. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

8.1. Режимы работы усилителей мощности

Усилители мощности **предназначены** для обеспечения на выходе усилителя (на нагрузке) необходимой мощности или напряжения сигнала при допустимом уровне частотных и нелинейных искажений.

Предоконечные каскады создают на входе окончного каскада сигнал с требуемой мощностью или напряжением, обеспечивающий его нормальное функционирование.

Активные элементы в окончных каскадах работают в режиме *A*, *B* или *AB*. Существуют также усилители классов *C* и *D*.

Оконечные каскады выполняются по одноконтной или двухконтной схеме с трансформаторным или бестрансформаторным выходом в зависимости от требований, предъявляемых к усилителю. В одноконтных усилителях мощности транзистор работает в режиме класса *A*, положение рабочей точки выбирается на линейных участках входных и выходных статических ВАХ.

Анализ основных соотношений для усилителя мощности можно провести с использованием выходных характеристик транзистора, который в общем случае характеризуется предельно допустимыми значениями мощности, напряжения и тока в выходной цепи, то есть $P_{K\text{доп}}$, $I_{K\text{доп}}$, $U_{KЭ\text{доп}}$.

На рис. 8.1 показана схема простейшего одноконтного усилителя мощности и выходные характеристики транзистора с ОЭ, у которого линия допустимой мощности $I_K = P_{K\text{доп}} / U_{KЭ}$ ограничена допустимыми значениями тока и напряжения.

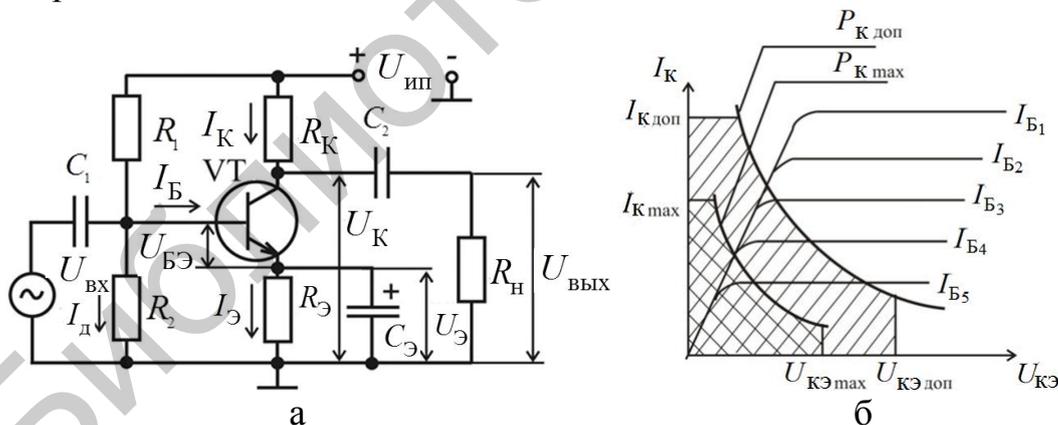


Рис. 8.1. Одноконтный усилитель мощности (а) и выходные характеристики (б) БТ с ОЭ

Область, ограниченная линией $P_{K\text{доп}}$, позволяет использовать транзистор без выхода его из строя. Обычно максимальные мгновенные значения выходных токов и напряжений ограничивают только до следующих величин:

$$P_{K\text{max}} = 0,5 P_{K\text{доп}} ; I_{K\text{max}} = 0,7 I_{K\text{доп}} ; U_{KЭ\text{max}} = 0,7 U_{KЭ\text{доп}} .$$

На рис. 8.2 показаны графики статических ВАХ, поясняющих выбор положения рабочей точки. Рабочая точка транзистора в однотактном усилителе мощности выбирается, как и в малосигнальном усилителе, в линейной области входной и передаточной характеристик транзистора. Это обеспечивает минимальные искажения сигнала в выходной цепи.

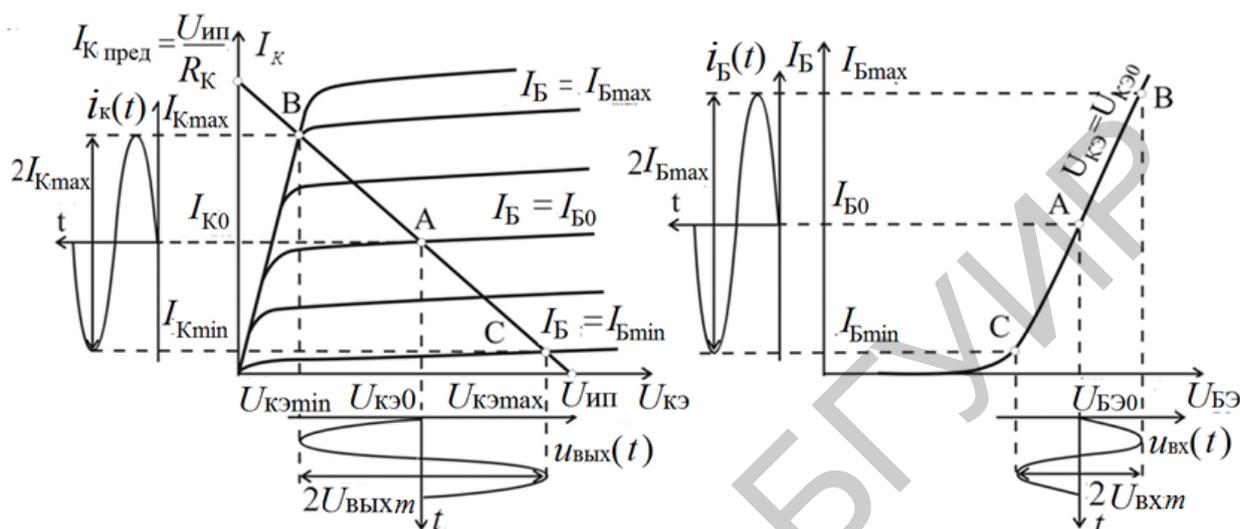


Рис. 8.2. Графики статических ВАХ однотактного усилителя

Двухтактная схема по сравнению с однотактной обладает следующими преимуществами: удвоенная выходная мощность; значительно больший КПД.

В современной усилительной технике в основном используются бестрансформаторные схемы усилителей мощности (рис. 8.3), обладающие широкой полосой пропускания, малыми нелинейными искажениями сигналов, малыми габаритами и массой.

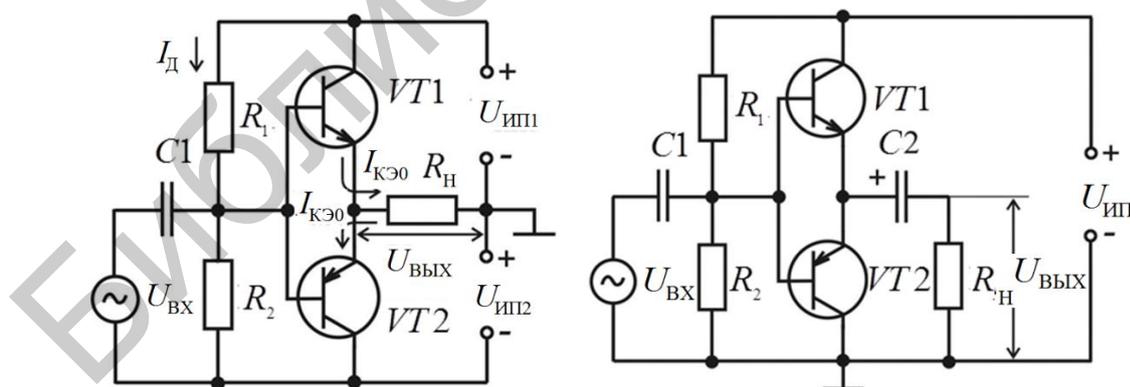


Рис. 8.3. Бестрансформаторные схемы усилителей мощности класса В

Существенным недостатком двухтактных каскадов в режиме класса В являются значительные нелинейные искажения ($K_{\Gamma} \leq 10\%$), которые обусловлены работой на нелинейных начальных участках входных ВАХ БТ. Они называются переходными и проявляются в виде «ступеньки» во временной

зависимости выходного напряжения или тока (рис. 8.4) в те промежутки времени, когда мгновенное значение входного напряжения по модулю меньше порогового напряжения обоих транзисторов, то есть когда входной сигнал меняет свою полярность.

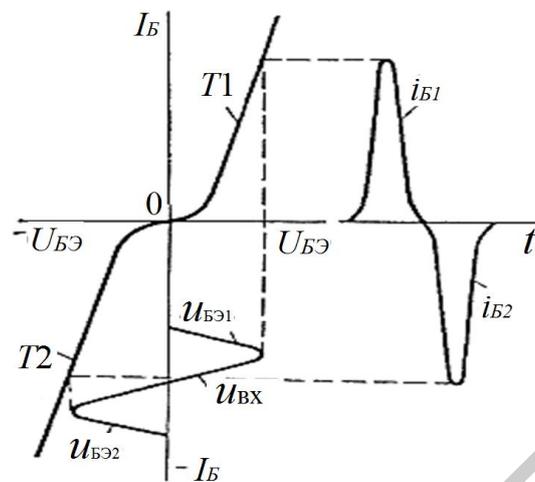


Рис. 8.4. Искажения выходного сигнала в режиме класса *B*

Для уменьшения нелинейных искажений в двухтактных каскадах используют работу транзисторов в режиме класса *AB*, для задания которого на базы транзисторов окончного каскада (VT_2, VT_3) подается напряжение смещения $U_{см}$, сдвигающее их рабочую точку на изгиб входной характеристики.

Чтобы получить сигнал с мощностью, достаточной для возбуждения окончного каскада, используется предоконечный резистивный каскад на БТ с ОЭ (VT_1), работающий в режиме класса *A*.

Напряжение смещения образуется на резисторе R_T при протекании по нему постоянной составляющей коллекторного тока VT_1 :

$$U_{см} = U_{БЭ2} + U_{БЭ3} = I_{К1} \cdot R_m.$$

Для обеспечения стабильности положения рабочей точки при изменении температурного режима транзисторов окончного каскада в качестве R_T применяют **терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления** (рис. 8.5, а), причем размещают его на радиаторе этих транзисторов.

Лучшие результаты дает использование в качестве элемента термокомпенсации полупроводниковых диодов (рис. 8.5, б). В основе лежит температурная зависимость прямой ветви ВАХ *p-n*-перехода, которая характеризуется отрицательным температурным коэффициентом (около $-2,2$ мВ/°С для кремниевых приборов) и позволяет в идеальном случае осуществить полную компенсацию температурного дрейфа тока покоя транзисторов окончного каскада.

Напряжение $U_{бп}$ для обоих транзисторов формируется диодами или R_T таким образом, что входные характеристики транзисторов сдвигаются в точку, соответствующую началу линейного участка.

Требуемую величину напряжения смещения $U_{см}$ получают, используя последовательное соединение нескольких диодов (см. рис. 8.5, б).

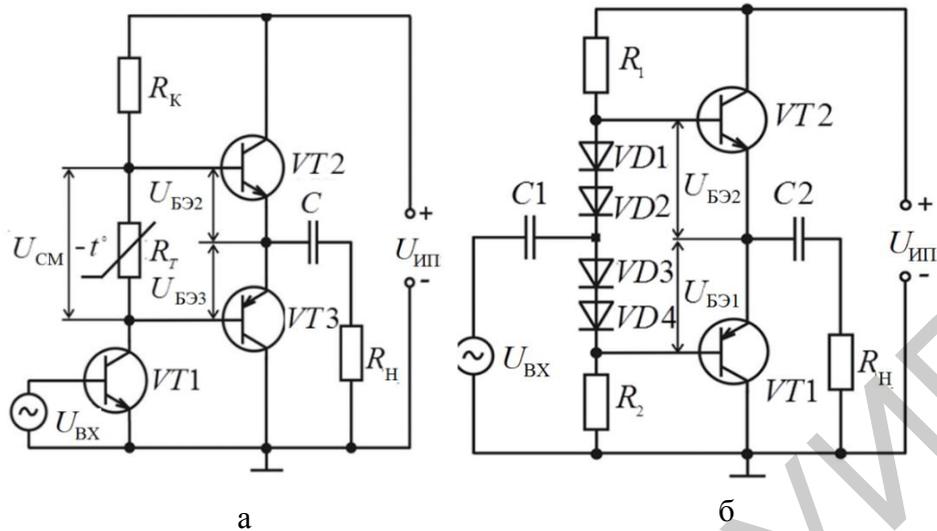


Рис. 8.5. Усилители класса *AB*:

а – с терморезистором; б – с термокомпенсацией

8.2. Коэффициент полезного действия выходной цепи усилителей мощности классов *A, B, AB*

Коэффициент полезного действия усилителя определяется как отношение полезной выходной мощности к мощности, затрачиваемой источником питания. Определим максимально возможный КПД усилителя мощности, работающего в режиме класса *A*.

В случае усиления гармонического сигнала

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} U_{mкЭ} I_{mк},$$

где $U_{mк}$, $I_{mк}$ – амплитуды напряжения и тока.

Мощность, затрачиваемая источником питания, определяется произведением напряжения E_K и постоянной составляющей тока I_{K0} , протекающего в коллекторной цепи:

$$P_{\text{ип}} = E_K \cdot I_{K0}.$$

Таким образом, КПД равен

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{mкЭ} \cdot I_{mк}}{E_K \cdot I_{K0}} = \frac{1}{2} \cdot \xi \cdot \gamma, \quad (8.1)$$

где $\xi = \frac{U_{mкЭ}}{E_K}$ – коэффициент использования напряжения источника питания; γ –

отражает отношение амплитуды первой гармоники коллекторного тока к величине постоянной составляющей.

Очевидно, что максимальный КПД (100 %) получается при $\xi\gamma = 2$.

При максимальном использовании линейного участка (режим класса *A*)

$$I_{mK} = \frac{E_K}{2R_K}; I_{K0} = I_{mK}; U_{mKЭ} = I_{mK} \cdot R_K,$$

следовательно, $\xi = \frac{1}{2}$; $\gamma = 1$, и для идеального усилителя в режиме класса A имеем

$$\eta_{Amax} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot 1 = 25 \%.$$

В реальных усилителях мощности линейный участок входной и выходной характеристики ограничен нелинейностями сверху и снизу, поэтому реальный $\eta_{Amax} < 25\%$.

Увеличения КПД в режиме класса A можно добиться, увеличив ξ , например, увеличив амплитуду напряжения на выходе за счет использования трансформаторного включения нагрузки.

В этом случае постоянный коллекторный ток протекает только через первичную обмотку трансформатора, имеющую сопротивление для постоянного тока (омическое сопротивление первичной обмотки) очень малое по сравнению с сопротивлением для переменного тока. В этом случае максимальная амплитуда напряжения на коллекторе может в идеале принять значение, равное E_K , то есть коэффициент использования напряжения источника питания $\xi = 1$, и максимальный КПД при такой идеализации

$$\eta_{Amax} = \frac{1}{2} \cdot 1 \cdot 1 = 50 \%.$$

Дальнейшее увеличение КПД возможно лишь за счет увеличения γ что предполагает нелинейный режим работы транзистора с заходом в область отсечки тока. Практической реализацией такого способа являются двухтактные схемы усилителей мощности, например, режим B , в котором транзисторы работают с углом отсечки $\theta = 90^\circ$ в противофазе.

В режиме B рабочая точка выбирается так, чтобы ток через усилительный элемент протекал только в течение половины периода входного сигнала. Усилительный элемент работает с так называемой отсечкой. Ток покоя из-за нижнего изгиба сквозной характеристики оказывается не равным нулю, и форма выходного тока искажается относительно входного. В кривой тока появляются высшие гармоники, что приводит к увеличению нелинейных искажений по сравнению с режимом A .

Мощность переменного тока в выходной цепи в режиме B равна

$$P_{вых} = \frac{1}{2} I_{mK} U_{mK}.$$

Мощность, потребляемая обоими транзисторами от источника питания,

$$P_0 = 2I_{cp} E_K = \frac{2}{\pi} I_{mK} E_K, \quad (8.2)$$

где $I_{cp} = I_{mK} / \pi$ – среднее за период значение коллекторного тока каждого транзистора, которое в импульсном режиме уменьшается в π раз, в результате чего коэффициент полезного действия выходной цепи двухтактного усилителя мощности равен

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ}}{P_0} = \frac{\pi I_{mK} U_{mK}}{4 I_{mK} E_K} = \frac{\pi U_{mK}}{E_K}. \quad (8.3)$$

Коэффициент использования коллекторного напряжения близок к единице и максимальный КПД двухтактной схемы $\eta_{max} = 78\%$. В режиме *AB* за счет подачи начального смещения увеличивается потребляемая усилителем мощность и КПД уменьшается до 60–70%.

8.3. Усилители мощности классов *C* и *D*

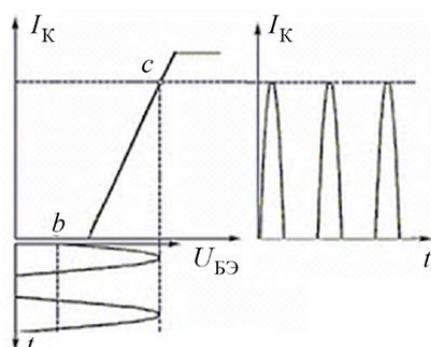


Рис. 8.6. Режим работы усилителя класса *C*

В усилителях класса *C* рабочая точка выбирается ниже начала линейного участка статической характеристики (рис. 8.6). При отсутствии входного сигнала ток коллектора равен нулю. Угол отсечки коллекторного тока $\theta < 90^\circ$. Усиливается только небольшая часть синусоиды. КПД высокий ($\eta \approx 0,9$), но при этом и большая величина K_n (коэффициент нелинейных искажений). Из-за высоких нелинейных искажений усилители в режиме класса *C*, даже

двухтактные, непригодны для воспроизведения широкополосных сигналов (звука, видеосигналов), а также сигналов постоянного тока. Усиление возможно только для ЧМ-сигналов, у которых постоянная амплитуда.

В резонансных усилителях радиопередатчиков они, напротив, широко применяются благодаря их высокому КПД. Применяется класс *C* также в *LC*-генераторах. Резонансный контур в коллекторной цепи настраивается на заданную частоту и из широкого спектра частот, который имеют импульсы тока в выходной цепи, выделяется нужная составляющая.

Режим класса *D*, или *ключевой режим*, работы транзистора состоит в том, что на его вход подаются прямоугольные импульсы с большой амплитудой, полностью запирающие и отпирающие транзистор. Усилительный элемент всегда находится в одном из двух крайних состояний: «полностью открытым» или «полностью закрытым» (ток в выходной цепи близок к нулю). Поэтому потери энергии в транзисторе всегда ничтожно малы, что позволяет получить в усилителе очень высокий КПД.

На рис. 8.7 показана структурная схема усилителя класса *D* без петли обратной связи. В режиме *D* форма тока выходных транзисторов может принимать вид почти прямоугольных импульсов: транзистор либо заперт, либо полностью открыт. Схема усилителя класса *D* – это аналоговая схема с синхронной широтно-импульсной модуляцией. ШИМ-модулятор включает

задающий генератор сигнала треугольной формы, частота которого обычно равна 500 кГц, быстродействующий компаратор, который управляет переключающим выходным каскадом (формирователем импульсов), открывающим выходные транзисторы.

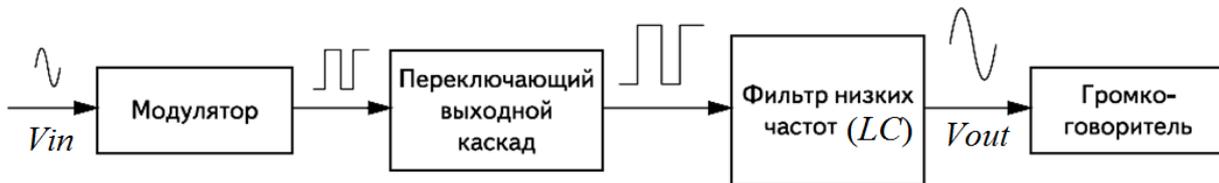


Рис. 8.7. Структурная схема усилителя класса *D*

Если мгновенное значение входного напряжения превышает напряжение на выходе генератора, компаратор подает сигнал на открытие транзисторов верхнего плеча, если нет – то на открытие транзисторов нижнего плеча. Формирователь импульсов усиливает эти сигналы, попеременно открывая транзисторы верхнего и нижнего плеча (рис. 8.8), а включенный между ними и нагрузкой *LC*-фильтр сглаживает отдаваемый в нагрузку ток. На выходе усилителя получается усиленная и демодулированная, очищенная от высокочастотных помех копия входного напряжения.

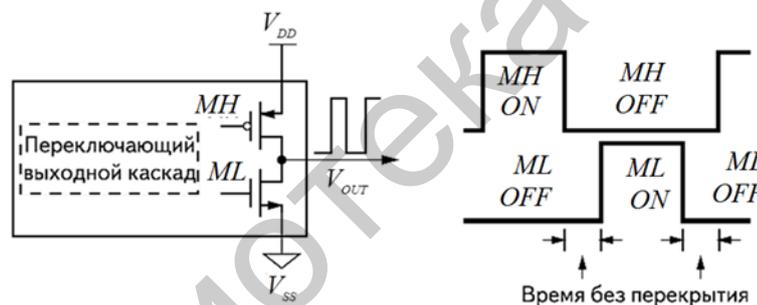


Рис. 8.8. Схема управления выходными ключами

При работе важно избегать ситуаций, когда оба транзистора включены одновременно, и большой сквозной ток протекает между положительной и отрицательной шинами питания. В лучшем случае транзисторы будут просто нагреваться и тратить лишнюю энергию, в худшем – они могут выйти из строя.

Управление по принципу *break-before-make* («отключил перед тем, как включил») позволяет убрать сквозные токи выключением обоих ключей перед тем, как включить один из них. Интервал времени, в который оба транзистора выключены, называется временем простоя (*nonoverlapped time*), или «мертвым» временем (*dead time*).

Для уменьшения высокочастотной составляющей частоты генератора между выходным каскадом и громкоговорителем включается фильтр низких частот. Фильтр должен обеспечивать минимальные потери, чтобы не растерять преимущество экономичности импульсного режима работы выходного каскада.

Фильтр обычно строится из емкостных и индуктивных элементов и включается в диагональ моста выходных транзисторов (рис. 8.9).

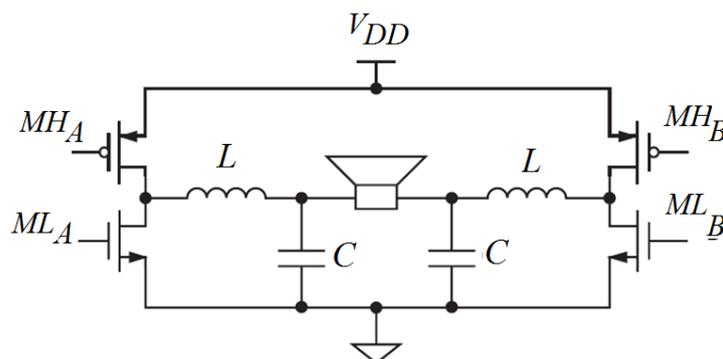


Рис. 8.9. Фильтр низких частот

Сопротивление открытого канала современных силовых МДП-транзисторов измеряется десятками и единицами миллиом, поэтому в первом приближении можно считать, что в режиме D транзистор работает без потерь мощности. КПД реальных усилителей класса D равен примерно 90 %, в наиболее экономичных образцах 95 %, при этом он мало зависит от выходной мощности. Лишь при малых (1 Вт и менее) выходных мощностях усилитель класса D проигрывает в энергопотреблении усилителю класса B .

Искажения включают нелинейность, определяемую способом модуляции и «мертвым» периодом, который необходим для предотвращения сквозных утечек. Другими источниками искажений являются: различие длительностей фронтов и спадов выходных импульсов, несоответствие временных характеристик цепей управления выходными транзисторами, нелинейность компонентов LC -фильтра низких частот. Фильтр подавляет высокочастотную составляющую шумов, но пропускает сигналы звуковой частоты, включая шумы.

Хорошо помогает глубокая обратная связь, исправно работающая во многих линейных усилителях. Обратная связь, взятая с входа LC -фильтра, значительно уменьшит влияние источника питания и ослабит все искажения, не относящиеся к самому LC -фильтру. Нелинейности LC -фильтра можно ослабить включением громкоговорителя в контур обратной связи. В хорошо спроектированном усилителе класса D можно достичь высокого качества подавления помехи источника питания более 60 дБ при нелинейных искажениях менее 0,01 %.

9. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Генератором гармонических колебаний называют устройство, создающее переменное синусоидальное напряжение при отсутствии входных сигналов. В схемах генераторов всегда используется положительная обратная связь. Генераторы являются составной частью многих измерительных приборов и важнейшими блоками радиоэлектронных устройств и систем.

Колебания называются *свободными* (или *собственными*), если они совершаются за счет первоначально переданной генератору энергии при последующем отсутствии внешних воздействий на колебательную систему (систему, совершающую колебания).

Если колебания возникают в какой-то системе самостоятельно при отсутствии внешних воздействий, то они называются **автоколебаниями**. К таким устройствам относятся различного рода генераторы колебаний (электрических, механических, звуковых, световых и т. д.), их обычно называют *автогенераторами* (или просто генераторами).

Простейшим типом колебаний являются гармонические колебания – колебания, при которых колеблющаяся величина изменяется со временем по закону синуса (косинуса).

Автоколебания имеют свои особенности:

- 1) возникают не за счет воздействия внешнего сигнала, а благодаря особым свойствам системы;
- 2) форма возникающих колебаний, их амплитуда и частота также определяются свойствами самой системы;
- 3) возникшие автоколебания обладают определенной энергией.

Задачами исследования любых автоколебательных систем являются:

- 1) анализ условий самовозбуждения;
- 2) определение стационарных режимов (формы, амплитуды и частоты генерируемых колебаний) и анализ их устойчивости;
- 3) исследование переходных процессов установления колебаний.

Классификация генераторов приведена на рис. 9.1. Все генераторы можно разделить на три группы:

- по способу формирования колебаний;
- по способу возбуждения колебаний;
- по форме генерируемых колебаний.

Электрическими являются генераторы, непосредственно преобразующие энергию источника постоянного тока в энергию колебаний.

Электромеханическими являются генераторы, в которых частота генерируемых колебаний задается частотой механических колебаний некоторых материалов (кварцевой пластины).

В генераторах с *внутренним возбуждением*, или с *самовозбуждением*, колебания формируются за счет внутреннего источника питания.

В генераторах с *внешним возбуждением* формирование колебаний осуществляется из поступающего на его вход другого колебания (умножение и деление частоты).



Рис. 9.1. Классификация генераторов

Релаксационные генераторы, или *мультивибраторы*, формируют колебания негармонической формы (последовательности прямоугольных, треугольных, пилообразных, колоколообразных и подобных импульсов).

Гармонические, или *квазигармонические*, генераторы, формируют колебания гармонической формы.

В *RC-генераторах* в качестве избирательной цепи используются *RC-фильтры*.

В *LC-генераторах* в качестве избирательной цепи используется параллельный колебательный контур.

В *двухточечных LC-генераторах* колебательный контур подключается к усилительному элементу двумя точками, а в *трехточечных LC-автогенераторах* – тремя точками.

9.1. Процесс возбуждения колебаний в автогенераторе

Для генерации сигналов необходимы (рис. 9.2):

- источник питания, откуда берется энергия для образующихся колебаний;
- активный элемент-регулятор, управляющий поступлением энергии из источника питания в колебательную систему;
- колебательная система, определяющая форму колебаний.

Для генерирования гармонических колебаний колебательная система должна представлять собой узкополосный избирательный четырехполосник. Управляющий активный элемент вместе с колебательной системой образует нелинейный частотно-избирательный усилитель (рис. 9.2).

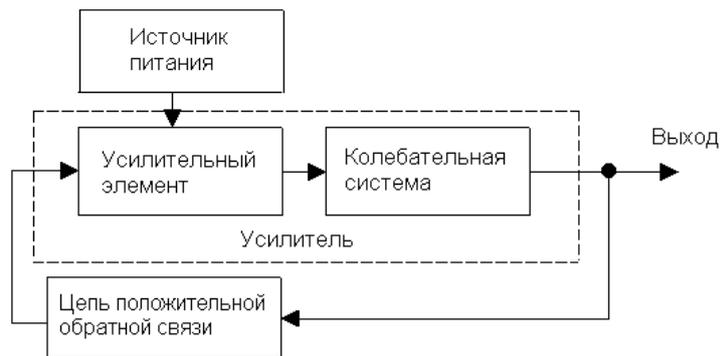


Рис. 9.2. Структурная схема автогенератора

В автогенераторе часть энергии колебаний с выхода усилителя подается на его вход по цепи внешней обратной связи, в качестве которой обычно используются пассивные элементы.

При включении источника питания в цепях автогенератора наблюдаются флуктуации тока – флуктуационный шум. Спектр этого шума содержит составляющие на всех частотах. Из этого спектра с помощью избирательной цепи (ИЦ) выделяется составляющая на частоте генерации f_g , которая поступает по цепи обратной связи в усилительный элемент, где осуществляется усиление колебания, которое поступает опять в ИЦ и т. д. Амплитуда колебаний возрастает до определенного момента, после чего она стабилизируется, а также стабилизируются частота и форма колебаний.

Во время работы автогенератора выделяют два режима работы (рис. 9.3):

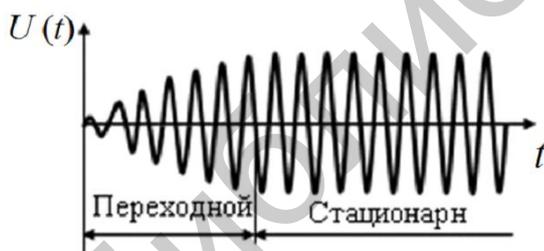


Рис. 9.3. Режимы работы автогенератора

переходной и стационарный. *Переходной режим* работы генератора длится с момента включения генератора и до момента стабилизации параметров колебаний. *Стационарный режим* работы длится с момента стабилизации параметров колебаний и до выключения генератора.

В схеме генератора имеется нелинейный резонансный усилитель с комплексным коэффициентом усиления $\dot{K} = K(j\omega)$ и цепь положительной ОС с комплексным коэффициентом передачи по напряжению $\dot{\beta} = \beta(j\omega)$. Также являются комплексными амплитуды следующих напряжений: выходного – $\dot{U}_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(j\omega)$, входного – $\dot{U}_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}(j\omega)$ и обратной связи – $\dot{U}_{\text{ос}} = U_{\text{ос}}(j\omega)$.

Выражение для напряжения обратной связи в стационарном режиме на любой частоте генерации запишем в виде

$$\dot{U}_{OC} = \dot{U}_{VX} = \beta \dot{U}_{VYX} = \beta K \dot{U}_{VX} . \quad (9.1)$$

Отсюда следует, что автогенератор будет работать в стационарном режиме при условии, когда $\beta K = 1$. Если $K\beta > 1$, то амплитуда выходных колебаний нарастает, что определяет необходимое условие самовозбуждения генератора. Представим формулу (9.2) следующим образом:

$$K(\omega)e^{j\varphi_k(\omega)}\beta(\omega)e^{j\varphi_\beta(\omega)} = K\beta e^{j(\varphi_k + \varphi_\beta)} = 1. \quad (9.2)$$

Здесь показатели $K(\omega) = K$ и $\beta(\omega) = \beta$ – действительные значения коэффициента усиления собственно усилителя (без цепи ОС) и коэффициента передачи цепи положительной ОС; $\varphi_k(\omega) = \varphi_k$ и $\varphi_\beta(\omega) = \varphi_\beta$ – фазовые сдвиги, вносимые соответственно усилителем и цепью положительной ОС на текущей частоте ω . Это позволяет (9.2) представить двумя равенствами:

$$K\beta = K_{OC} = 1; \quad (9.3)$$

$$\varphi_k + \varphi_\beta = 2\pi n. \quad (9.4)$$

где K_{OC} – коэффициент усиления усилителя с цепью положительной обратной связи; $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Соотношение (9.3) определяет *условие баланса амплитуд* в автогенераторе. Из него следует, что в стационарном режиме на генерируемой частоте коэффициент усиления усилителя с обратной связью $K_{OC} = 1$.

Равенство (9.5) характеризует *условие баланса фаз*. Оно показывает, что в стационарном режиме суммарные фазовые сдвиги сигнала на частоте генерации, создаваемые усилителем и цепью положительной ОС, должны быть равны нулю или кратны 2π . Условие баланса фаз позволяет определить частоту генерируемых колебаний, так как при работе генераторов гармонических колебаний в стационарном режиме соотношения (9.3), (9.4) выполняются на резонансной частоте узкополосной колебательной системы. При работе автогенератора негармонических колебаний условия (9.3), (9.4) должны выполняться для некоторой полосы частот.

В генераторах гармонических колебаний колебательными системами служат резонансные LC-контур (в СВЧ-генераторах для этих целей используются резонаторные системы) и частотно-зависимые (фазирующие) RC-цепи. Генераторы гармонических колебаний с LC-контурами называются LC-генераторами, а с RC-цепями – RC-генераторами. LC-генераторы вырабатывают колебания с достаточно высокой частотой (более 100 кГц), а RC-генераторы применяют для создания низкочастотных гармонических колебаний (от долей герцев до десятков килогерцев).

Режимы самовозбуждения автогенератора могут изменяться в зависимости от значений постоянных питающих напряжений, подводимых к электродам усилительного элемента, и от коэффициента K_{OC} . В генераторе возможны два режима самовозбуждения: мягкий и жесткий.

При *мягком режиме самовозбуждения* положение рабочей точки A задается на линейном участке вольт-амперной характеристики усилительного элемента (рис. 9.4, а). В этом случае обеспечивается начальный режим работы усилительного элемента без отсечки выходного тока. Передаточная характеристика усилителя совместно с прямой обратной связи для нескольких значений коэффициента передачи цепи обратной связи β показана на рис. 9.4, б.

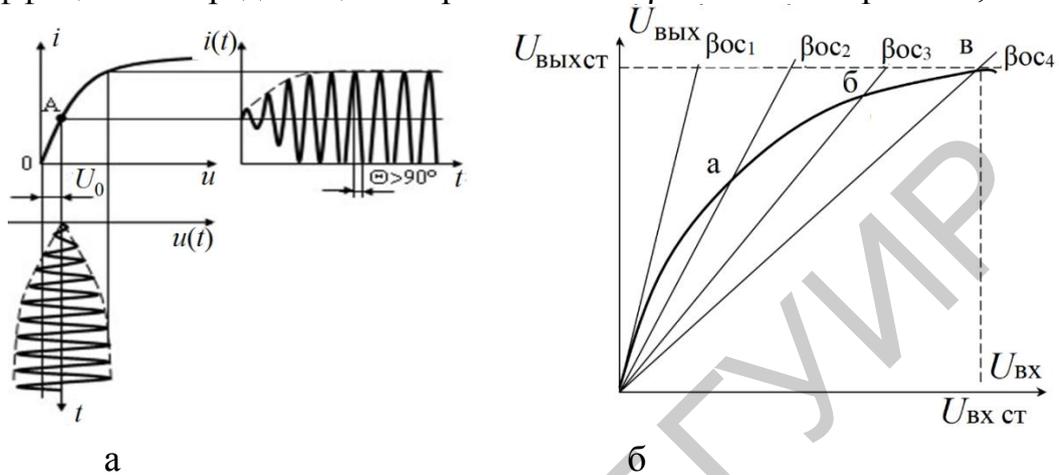


Рис. 9.4. Режим работы (а) и передаточная характеристика усилителя (б) при мягком режиме работы генератора

Величина $\beta_{\text{ОС1}} = \beta_{\text{КР}}$ является граничной (критической) между устойчивостью и неустойчивостью состояния покоя. При $\beta_{\text{ОС2}}$ и $\beta_{\text{ОС3}} > \beta_{\text{КР}}$ состояние покоя неустойчиво, генератор возбуждается, и величина $U_{\text{ВЫХ СТ}}$ установится в соответствующей точке «а» или «б». При увеличении $\beta_{\text{ОС}}$ величина первой гармоники выходного тока и выходного напряжения стационарного режима будет плавно расти и при $\beta_{\text{ОС}} = \beta_{\text{ОС4}}$ установится в точке «в».

При этом для выбранного β наличие колебания сколь угодно малого $U_{\text{ВХ}}$ вызывает на выходе (в соответствии с кривой K_u) колебание $U_{\text{ВЫХ}}$, которое через ПОС создает на входе усилителя возросшее колебание $U_{\text{ВХ}}$, что вызовет дальнейшее увеличение выходного напряжения до тех пор, пока не будет достигнута точка «а» («б» или «в») для выбранной величины β и стационарный режим работы при выполнении условия $K\beta=1$.

В **стационарном режиме** усилительный элемент может работать без отсечки или с отсечкой выходного тока, причем во втором случае угол отсечки выходного тока Q (половина длительности импульса выходного тока) больше 90° . Отсутствие отсечки или большой угол отсечки приводят к снижению коэффициента полезного действия генератора, что является недостатком этого режима.

При *жестком режиме самовозбуждения* положение рабочей точки задается за пределами вольт-амперной характеристики усилительного элемента (рис. 9.5) и усилительный элемент постоянно работает в режиме отсечки

выходного тока. Зависимость коэффициента передачи для жесткого режима показана на рис. 9.5, б.

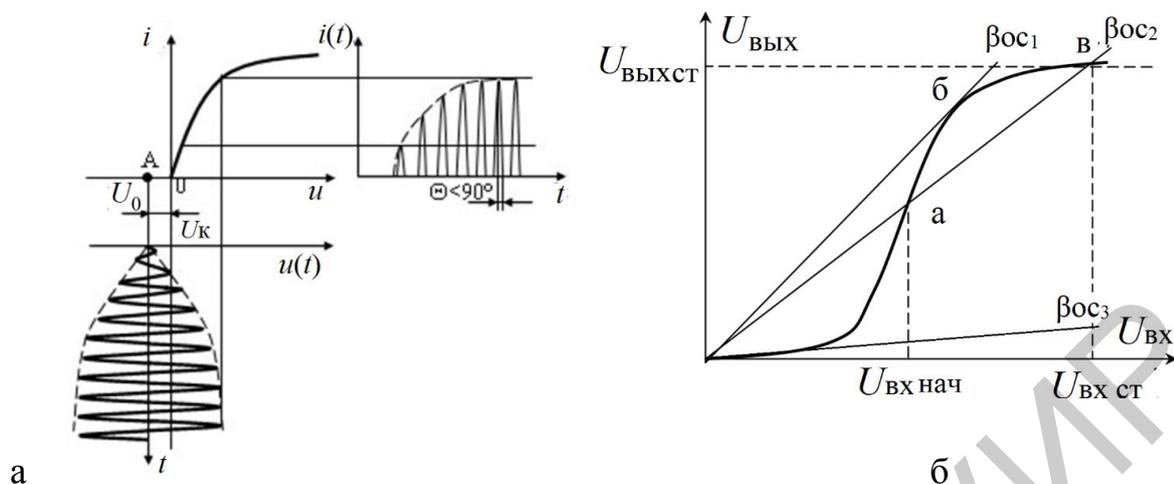


Рис. 9.5. Режим работы (а) и передаточная характеристика усилителя (б) при жестком режиме работы генератора

В этом случае возбуждение автогенератора произойдет, когда коэффициент обратной связи превысит величину $\beta_{\text{ос1}} = \beta_{\text{оскр1}}$. Дальнейшее увеличение $K_{\text{ос}}$ приводит к небольшому увеличению амплитуды первой гармоники выходного (коллекторного) тока и напряжения по пути от точки «б» к точке «в». Колебания срываются при $\beta_{\text{оскр2}} > \beta_{\text{ос3}}$.

В этом случае при любой из возможных величин β запуск генератора и переход в стационарный режим с постоянной амплитудой становится возможным только при подаче на вход напряжения некоторой амплитуды $U_{\text{вх.нач}}$ в диапазоне от точки «а» до точки «б», в котором потери энергии в цепи ОС восполняются усилителем за счет действия ПОС и выполняется условие $K\beta = 1$.

При $U_{\text{вх}} < U_{\text{нач}}$ коэффициент усиления недостаточен для компенсации звухания в цепи ОС.

Таким образом, можно отметить следующие особенности работы генератора при жестком режиме самовозбуждения:

- для самовозбуждения требуется большая величина коэффициента обратной связи $K_{\text{ос}}$;
- возбуждение и срыв колебаний происходят ступенчато при разных значениях коэффициента обратной связи $K_{\text{ос}}$;
- амплитуда стационарных колебаний в больших пределах изменяться не может;
- постоянная составляющая коллекторного тока меньше, чем в мягком режиме, следовательно, значительно выше КПД.

Сравнивая положительные и отрицательные стороны рассмотренных режимов самовозбуждения, приходим к общему выводу: надежное самовозбуждение генератора обеспечивает мягкий режим, а экономичную

работу, высокий КПД и более стабильную амплитуду колебаний – жесткий режим.

Необходимость наличия определенного напряжения на входе усилительного элемента для появления колебаний на его выходе является недостатком жесткого режима самовозбуждения. В данном режиме самовозбуждения угол отсечки выходного тока меньше 90° .

Наличие малого угла отсечки увеличивает КПД генератора, что является достоинством этого режима. На практике в некоторых типах генераторов (в частности в LC -генераторах) используют оба режима: при включении генератора и во время переходного режима генератор работает в мягком режиме самовозбуждения, а при переходе в стационарный режим работы генератор переводится в жесткий режим самовозбуждения.

9.2. LC -автогенераторы

В LC -генераторе в качестве нагрузки используется параллельный колебательный контур. Условия для генерации синусоидальных колебаний здесь создаются для частоты настройки f_0 колебательного контура, когда его сопротивление является чисто активным. Колебательный контур включен в нагрузку усилителя, поэтому условие баланса амплитуд будет выполняться только на этой частоте, что и определяет частоту генерируемых колебаний.

Схема LC -автогенератора с трансформаторной обратной связью показана на рис. 9.6. Генератор состоит из избирательного усилителя и цепи обратной связи. Элементы R_1 , R_2 , R_3 обеспечивают необходимый режим по постоянному току усилительного элемента и его термостабилизации. Элементы L_1C_2 образуют параллельный колебательный контур. Флуктуационный шум транзистора содержит составляющие на всех частотах, из которых с помощью избирательной цепи выделяется составляющая на резонансной частоте контура, что приведет к возникновению напряжения возбуждения в цепи обратной связи.

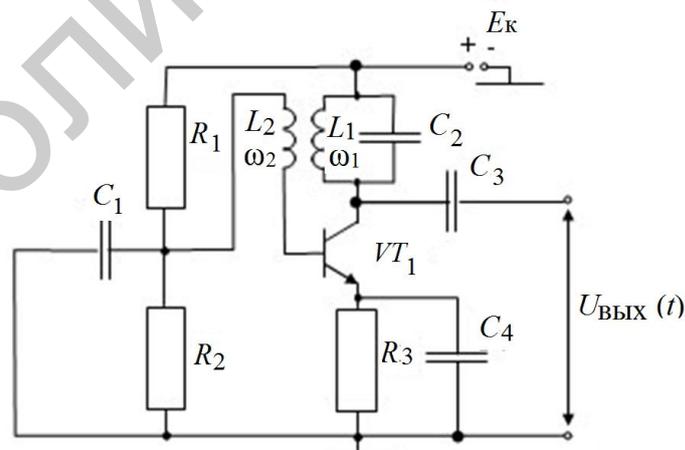


Рис. 9.6. LC -автогенератор

Это напряжение приведет к увеличению тока коллектора и, следовательно, напряжения на контуре, и, как следствие этого, к еще большему напряжению возбуждения на катушке связи. В результате в кольце обратной

связи возникают нарастающие колебания на частоте f_{Γ} при условии, что коэффициент усиления по замкнутой цепи генератора $K > 1$, то есть $K = K_0 \cdot K_{OC} > 1$, где K_0 – коэффициент усиления усилителя без обратной связи; K_{OC} – коэффициент обратной связи $K_{OC} = U_{OC} / U_K$.

С ростом амплитуды колебаний все в более сильной степени сказывается нелинейность активного элемента, и происходит уменьшение коэффициента усиления усилителя K_0 . При какой-то амплитуде возбуждения U_B полный коэффициент передачи по замкнутой цепи будет равным единице:

$$K = K_0(U_B) \cdot K_{OC} = 1.$$

В результате амплитуда выходных колебаний генератора достигает некоторого установившегося уровня и потом становится практически неизменной. Энергия, отбираемая от источника постоянного тока усилителем схемы за один период колебаний, оказывается равной энергии, расходуемой за то же время в нагрузке. В этом случае говорят о стационарном режиме работы генератора с постоянной амплитудой и частотой ω_{Γ} .

В коллекторной цепи транзистора VT появляется коллекторный ток, заряжающий емкость C_2 контура $L_2 C_2$, которая далее разряжается на катушку индуктивности. В контуре возникают свободные затухающие колебания с

$$\text{частотой } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}.$$

Сигнал ОС, индуктивно связанный с обмоткой ω_1 , снимается со вторичной обмотки ω_2 подается на вход транзистора. Поскольку напряжение ОС меньше выходного напряжения, отношение числа витков первичной и вторичной обмоток должно быть $\frac{\omega_1}{\omega_2} > 1$. Для обеспечения условия баланса

амплитуд необходимо, чтобы $\beta > \sqrt{\frac{L_k}{L_B}} = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ где β – коэффициент передачи тока

транзистора в точке покоя. Из-за наличия узкополосной колебательной системы все описанные процессы происходят на одной частоте ω_0 и резко затухают на других частотах.

9.3. Трехточечные схемы автогенераторов

Индуктивная и емкостная трехточечные схемы генераторов приведены на рис. 9.7, а, б. Трехточечные схемы называются трехточечными, поскольку контур подключается к трем выводам транзистора (или другого усилительного прибора).

В индуктивной трехточечной схеме первая точка – это коллектор транзистора – нижний (по схеме) вывод контура, вторая – база – верхний вывод контура через конденсатор C_1 и третья точка (средний вывод контура) через конденсатор C_5 , общий провод и цепь $R_3 - C_3$ подключен к эмиттеру.

Емкостная трехточечная схема показана на рис. 9.7, б. Коллектор и база транзистора подключены к выводам резонансного контура, а средняя точка конденсаторов C_3 и C_4 подключена к эмиттеру через C_2 .

В данной схеме в цепь нагрузки генератора включен контур $L_1C_3C_4$. Сигнал ПОС снимается с конденсатора C_4 и через конденсатор C_1 поступает в базовую цепь. Конденсатор C_1 не пропускает высокое коллекторное напряжение на базу транзистора. Общую точку конденсаторов C_3, C_4 можно считать подключенной к источнику питания, поскольку его сопротивление переменному току незначительно. Частота генерации определяется по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_1 C_3 C_4}{C_3 + C_4}}}$$

Емкостная трехточечная схема автогенератора обычно используется в качестве тактовых генераторов с фиксированной частотой.

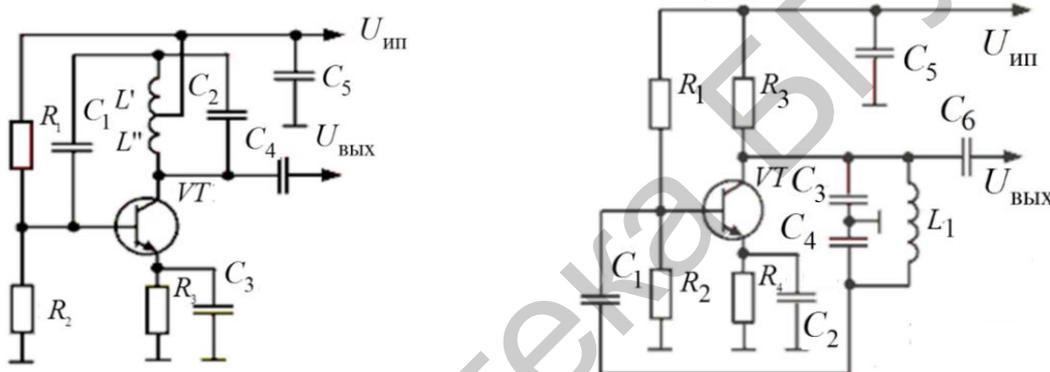


Рис. 9.7. Индуктивная (а) и емкостная (б) трехточечная схемы генераторов

В индуктивной трехточечной схеме (рис.9.7, а) в коллекторную цепь включен колебательный контур $L'L''C_2$, а выходной сигнал снимается с коллектора транзистора VT (или с части катушки L''), сигнал ПОС – с катушки L' . Поскольку напряжения этих сигналов противофазны, то автоматически выполняется условие баланса фаз.

Сигнал ПОС подается на базу транзистора через разделительный конденсатор, сопротивление которого на частоте генерации мало. Этот конденсатор предотвращает попадание постоянной составляющей в базовую цепь (через катушку связи).

Общая точка катушек L' и L'' подключена к источнику питания, сопротивление которого переменному току незначительно. Условие баланса амплитуд выполняются подбором числа витков $L'L''$.

Частота генерации определяется по формуле $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L'+L'')C_2}}$.

В обеих схемах элементы R_1 , R_2 , R_3 , как и в схеме генератора с трансформаторной ОС, обеспечивают режим работы по постоянному току транзистора VT .

Возможность перестройки частоты в широком диапазоне обусловила применение индуктивной трехточки в гетеродинах радиоприемников, возбуждителях радиопередатчиков (генераторах плавного диапазона) и т. д.

9.4. Стабилизация частоты генератора

Очень важным требованием, предъявляемым к генераторам, является стабильность частоты генерируемых колебаний. Нестабильность частоты зависит от многих факторов, а именно:

- изменения окружающей температуры;
- изменения напряжения источника питания;
- механической вибрации и деформации деталей;
- шумов активных элементов.

Нестабильность частоты проявляется в изменении емкостей конденсаторов, индуктивностей дросселей и сопротивлений резисторов, входящих в состав колебательных контуров и RC -цепей обратных связей.

Стабильность частоты автогенераторов зависит также от паразитных емкостей и индуктивностей и их изменений, которые влияют на частоту f_0 .

Влияние температуры приводит к изменению линейных размеров индуктивных катушек и конденсаторов, что влечет за собой изменение емкости и индуктивности колебательного контура соответственно на ΔC и ΔL .

Относительное изменение емкости конденсатора $\Delta C/C$ при изменении температуры на 1°C называют температурным коэффициентом емкости (ТКЕ). Он может быть как положительным, так и отрицательным. Например, керамические конденсаторы выпускают с положительным ТКЕ порядка $(30-50)10^{-6}$ на 1°C и с отрицательным ТКЕ $(30-50)10^{-6}$ на 1°C .

Относительное изменение индуктивности катушки $\Delta L/L$ при изменении температуры на 1°C называют температурным коэффициентом индуктивности (ТКИ). У лучших по термостабильности катушек ТКИ имеет значение $(50-100)10^{-6}$ на 1°C .

Относительное изменение сопротивления резистора $\Delta R/R$ при изменении температуры на 1°C называют температурным коэффициентом сопротивления (ТКС). Оно также может быть положительным и отрицательным. У линейных углеродистых резисторов широкого применения ТКС отрицательный и имеет значение $10^{-3}-10^{-5}$ на 1°C . Металлизированные резисторы широкого применения имеют положительный ТКС порядка 10^{-4} на 1°C .

На нестабильность генерируемой частоты, вызванную изменением температуры, сильно влияют изменения параметров транзисторов.

Различают **абсолютную нестабильность частоты**, равную абсолютному значению отклонения частоты от ее номинального значения $\Delta f = |f - f_{\text{ном}}|$, и **относительную нестабильность**, выражаемую отношением

$\Delta f / f_{\text{НОМ}}$, где f – текущее (реальное) значение частоты; $f_{\text{НОМ}}$ – номинальное (заданное) значение частоты.

Современная техника стабилизации частоты дает возможность достаточно просто обеспечить относительную нестабильность до 10^{-4} – 10^{-5} .

Широко распространены автогенераторы, имеющие $df / f_{\text{НОМ}} = 10^{-7}$ – 10^{-8} , а предельные возможности в настоящее время достигают 10^{-16} .

Вычислим $\frac{d\omega_0}{\omega_0}$, имея в виду, что частота $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ задается параметрами избирательной системы автогенератора (колебательным контуром). Полный дифференциал от ω_0 как функции двух переменных (C и L) равен

$$d\omega_0 = \frac{\partial\omega_0}{\partial C}dC + \frac{\partial\omega_0}{\partial L}dL = -\frac{1}{2} \left(\frac{dC}{C\sqrt{LC}} + \frac{dL}{LdC} \right). \quad (9.5)$$

Заменяя дифференциалы приращениями, получим окончательно

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta L}{L} \right). \quad (9.6)$$

Знак «минус» в формуле означает, что увеличение (положительное приращение) индуктивности или емкости вызывает уменьшение частоты ω_0 . Для обеспечения требуемой стабильности частоты необходимо применять комплекс специальных мер, направленных на ослабление влияния дестабилизирующих факторов на частоту колебаний автогенераторов:

Для RC -автогенераторов можно получить аналогичную формулу:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta R}{R} \right),$$

где ΔC и ΔR – приращения соответственно емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов, вызванные воздействием дестабилизирующих факторов.

Для обеспечения требуемой стабильности частоты необходимо применять **комплекс специальных мер**, направленных на ослабление влияния дестабилизирующих факторов на частоту колебаний автогенераторов:

1) параметрическая стабилизация – выбор схемы автогенератора и расчет элементов, позволяющих стабилизировать режимы работы транзистора (лампы);

2) термостабилизация – выбор элементов автогенератора с малыми температурными изменениями параметров; помещение колебательной системы или автогенератора в целом в термостат и т. д.;

3) термокомпенсация – выбор элементов L и C , имеющих температурные коэффициенты противоположных знаков и взаимно компенсирующихся отклонениями ΔL и ΔC ; при термокомпенсации вводится температурный коэффициент частоты

$$\alpha_f = -\frac{1}{2}(\alpha_L + \alpha_C), \quad (9.7)$$

определяемый через температурные коэффициенты индуктивности α_L и емкости α_C . Если элементы контура L и C выбраны так, что у них α_L и α_C равны по величине и противоположны по знаку, то $\alpha_F = 0$, то есть исключается влияние температуры на частоту генерируемых колебаний;

4) кварцевая стабилизация частоты, основанная на использовании высокочастотных кварцевых резонаторов, что позволяет обеспечить долговременную стабильность частоты порядка 10^{-6} . При этом генераторы, содержащие в своем составе кварцевый резонатор, выделяются в отдельную группу кварцевых генераторов.

Кварцевые генераторы содержат кварцевый резонатор, пластины которого обладают пьезоэлектрическим эффектом двух видов:

а) прямой пьезоэффект: при растяжении или сжатии кварцевой пластины на ее противоположных гранях возникают равные по величине, но противоположные по знаку электрические заряды, величина которых пропорциональна давлению, а знаки зависят от направления силы давления;

б) обратный пьезоэффект: если к граням кварцевой пластины приложить электрическое напряжение, то пластина будет сжиматься или разжиматься в зависимости от полярности приложенного напряжения.

Эквивалентная схема кварцевого резонатора показана на рис. 9.8, а, а зависимость реактивного сопротивления от частоты – на рис. 9.8, б.

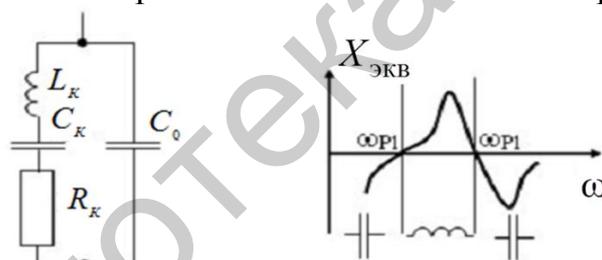


Рис. 9.8. Эквивалентная схема кварцевого резонатора (а) и зависимость характера сопротивления (б)

Кварц может быть эквивалентом как последовательного колебательного контура, так и параллельного. На частоте f_{01} происходит резонанс напряжений. На частоте f_{02} происходит резонанс токов:

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}}}}; \quad f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{кв}} C_0}}. \quad (9.8)$$

Кварцевый резонатор можно включать вместо конденсатора либо вместо катушки в контуре. При использовании кварцевого способа стабилизации коэффициент относительной нестабильности достигает 10^{-7} – 10^{-10} .

9.5. RC-автогенераторы

Основным достоинством RC-автогенераторов является возможность генерирования стабильных низкочастотных колебаний (до 20 кГц).

Недостатком таких генераторов является неэкономичность по сравнению с LC-автогенераторами, так как RC-автогенераторы работают в мягком режиме самовозбуждения.

RC-автогенератор с фазосдвигающей цепью (рис. 9.9) собран на транзисторе VT_1 . Нагрузкой усилителя является резистор R_3 . Трехзвенная фазосдвигающая цепь обратной связи состоит из элементов C_4, C_5, C_6 и R_4, R_5, R_6 . Для согласования низкого входного сопротивления транзистора VT_1 с сопротивлением фазосдвигающей цепи используется согласующий каскад – эмиттерный повторитель на VT_2 , включенный по схеме с общим коллектором.

При отсутствии этого каскада низкое входное сопротивление VT_1 будет шунтировать цепь обратной связи и значительно уменьшать коэффициент обратной связи, а это приведет к несоблюдению условия баланса амплитуд. Нагрузкой эмиттерного повторителя служит резистор R_9 . Напряжения смещения на транзисторы подаются делителями напряжения $R_1 R_2$ и $R_7 R_8$.

Элементы C_1 и R_{10} являются фильтром питания, C_2, C_3 и C_7 – разделительными конденсаторами. Коэффициент обратной связи такого генератора равен $1/29$, поэтому для выполнения баланса амплитуд коэффициент усиления усилителя должен быть $K_{vc} \geq 29$.

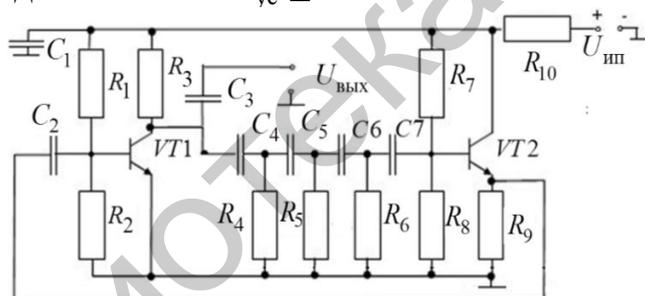


Рис. 9.9. RC-автогенератор с согласующим каскадом и фазосдвигающей цепью

Трехзвенная фазосдвигающая цепь является RC-фильтром. Одно звено фильтра приведено на рис. 9.10, а. При подаче на вход RC-фильтра напряжения $U_{вх}$ в цепи протекает ток. Этот ток создает падение напряжения на конденсаторе U_C и резисторе U_R .

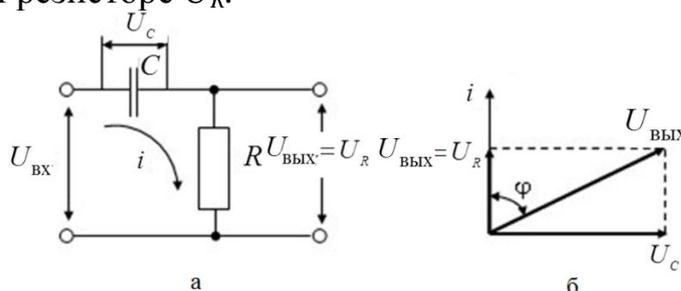


Рис. 9.10. Принципиальная электрическая схема RC-фильтра (а) и векторная диаграмма (б)

Напряжение U_R одновременно является выходным напряжением $U_{\text{ВЫХ}}$. Напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ совпадает по фазе с током i , а напряжение U_C сдвинуто относительно $U_{\text{ВЫХ}}$ на 90° . Напряжение на входе цепи равно геометрической сумме векторов $U_{\text{ВЫХ}}$ и U_C и соответствует вектору $U_{\text{ВХ}}$. Вектора $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол φ .

Величина угла $\varphi < 90^\circ$, и φ можно увеличивать, уменьшая емкость конденсатора. Для выполнения баланса фаз необходимо последовательное включение нескольких фильтров.

При этом главным условием является равенство сдвига фаз каждым из фильтров, в противном случае каждый из фильтров будет иметь свою резонансную частоту, отличную от других фильтров и колебания на выходе фильтра будут отсутствовать. На практике используют последовательное включение трех фазосдвигающих звеньев, каждое из которых дает сдвиг фазы 60° , или четырех звеньев, каждое из которых дает сдвиг фазы 45° . На рис. 9.11 приведены две возможные трехзвенные фазосдвигающие цепи.

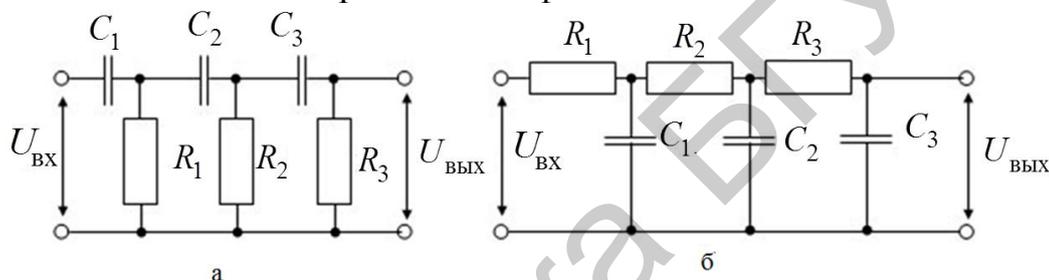


Рис. 9.11. Принципиальные электрические схемы трехзвенных фазосдвигающих цепей

Частота генерируемых колебаний при использовании этих схем определяется следующими выражениями:

- для схемы, приведенной на рисунке 9.12, а:

$$f_{\Gamma} = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = 0,065 / RC;$$

- для схемы, приведенной на рисунке 9.12, б:

$$f_{\Gamma} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = 0,39 / RC,$$

где $R=R_1=R_2=R_3$ и $C=C_1=C_2=C_3$.

Фильтры в генераторе выполняют сразу несколько функций: определяют частоту генерируемых колебаний, определяют форму колебаний и участвуют в выполнении баланса фаз. В RC -автогенераторах для построения избирательной цепи используются RC -фильтры и цепь положительной обратной связи строится последовательным включением нескольких RC -фильтров.

RC -автогенератор с фазобалансной цепью можно применять в генераторах с четным числом усилительных каскадов, для которых нет необходимости использовать фазосдвигающие цепи в цепи положительной обратной связи. Для выделения колебаний требуемой частоты в выходном

напряжении таких генераторов в цепь обратной связи включают четырехполосник, обладающий частотно-избирательными свойствами (фазобалансную цепь) (рис. 9.12).

Для генерирования колебаний необходимо, чтобы данный четырехполосник не вносил сдвига фаз между входным напряжением $U_{ВХ}$ и выходным напряжением $U_{ВЫХ}$, то есть $\varphi_{ВХ}$ должно быть равно $\varphi_{ВЫХ}$. Частоту, на которой $\varphi_{ВХ} = \varphi_{ВЫХ}$, можно определить из выражения для коэффициента передачи, в котором в этом случае мнимая часть должна быть равна нулю:

$$\beta = U_{ВЫХ} / U_{ВХ} = Z_2 / (Z_1 + Z_2) = \left[\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right) - j \left(\frac{1}{\omega R_2 C_1} - \omega R_1 C_2 \right) \right]^{-1}.$$

Отсюда находим $f_{Г} = \omega_0 / 2\pi = 1 / 2\pi C_1 R_1 R_2 C_2$. (9.9)

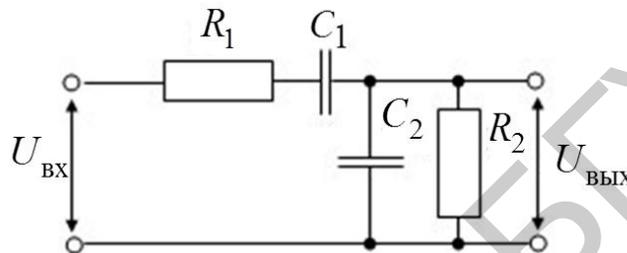


Рис. 9.12. Принципиальная электрическая схема частотно-избирательного четырехполосника

Если $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, тогда выражение примет вид $f_{Г} = 1 / 2\pi CR$.

На всех остальных частотах будет происходить сдвиг фазы, а значит, на этих частотах не будет выполняться условие баланса фаз и колебания с этими частотами будут отсутствовать.

Можно показать, что коэффициент обратной связи в этом случае будет равен $1/3$, а следовательно, для выполнения баланса амплитуд коэффициент усиления усилителя автогенератора должен быть не менее 3 .

Принципиальная электрическая схема RC -автогенератора с фазобалансной цепью и частотная зависимость коэффициента передачи и фазового сдвига представлены на рис. 9.13.

В этом генераторе используется два усилительных каскада, собранных на транзисторах VT_1 и VT_2 . Нагрузкой этих каскадов являются резисторы R_3 и R_5 . Напряжение смещения на транзисторы подается фиксированным током базы через резисторы R_2 и R_4 . Элементы C_1 , R_1 , C_2 , R_2 образуют фазобалансную цепь в цепи положительной обратной связи. Элементы C_4 и C_5 являются разделительными конденсаторами, R_6 и C_3 – элементы фильтра питания.

Условие баланса амплитуд в этой схеме выполняется за счет двух усилительных каскадов, с помощью которых легко достигается коэффициент усиления, равный 3 . Баланс фаз достигается включением двух транзисторов по схеме с общим эмиттером (суммарный сдвиг фаз в этом случае $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$).

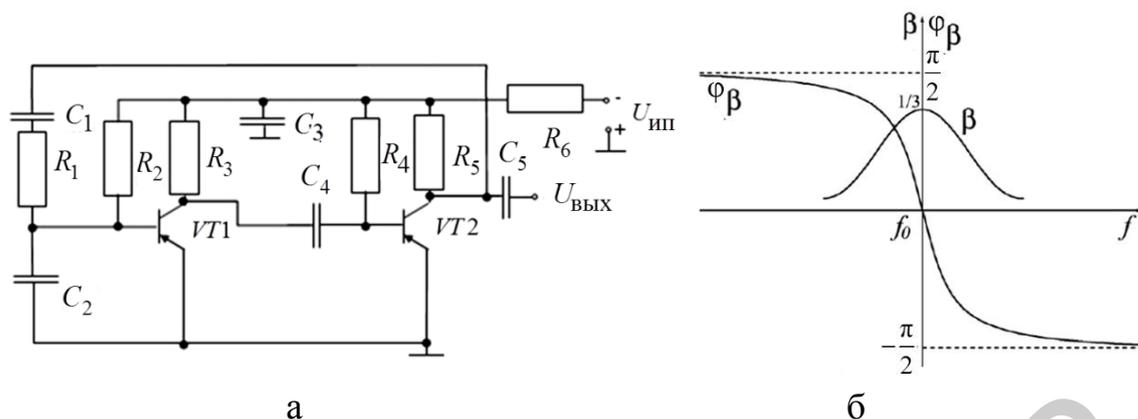


Рис. 9.13. *RC*-автогенератор с фазобалансной цепью (а) и частотная зависимость коэффициента передачи и фазового сдвига (б)

***RC*-автогенератор с мостом Вина** имеет важное достоинство, в частности, способность изменения частоты генерируемых колебаний в широких пределах (рис. 9.14).

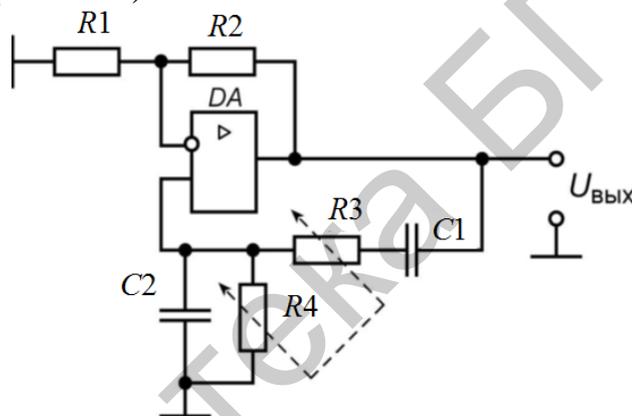


Рис. 9.14. Принципиальная электрическая схема *RC*-автогенератора с мостом Вина

В этом генераторе усилитель выполнен на ОУ. Часть выходного напряжения (напряжения положительной обратной связи) поступает на неинвертирующий вход ОУ через фазобалансную цепь $C_1 - R_3 - C_2 - R_4$, которая является одним из плеч моста Вина. Второе плечо моста образовано элементами R_1 и R_2 , которые представляют собой также делитель напряжения в цепи отрицательной обратной связи.

Отрицательная обратная связь, снижая коэффициент усиления ОУ, существенно снижает нелинейные искажения генерируемых колебаний.

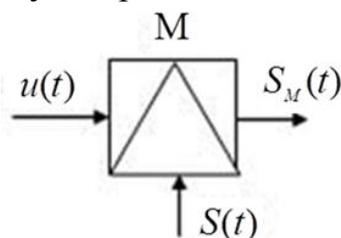
RC-генераторы с мостом Вина используют для получения гармонических колебаний частотой от 1 Гц до 200 кГц. Регулировка частоты генерируемых колебаний в рассматриваемом генераторе осуществляется одновременной регулировкой сопротивлений резисторов R_3 и R_4 частотно-избирательного четырехполюсника в цепи ПОС, однако может осуществляться и одновременной регулировкой емкостей конденсаторов C_1 и C_2 .

10. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СПЕКТРА

К преобразователям спектра сигналов в радиоэлектронике относится ряд устройств, таких, как модуляторы, преобразователи частоты, детекторы. Их общим свойством является использование для этой цели нелинейных элементов, преобразующих спектр входного сигнала.

10.1. Модуляторы

Модуляция осуществляется в *модуляторах*. Условное графическое обозначение модулятора показано на рис. 10.1. При модуляции на вход модулятора подаются следующие сигналы:



$u(t)$ – *модулирующий*: данный сигнал является информационным и низкочастотным (его частоту обозначают ω или F);

$S(t)$ – *модулируемый (несущий)*: данный сигнал является неинформационным и высокочастотным (его частота обозначается ω_0 или f_0);

$S_M(t)$ – *модулированный*: данный сигнал является информационным и высокочастотным.

Рис. 10.1. Модулятор

В качестве несущего сигнала может использоваться:

- гармоническое колебание, при этом модуляция называется *аналоговой*, или *непрерывной*;
- периодическая последовательность импульсов, при этом модуляция называется *импульсной*;
- постоянный ток, при этом модуляция называется *шумоподобной*.

Так как в процессе модуляции изменяются информационные параметры несущего колебания, то название вида модуляции зависит от изменяемого параметра этого колебания.

Основными характеристиками модуляторов являются модуляционная и частотная, которые обычно снимаются экспериментально.

Модуляционная характеристика представляет собой зависимость отклонения информационного параметра несущей от воздействующего постоянного модулирующего напряжения U_m .



Рис. 10.2. Модуляционная характеристика

При гармонической несущей информационными параметрами являются: отклонение амплитуды U_m при АМ, отклонение частоты при ЧМ и отклонение фазы при ФМ.

В идеальном случае модуляционная характеристика должна быть линейной (рис. 10.2), однако реальная характеристика имеет отклонения. Эти отклонения приводят к нелинейным искажениям модулированного сигнала. По данной характеристике определяют качественные показатели модулятора (амплитуду модулирующего сигнала).

Частотная характеристика представляет собой зависимость основного параметра модулированного сигнала от частоты модулирующего гармонического сигнала $u_M(t)$. Для гармонической несущей такими параметрами являются коэффициент

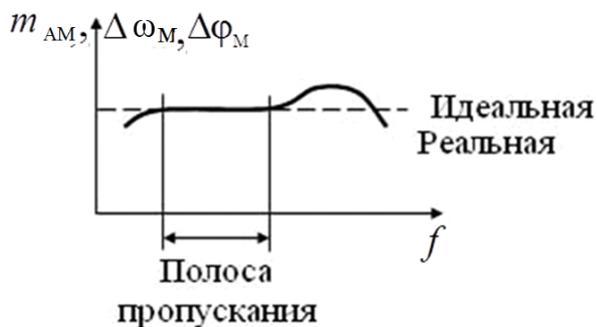


Рис. 10.3. Частотная характеристика модулятора

при АМ, девиация частоты при ЧМ, индекс при ФМ. Идеальная частотная характеристика имеет постоянное значение на всех частотах (рис. 10.3). Реальная характеристика имеет отклонения, что приводит к частотным искажениям. По частотной характеристике определяют частотные свойства модулятора (полосу пропускания модулятора).

10.1.1. Формирование амплитудно-модулированных сигналов

Однотактный амплитудный модулятор на диоде показан на рис. 10.4. В состав данного модулятора входит диод (нелинейный элемент) и полосовой фильтр. Нелинейный элемент в схеме модулятора выполняет задачу изменения спектра сигнала.

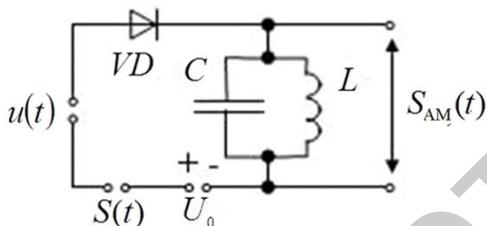


Рис. 10.4. Принципиальная схема однотактного амплитудного модулятора

На диод VD , вольт-амперная характеристика которого аппроксимирована полиномом второй степени, подаются три напряжения: напряжение смещения U_0 для выбора рабочей точки НЭ, напряжения модулирующего сигнала $u(t)$ и напряжения несущего $S(t)$ колебания.

При ограничении аппроксимации передаточной характеристики **полиномом второй степени** $i = a_0 + a_1u + a_2u^2$ полезными продуктами для амплитудного модулятора будут являться сигналы, которые можно выделить фильтром, настроенным на частоту ω .

Рассмотрим случай, когда на НЭ воздействуют одновременно два гармонических колебания:

$$\begin{aligned} U(t) &= U_{m1} \cos \Omega t, \\ S(t) &= U_{m2} \cos \omega t. \end{aligned} \quad (10.1)$$

Ток в цепи определяется выражением

$$i = a_0 + a_1(u_1 + u_2) + a_2(u_1 + u_2)^2. \quad (10.2)$$

Определим спектральный состав выходного тока:

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 U_{m1} \cos \Omega t + a_1 U_{m2} \cos \omega t + a_2 U_{m1}^2 \cos^2 \Omega t + \\ &+ a_2 U_{m2}^2 \cos^2 \omega t + 2a_2 U_{m1} U_{m2} \cos \Omega t \cos \omega t. \end{aligned} \quad (10.3)$$

Полезные составляющие с частотой ω будут выделены полосовым фильтром, в качестве которого используется колебательный LC-контур, настроенный на частоту ω_0 .

$$S_{AM}(t) = a_1 U_{m2} \cos \omega t + 2a_2 U_{m1} U_{m2} \cos \Omega t \cos \omega t =$$

$$= \left(1 + \frac{2a_2 U_{m1}}{a_1} \cos \Omega t\right) \cos \omega t. \quad (10.4)$$

Временные диаграммы сигналов представлены на рис. 10.5. В данном спектре модулированному сигналу соответствуют составляющие на частотах $\omega_0, \omega_0 \pm \Omega$.

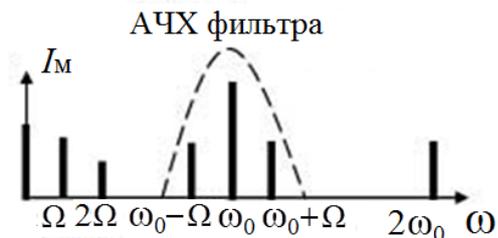


Рис. 10.5. Спектральная диаграмма отклика диода

Недостатком данного модулятора является присутствие в спектре АМ-сигнала составляющей несущей частоты. От этого недостатка свободен балансный модулятор.

Балансный модулятор представляет собой два одноконтурных амплитудных модулятора, работающих на общую нагрузку (рис. 10.6). Модулятор содержит два диода с одинаковыми ВАХ аппроксимированными

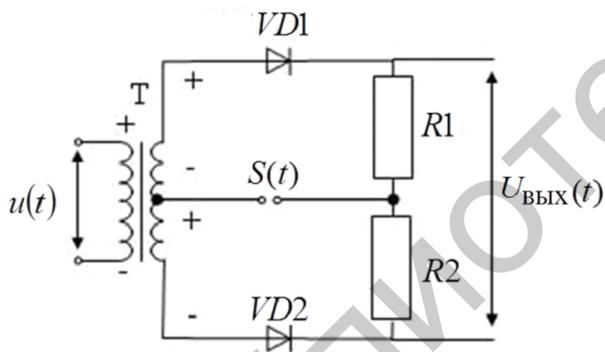


Рис. 10.6. Принципиальная электрическая схема балансного модулятора

полиномами третьей степени. Два резистора с малым, но одинаковым сопротивлением являются нагрузкой диодов.

Модулирующий сигнал подается через первичную обмотку трансформатора, а несущее колебание – через среднюю точку вторичной обмотки трансформатора и точку соединения двух резисторов.

Если в некоторый момент времени напряжения $u(t)$ и $S(t)$ будут иметь полярность, показанную на рис. 10.6, то пренебрегая падением напряжения на резисторах, напряжение на диодах будет равно

$$u_{д1}(t) = S(t) + u_{II}(t); \quad (10.5)$$

$$u_{д2}(t) = S(t) - u_{II}(t).$$

где $u_{II}(t)$ – напряжение модулирующего сигнала во вторичной обмотке трансформатора.

Спектр сигнала на выходе модулятора показан на рис. 10.7. Как следует из спектра выходного сигнала, в нем отсутствуют составляющие несущего сигнала, четные составляющие модулирующего сигнала и их высшие гармоники, которые вносят искажения формы модулированного сигнала. Отсутствие составляющей несущего сигнала и ее гармоник объясняется тем,

что падения напряжения, вызванные токами этих колебаний на резисторах, имеют одинаковые значения, но противоположную полярность.

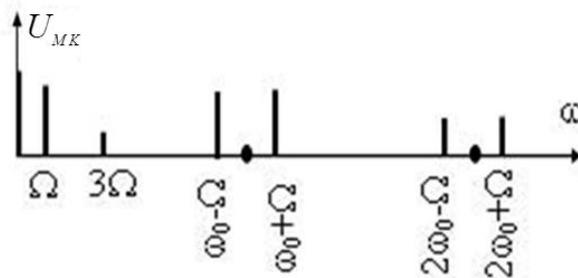


Рис. 10.7. Спектральная диаграмма сигнала на выходе балансного модулятора

К недостаткам модулятора можно отнести наличие составляющих модулирующего сигнала и высших гармоник модулированного сигнала.

Кольцевой модулятор представляет собой два балансных модулятора, работающих на общую нагрузку (рис. 10.8).

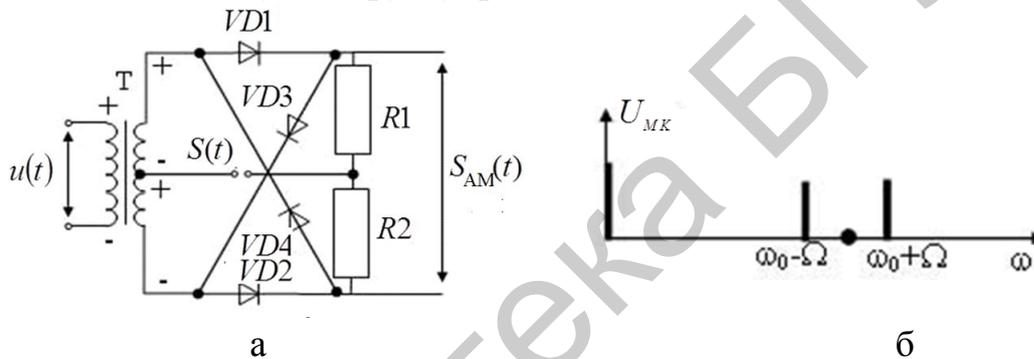


Рис. 10.8. Принципиальная схема модулятора (а) и спектральная диаграмма сигнала (б) на выходе кольцевого модулятора

Спектр сигнала на выходе кольцевого модулятора показан на рисунке 10.8, б. Как видно из диаграммы, в спектре сигнала отсутствуют составляющие несущего и модулирующего сигналов, а также высшие составляющие модулированного сигнала. Таким образом, кольцевой модулятор является идеальным модулятором, но лишь для сигналов с небольшой амплитудой.

При больших амплитудах $S(t)$ и $u(t)$ в спектре выходного сигнала появляются различные комбинации нечетных гармоник входных сигналов. Для формирования больших амплитуд используются амплитудные модуляторы на транзисторах.

Формирование однополосно-модулированных (ОМ) сигналов осуществляется двумя методами: фильтрации и фазирования.

Метод фильтрации может быть реализован с использованием схемы модулятора, представленной на рис. 10.9. При данном методе модулирующий сигнал $u(t)$ и несущее колебание $S(t)$ подаются на входы балансного или кольцевого модулятора.

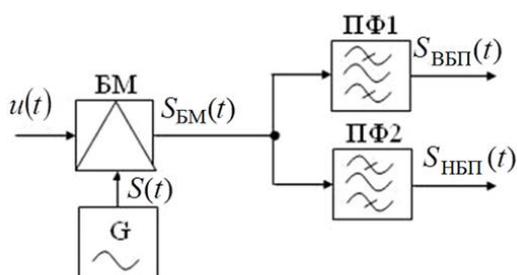


Рис. 10.9. Структурная схема модулятора однополосных сигналов методом фильтрации

На выходе модулятора формируется балансно-модулированный (БМ) сигнал $S_{БМ}(t)$. Затем этот сигнал поступает в полосовые фильтры ПФ₁ и ПФ₂: ПФ₁ выделяет верхнюю боковую полосу $S_{ВБП}(t)$, а ПФ₂ – нижнюю боковую полосу $S_{НБП}(t)$.

Метод фазирования представлен на рис. 10.10. При

данном методе модулирующий сигнал $u(t)$ и несущее колебание $S(t)$ подаются на два модулятора, причем на

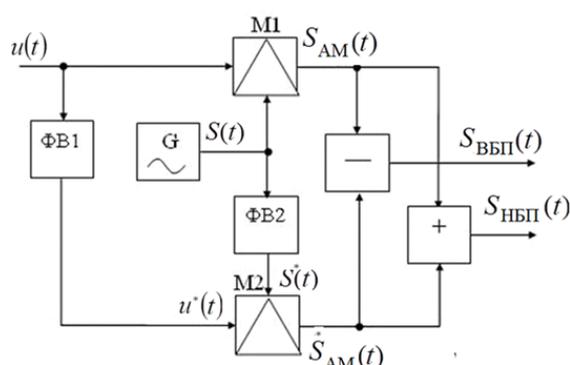


Рис. 10.10 Структурная схема модулятора ОМ- сигналов методом фильтрации

модулятор M_2 данные сигналы поступают со сдвигом фазы на 90° . Этот сдвиг осуществляется фазовращателями ФВ₁ и ФВ₂. На выходе модуляторов формируются модулированные сигналы $S_{AM}(t)$ и $S_{AM}(t)^*$, отличающиеся друг от друга сдвигом фаз 90° . При сложении этих сигналов формируется сигнал верхней боковой полосы, при вычитании – сигнал нижней боковой полосы.

10.1.2. Формирование ЧМ- и ФМ-сигналов

Формирование ЧМ-сигналов может производиться с помощью генераторов, в которых частота генерируемых колебаний зависит от модулирующего сигнала. Принципиальная электрическая схема такого модулятора представлена на рис. 10.11. В представленном модуляторе управление частотой генератора осуществляет варикап VD , к которому приложено обратное напряжение. Напряжение модулирующего сигнала подается через дроссель $L_{др}$. Левая часть модулятора представляет LC -генератор с трансформаторной обратной связью, который генерирует колебания с частотой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_3}}, \quad (10.6)$$

где C_3 – эквивалентная емкость контура.

Эквивалентная емкость контура зависит от емкости C_k и емкости варикапа. В свою очередь емкость варикапа образована емкостью, зависящей от напряжения смещения C_{v0} , и емкостью, зависящей от напряжения модулирующего сигнала C_m .

2. При максимальном приближении характера зависимости частоты от величины модулирующего напряжения к линейному закону выбор M зависит от выбора величины постоянного смещения на варикапе, а также от установления определенных пропорций между C_v и емкостями конденсаторов, входящих в состав колебательной системы для достижения требуемого коэффициента перекрытия по емкости.

Фазомодулированный сигнал можно получить, используя резонансный усилитель. Принципиальная электрическая схема такого модулятора представлена на рис. 10.12. В этом модуляторе резонансный усилитель собран на транзисторе VT .

На транзистор подаются напряжение смещения U_0 и напряжение несущего колебания $S(t)$. Нагрузкой транзистора является колебательный контур, настроенный в резонанс с частотой несущего колебания, то есть при отсутствии модулирующего сигнала $\omega_{\text{рез}} = \omega_0$. Резонансная частота колебательного контура, как и в частотном модуляторе, зависит от емкостей конденсатора C_1 и емкости варикапа VD . Емкость варикапа изменяется в соответствии с напряжением модулирующего сигнала $u(t)$, подаваемого через первичную обмотку трансформатора T .

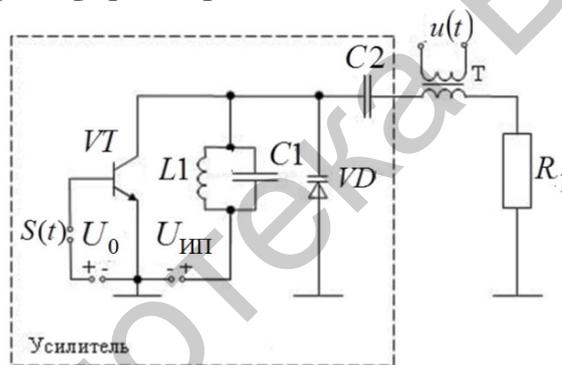


Рис. 10.12. Принципиальная электрическая схема фазового модулятора на резонансном усилителе

Таким образом, резонансная частота контура изменяется в соответствии с мгновенными значениями сигнала $u(t)$, а соответственно будет изменяться и частота колебаний модулированного сигнала, причем изменение частоты происходит в соответствии с частотой ФМ-сигнала. Сопротивление контура будет чисто активной величиной, если рабочая частота контура ω_k и частота ω_0 равны между собой, и комплексной величиной, в случае нарушения равенства.

Известно, что сопротивление контура в пределах полосы пропускания по уровню 0,7 можно записать в виде

$$Z_k(\omega_0) = \frac{R}{\sqrt{1+\xi^2}} e^{-\arctg \xi},$$

где фазовая характеристика параллельного контура определяется как $\varphi = \arctg \xi$; R – сопротивление контура на резонансной частоте; ξ – обобщенная расстройка контура, определяемая соотношением $\xi = \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} Q$.

Расстраивая резонансный контур по отношению к частоте возбуждающего сигнала, мы получаем изменение фазы выходного сигнала, то есть происходит фазовая модуляция. Недостатком такой схемы является небольшая длина линейного участка на ФЧХ контура, что ограничивает пиковые значения отклонения фазы и уменьшает индекс модуляции фазового модулятора.

Второй вариант получения ФМ-сигнала – использование балансно-модулированного сигнала (рис. 10.13).

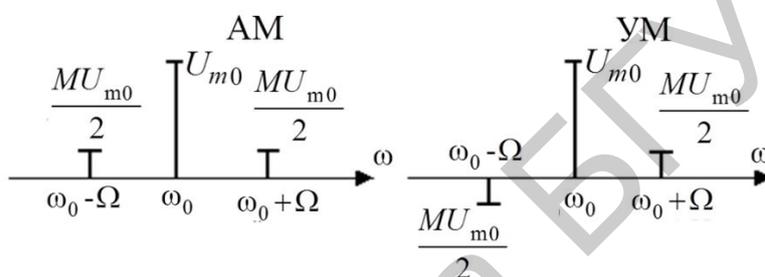


Рис. 10.13. Спектры АМ- и УМ-сигналов

Из рис. 10.13 видно, что если повернуть вектор несущего колебания на 90° , то из АМ можно получить УМ. Технически можно осуществить УМ путем добавления к АМ-колебанию еще одного несущего колебания, сдвинутого по фазе на 90° по отношению к несущей исходного АМ-сигнала. Структурная схема такого модулятора представлена на рис. 10.14.

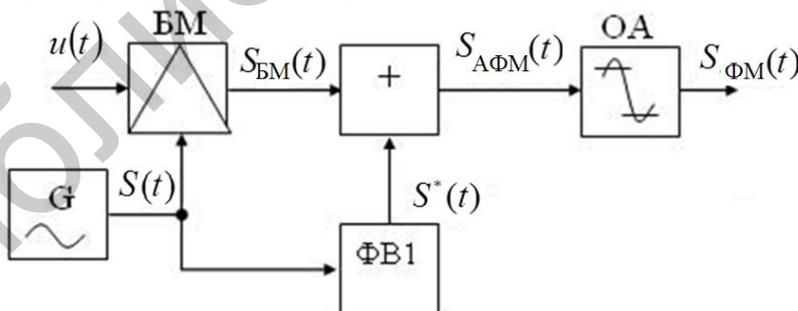


Рис. 10.14. Структурная электрическая схема фазового модулятора

Балансно-модулированный сигнал формируется в балансном или кольцевом модуляторе. Затем сигнал $S_{БМ}(t)$ поступает в сумматор. На второй вход сумматора поступает несущее колебание со сдвигом фазы 90° . Этот сдвиг осуществляет фазовращатель $\Phi В_1$. При сложении этих сигналов формируется амплитудно-фазомодулированный сигнал $S_{АФМ}(t)$. Рассмотрим этот процесс

более подробно. Вектор S^* соответствует несущему сигналу после фазовращателя.

Пусть в некоторый момент времени с БМ поступает сигнал, которому соответствует вектор $S_{БМ1}$. Этому сигналу соответствует вектор выходного сигнала $S_{АФМ1}$, угол наклона вектора соответствует фазе полученного сигнала Φ_1 .

В следующий момент времени амплитуда входного сигнала изменилась до значения вектора $S_{БМ2}$. Этому вектору соответствует вектор выходного сигнала $S_{АФМ2}$ и угол Φ_2 .

Вместе с амплитудой балансно-модулированного сигнала изменяется фаза и амплитуда выходного сигнала, что соответствует амплитудно-фазомодулированному сигналу. Паразитная амплитудная модуляция устраняется ограничителем амплитуды (ОА).

10.2. Преобразование частоты

Преобразование частоты – процесс переноса спектра сигнала в область более высоких или более низких частот без изменения формы спектра и формы сигнала.

Под формой спектра понимается соотношение между составляющими спектра сигнала. По сути, модуляция и детектирование также являются преобразованием частоты, так как при модуляции спектр модулирующего сигнала переносится в область более высоких частот, а при детектировании происходит обратный процесс. Но в основном при преобразовании частоты осуществляется изменение частоты модулированных сигналов.

Принцип преобразования частоты заключается в перемножении информационного модулированного сигнала, в основном АМ-сигнала (рис. 10.15, а), с несущей ω_0 с опорным гармоническим колебанием $u_r(t)$ высокой частоты ω_r (рис. 10.15, б). Данное колебание вырабатывается специальным высокостабильным генератором – *гетеродином* (наличие в схеме радиопередающего устройства гетеродина означает, что в данном устройстве происходит преобразование частоты).

Как и при любом нелинейном преобразовании, при перемножении этих сигналов в спектре появляются боковые полосы на частотах $(\omega_0 \pm \omega_r)$ при $(\omega_0 > \omega_r)$ или $(\omega_r \pm \omega_0)$ при $(\omega_0 < \omega_r)$. Частота $(\omega_0 + \omega_r)$, или $(\omega_r + \omega_0)$, называется *суммарной промежуточной частотой*, а частота $(\omega_0 - \omega_r)$, или $(\omega_r - \omega_0)$, – *разностной промежуточной частотой*.

Требуемая полоса частот выделяется полосовым фильтром (рис. 10.15, в). Как видно из диаграммы, сигнал $S_{ПР}(t)$ имеет огибающую, соответствующую $S_{АМ}(t)$, а частота заполнения уменьшилась, так как полосовой фильтр настроен на разностную промежуточную частоту.

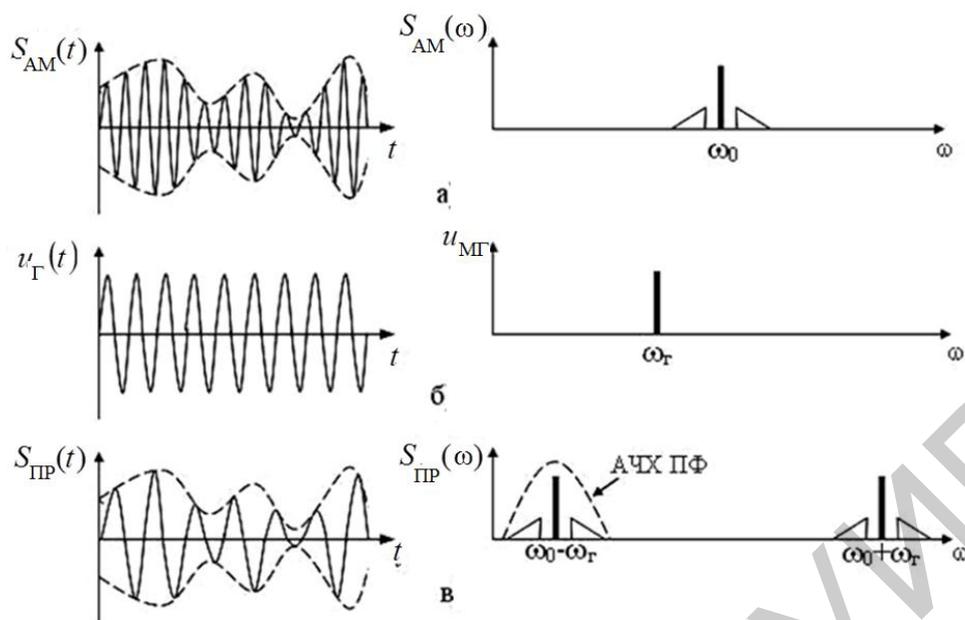


Рис. 10.15. Временные и спектральные диаграммы при преобразовании частоты:

- а – входной модулированный сигнал; б – сигнал гетеродина;
- в – сигнал разностной промежуточной частоты

Структурная и принципиальная электрические схемы преобразователя частоты представлены на рис. 10.16. Перемножение опорного колебания с АМ-сигналом осуществляется в смесителе СМ. В качестве смесителя используется амплитудный модулятор.

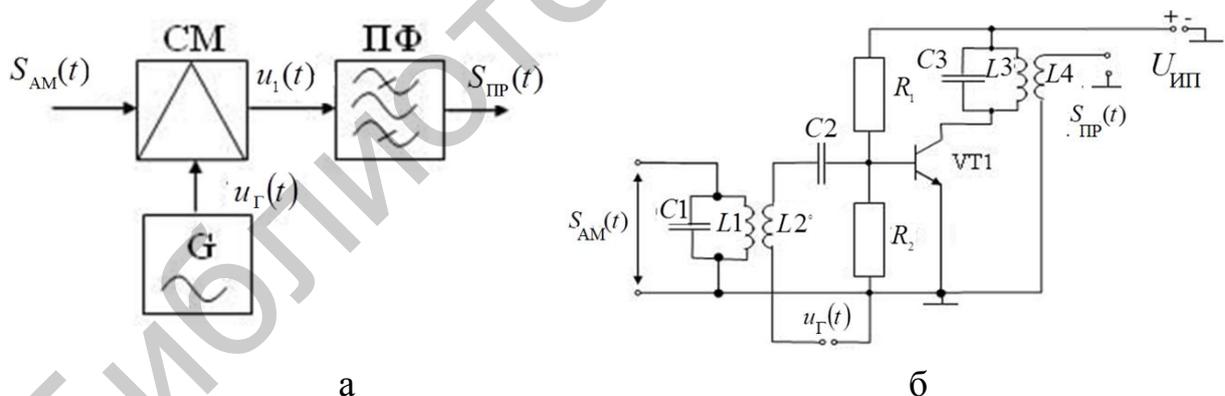


Рис. 10.16. Структурная (а) и принципиальная (б) электрические схемы преобразователя частоты

Принципиальная электрическая схема преобразователя частоты представлена на рис. 10.16, б. В этом преобразователе АМ-сигнал поступает через колебательный контур $C_1 L_1$. Катушки индуктивности L_1 и L_2 представляют собой высокочастотный трансформатор. Через вторичную обмотку этого трансформатора L_2 подается опорное колебание от гетеродина.

Перемножение АМ-сигнала с опорным колебанием осуществляется транзистором VT_1 (нелинейный характер имеет ВАХ $p-n$ -перехода база –

эмиттер). Нагрузкой транзистора является контур $C_3 L_3$, выполняющий функции полосового фильтра.

Сигнал с требуемой промежуточной частотой (в основном с разностной) снимается с катушки L_4 , которая является вторичной обмоткой высокочастотного трансформатора $L_3 L_4$.

10.3. Детектирование модулированных сигналов

Детектирование – процесс выделения модулирующего сигнала из модулированного колебания или сигнала. Детектирование может осуществляться при когерентном и некогерентном приеме сигналов.

При *когерентном приеме* для детектирования используются данные о начальной фазе сигнала. При *некогерентном приеме* для детектирования данные о начальной фазе сигнала не требуются, так как они уже содержатся в сигнале, например, на вход поступает полный АМ-сигнал. Условные графические обозначения детекторов приведены на рис. 10.17.

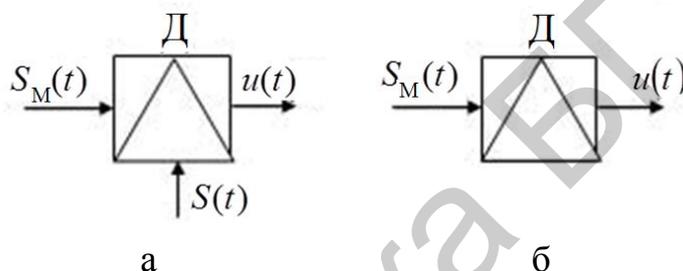


Рис. 10.17. Условное графическое обозначение детектора: а – при когерентном приеме; б – при некогерентном приеме

Наиболее общими характеристиками детектора для любого вида модуляции являются коэффициент передачи, коэффициент фильтрации, коэффициент нелинейных искажений, а также детекторная и частотная характеристики.

1. *Коэффициент передачи детектора* определяется для гармонического модулирующего сигнала как отношение амплитуды гармонического сигнала U_{m_u} к амплитуде приращения информационного параметра несущей:

$$K_d = \frac{U_{m_u}}{U_m}. \quad (10.8)$$

Для *амплитудного детектора*, например, коэффициент передачи при гармонической модуляции с частотой Ω может быть определен отношением

$$K_\Omega = \frac{U_\Omega}{m_a U_c}, \quad (10.9)$$

где U_Ω – амплитуда колебания с частотой Ω на выходе амплитудного детектора; U_c – напряжение сигнала на входе детектора.

2. *Коэффициент фильтрации* амплитудного детектора задается отношением

$$K_{\phi} = \frac{U_c}{U_{\omega}}, \quad (10.10)$$

где U_{ω} – амплитуда первой гармоники высокочастотного колебания на выходе амплитудного детектора.

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

$$K_H = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2 + \dots + U_{n\Omega}^2}}{U_{1\Omega}}, \quad (10.11)$$

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

4. Детекторная характеристика (рис. 10.18) представляет собой зависимость постоянной составляющей напряжения на выходе детектора от изменения информационного параметра несущей, подводимой к нему.

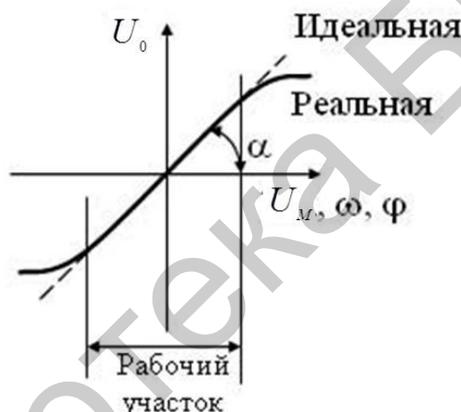


Рис. 10.18. Детекторная характеристика амплитудного детектора

При АМ информационным параметром является амплитуда, при ЧМ – частота, при ФМ – фаза. Идеальная характеристика является линейной проходя через начало координат под углом α к оси абсцисс.

Реальная характеристика имеет отклонения, которые приводят к нелинейным искажениям модулирующего сигнала. По детекторной характеристике можно определить диапазон изменения $U_{AM}(t)$, при котором нелинейные искажения не будут превышать определенного предела.

5. Частотная характеристика представляет собой зависимость амплитуды выходного напряжения U_m детектора от частоты модулирующего гармонического сигнала. Реальная характеристика имеет линейный характер и постоянна для U_m на всех частотах (рис. 10.19). Отклонение реальной характеристики от идеальной приводит к частотным искажениям модулирующего. Так же как и для модуляторов, по частотной характеристике детектора определяют полосу пропускания детектора.



Рис. 10.19. Частотная характеристика детектора

Детектирование амплитудно-модулированных сигналов может быть проведено с использованием некогерентного амплитудного детектора, представленного на рис. 10.20. Детектор содержит нелинейный элемент – диод VD , в нагрузке которого включен RC -фильтр. Необходимость нелинейного элемента вызвана тем, что процесс детектирования связан с преобразованием спектра сигнала. На рис. 10.23 показаны диаграммы, поясняющие принцип работы демодулятора.

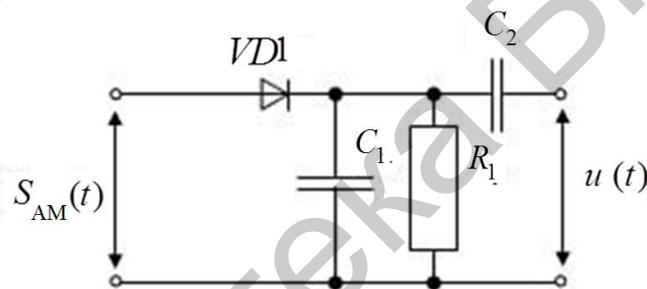


Рис. 10.20. Принципиальная электрическая схема некогерентного амплитудного детектора

На НЭ поступает АМ-сигнал $S_{AM}(t)$, в спектре которого имеются составляющая несущего сигнала и боковые составляющие (рис. 10.21, б).

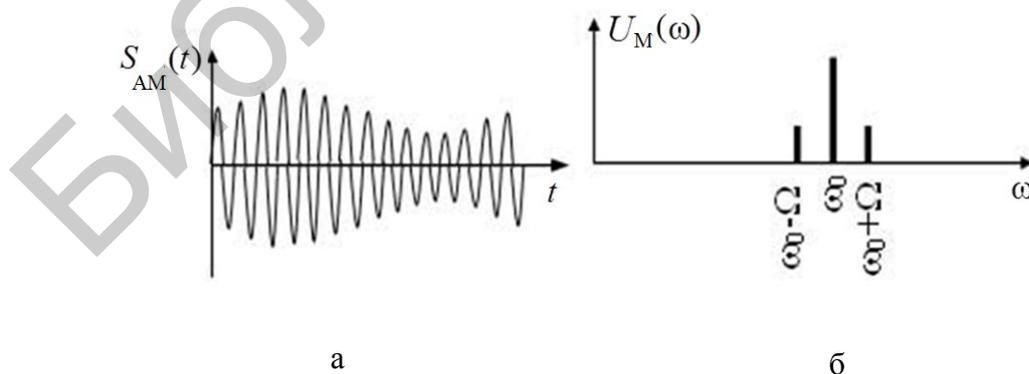


Рис. 10.21. АМ-сигнал $S_{AM}(t)$ (а) и его спектр (б)

При детектировании разделяют два режима: квадратичный и линейный.

Квадратичное детектирование применяется для детектирования сигналов малой амплитуды (до 1 В). При квадратичном детектировании используется начальный участок ВАХ биполярного транзистора или диода (рис. 10.22). Этот участок ВАХ можно аппроксимировать полиномом второй степени вида

$$i(t) = i(U_0) + aU(t) + bU^2(t), \quad (10.12)$$

где $U(t) = A(t)\cos\omega_0 t$ – мгновенное значение несущего модулированного колебания, начальная фаза которого для простоты предполагается равной 0.

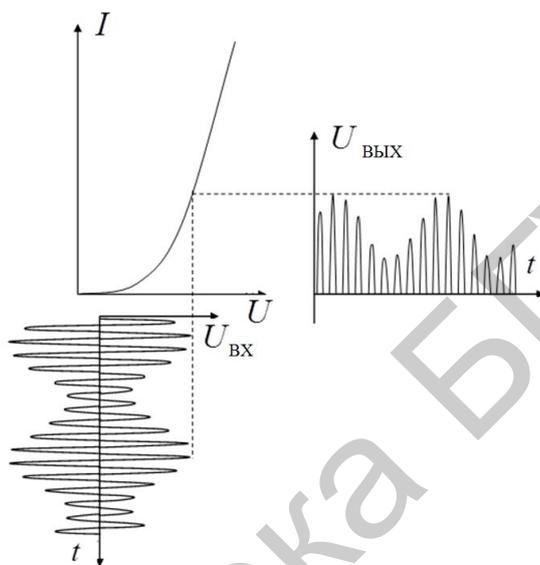


Рис. 10.22. ВАХ диода, форма входного и выходного напряжений;

На вход детектора подается модулированный сигнал

$$U(t) = U_0 \left[1 + \frac{2bU_{m1}}{a} \cos(\Omega t) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Подставляя в выражение (10.12) напряжение $U(t)$, в общем виде можно записать

$$i(t) = i_{к0} + aA(t)\cos\omega_0 t + bA^2(t)\cos^2\omega_0 t = i'_{к0} + i_{\omega_0} + i_{\omega_0 \pm \Omega} + i_{\Omega} + i_{2\Omega} + i_{2\omega_0} + i_{2\omega_0 \pm \Omega} + i_{2\omega_0 \pm 2\Omega}. \quad (10.13)$$

Из соотношения (10.13) видно, что спектр сигнала на выходе детектора содержит постоянную составляющую $i'_{к0}$, высокочастотную i_{ω_0} , две низкочастотных составляющих сигнала i_{Ω} , $i_{2\Omega}$ и т. д.

То есть в спектре отклика диода $u_d(t)$ появляются новые составляющие: постоянная составляющая сигнала, составляющая модулирующего сигнала и высшие гармоники модулированного сигнала (рис. 10.23).

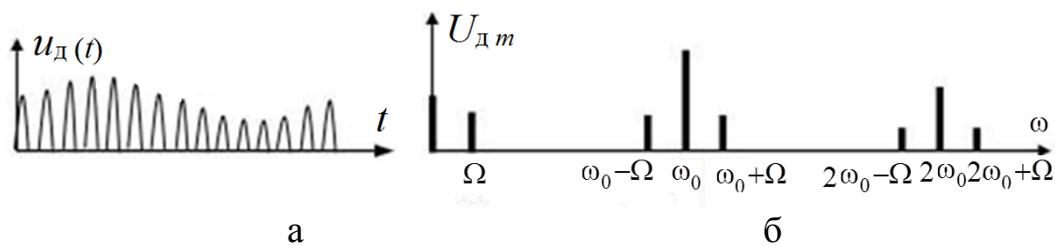


Рис. 10.23. Сигнал (а) и спектр отклика диода (б) $u_d(t)$

Разделительный конденсатор C_2 задерживает постоянную составляющую спектра и в спектре выходного сигнала присутствует только составляющая модулирующего сигнала $u(t)$ (рис. 10.24, б).

Полезный сигнал содержится в низкочастотных составляющих, поэтому высокочастотные гармоники необходимо отфильтровать.

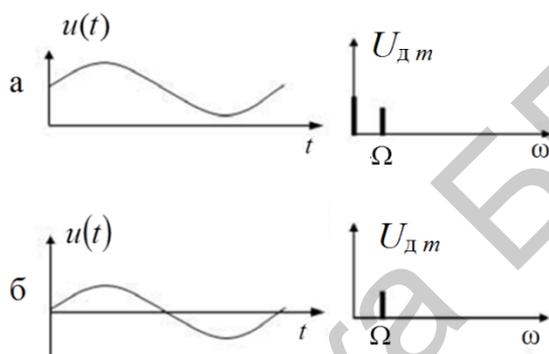


Рис. 10.24. Сигнал на выходе фильтра (а) и на выходе детектора (б)

В этом случае используют простейшие RC -фильтры нижних частот, как это показано для схемы диодного детектора (рис. 10.25).

Элементы R_1C_1 образуют фильтр низких частот, который шунтирует высокочастотные составляющие спектра отклика и тем самым выделяют составляющую модулирующего сигнала и постоянную составляющую $u_{ФНЧ}(t)$ (рис. 10.25, а). Зависимость модуля комплексного сопротивления от частоты для таких фильтров имеет вид $|Z(\omega)| = R / \sqrt{1 + (\omega RC)^2}$ (рис. 10.25, б).

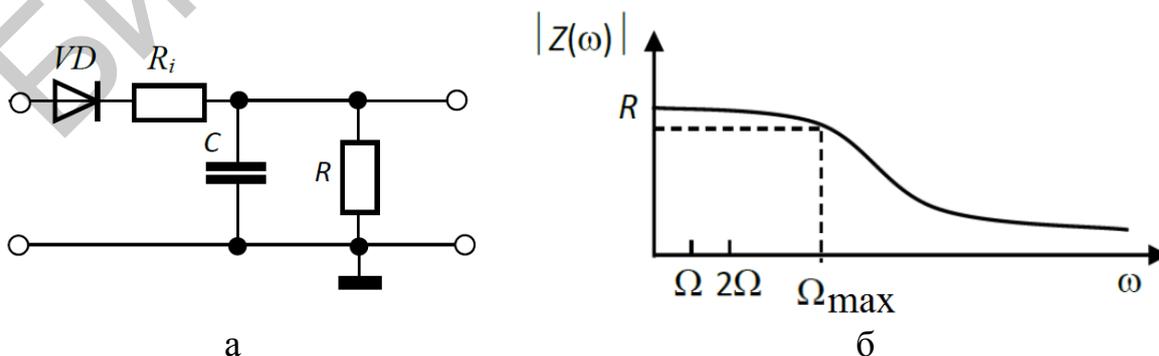


Рис. 10.25. Принципиальная схема диодного детектора (а) и зависимость модуля комплексного сопротивления RC -фильтра от частоты (б)

Эффективное подавление высокочастотных составляющих фильтром низких частот детектора возможно при выполнении условия

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} \ll R_1 \ll \frac{1}{\Omega C_1}, \quad (10.14)$$

где C_1 и R_1 – элементы ФНЧ.

Если параметры фильтра выбрать так, чтобы $T_{\omega_0} \ll RC = \tau_{\text{разр}} \ll T_{\Omega}$,

где $\tau_{\text{разр}}$ – постоянная времени разряда RC -цепи, а $T_{\Omega} = 2\pi/\Omega$ – период модулирующих колебаний, то на выходе фильтра согласно выражению (10.13), будет выделен сигнал

$$U = U' + bU_0^2 m R \cos \Omega t + \frac{bU_0^2 m^2 R}{4} \cos 2\Omega t, \quad (10.15)$$

где U' – постоянная составляющая выходного напряжения.

Из соотношения (10.15) следует, что полезный сигнал частоты Ω пропорционален квадрату амплитуды входного напряжения, поэтому такой режим детектирования называется квадратичным.

Присутствие в выражении (10.15) третьего слагаемого, которое полностью отфильтровать с помощью простейшего RC -фильтра практически невозможно, ведет к тому, что коэффициент нелинейных искажений для коэффициента модуляции $m = 100\%$ может достигать 25%. Все это искажает информационный сигнал и, как следствие, ухудшает качество принимаемого полезного сигнала. Другим недостатком рассмотренного режима детектирования является низкий коэффициент передачи напряжения.

Линейное детектирование используется при достаточно большой величине сигнала, поданного на вход детектора. В этом случае рабочая точка расположена на линейном участке ВАХ, которая может быть представлена в виде двух отрезков прямых линий (рис. 10.26, а).

На вход такого линейного детектора подается АМ-сигнал достаточно большой амплитуды, а номинальные значения R и C выбраны так, что угол отсечки $\theta = \omega_0 \tau / 2$. Тогда на его выходе будут наблюдаться высокочастотные импульсы тока со сложным спектральным составом. Среднее значение выпрямленного тока будет равно

$$i_{\text{ср}} = \frac{I_m}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos \omega_0 t - \cos \theta) d(\omega_0 t) = \frac{I_m}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (10.16)$$

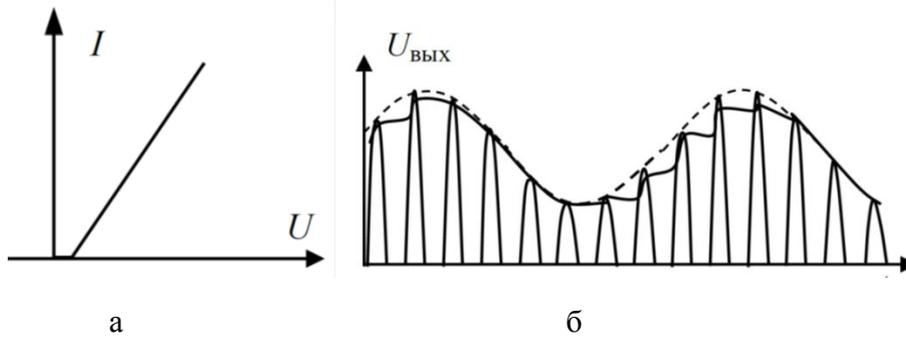


Рис. 10.26. Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ диода (а) и напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ при выборе $T_{\omega_0} \ll \tau_{\text{разр}} \ll T_{\Omega}$ (б)

Поскольку $I_m = I_0(1 + m \cos \Omega t)$ и величина θ постоянна, выражение (10.16) можно переписать в виде

$$i_{\text{ср}} = \frac{I_0}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) + \frac{m I_0}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \Omega t = i_0 + i_{\Omega}. \quad (10.17)$$

Если считать, что $Z(\Omega) = R$, в полосе частот от 0 до Ω получим

$$U_{\Omega} = i_{\Omega} R = \frac{m I_0 R}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \Omega t = \frac{m U_0 R}{\pi R_i} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \Omega t, \quad (10.18)$$

где R_i – внутреннее сопротивление диода.

Пропорциональность выходного сигнала напряжению U_0 в первой степени означает отсутствие нелинейных искажений, и коэффициент передачи напряжения линейного детектора можно записать

$$K_{\text{д}} = \frac{U_{\Omega}}{m U_0 \cos \Omega t} = \frac{R}{\pi R_i} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (10.19)$$

Величина линейных искажений, вносимых в работу детектора линейным преобразователем (ФНЧ), зависит от выбора постоянной времени фильтра и периода входного сигнала.

На рис. 10.27 показаны два крайних случая неправильного выбора: а) форма напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ при $\tau_{\text{разр}} \ll T_{\omega_0}$; б) напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ при $\tau_{\text{разр}} \gg T_{\Omega}$ и соответствующие искажения сигнала.

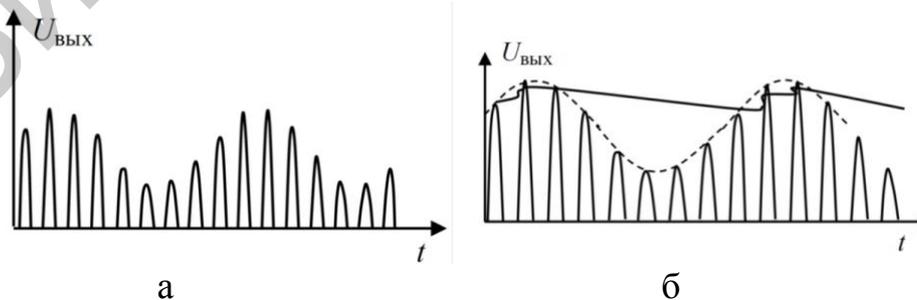


Рис. 10.27. Форма выходного напряжения детектора при неправильном выборе постоянной разряда RC-фильтра

В общем случае требования для выбора параметров ФНЧ заключаются в том, что R_H должно обеспечить требуемый уровень напряжения управляющего сигнала, а C_H – фильтрацию ВЧ-составляющих, что как показано выше, выполняется при $T_{\omega_0} \ll \tau_{\text{разр}} \ll T_{\Omega}$ (рис. 10.26, б).

Синхронное детектирование – это когерентное детектирование, при котором используется опорное колебание с частотой и фазой соответствующими частоте и фазе несущего колебания. Основным преимуществом такого синхронного детектора является **сохранение отношения сигнал/помеха на выходе детектора**, поскольку детектор представляет собой преобразователь частоты, который переносит спектр сигнала в область низких частот без изменения формы сигнала и соотношений между составляющими спектра, а также может детектировать балансно-модулированные и однополосно-модулированные сигналы.

Для детектирования используется кольцевой, или балансный, модулятор, на который подается модулированный сигнал $S_{AM}(t)$, а также сигнал от местного генератора $u_r(t)$ (рис. 10.28).

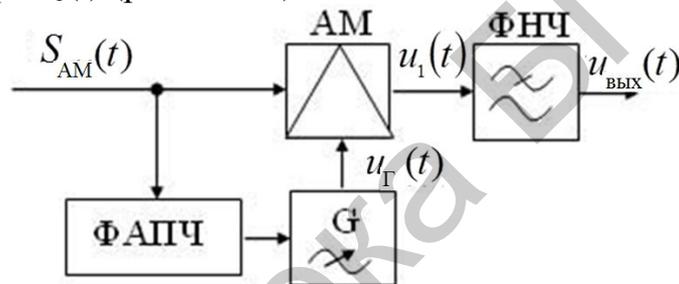


Рисунок 10.28. Структурная схема синхронного детектора

Одним из вариантов получения когерентного с несущей частотой колебания является использование системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Блок ФАПЧ выделяет *пилот-сигнал*, который представляет собой остаток несущего колебания из поступившего сигнала и подстраивает под его параметры генератор. Балансный модулятор производит перемножение двух сигналов и на его выходе формируется сигнал $u_1(t)$.

$$\begin{aligned}
 u_1(t) &= S_{AM}(t)u_r(t) = U_m(1+m\cos\Omega t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0)U_{m\Gamma}\cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \\
 &= \frac{1}{2}U_m U_{m\Gamma}(1+m\cos\Omega t)[\cos((\omega_0 - \omega_r)t + \varphi_0 - \varphi_r) + \cos((\omega_0 + \omega_r)t + \varphi_0 + \varphi_r)].
 \end{aligned}
 \tag{10.20}$$

Частота ω_r близка к ω_0 , и поэтому колебание с суммарной частотой $(\omega_0 + \omega_r)$ является высокочастотным и отфильтровывается ФНЧ. Колебание с разностной частотой $\omega = \omega_0 - \omega_r$ является низкочастотным и его спектр находится в полосе пропускания ФНЧ. В результате на выходе ФНЧ при его коэффициенте передачи, равном единице, из последнего выражения получаем составляющие модулирующего сигнала:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{2}U_m U_{m\Gamma}(1+m\cos\Omega t)[1 + \cos((\omega_0 - \omega_r)t + \varphi_0 - \varphi_r)].$$

Для синхронного и синфазного приема АМ-сигналов $(\omega_0 - \omega_r) = 0$ и $(\varphi_0 - \varphi_r) = 0$, тогда

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2} U_m U_{mT} m \cos \Omega t. \quad (10.21)$$

Для восстановления несущей на приемной стороне может использоваться два технических решения:

- вместе с БМ- и ОМ-сигналами передается пилот-сигнал, представляющий собой остаток несущей;
- при полностью подавленной несущей используется местная несущая, формируемая на приеме специальным высокостабильным генератором несущей, который вообще не синхронизируется.

Отсюда следуют жесткие требования к стабильности частоты генератора, поскольку частота гетеродина будет изменяться по отношению к несущей под действием температуры и других причин произвольным образом.

Достоинства синхронного детектора:

- синхронное детектирование линейное, то есть имеется прямая пропорциональная зависимость между значениями выходного напряжения детектора и огибающей входного АМ-сигнала;
- синхронный детектор можно использовать для детектирования ФМ-сигналов, так как он реагирует на фазу входного сигнала.

Для поддержания частотной и фазовой синхронизации между несущим и опорным колебаниями используют следящие системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Достоинством синхронного детектирования является также то, что оно позволяет правильно демодулировать сигнал даже в случае перемодуляции, то есть глубины модуляции более 100 %.

10.4. Детектирование ЧМ- и ФМ-сигналов

Детектирование частотно-модулированных сигналов может также осуществляться при когерентном и некогерентном приеме. В простейшем случае некогерентного приема детектирование осуществляется в два этапа:

- преобразование частотно-модулированного сигнала в амплитудно-частотно-модулированный сигнал (АЧМ);
- детектирование АЧМ-сигнала амплитудным детектором.

Принципиальная электрическая схема одноконтурного частотного детектора представлена на рис. 10.29.

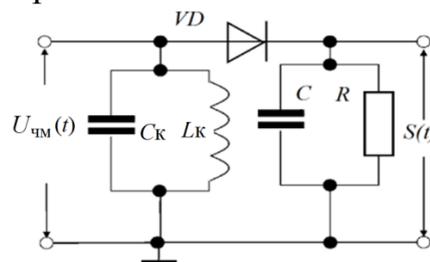


Рис. 10.29. Принципиальная электрическая схема одноконтурного частотного детектора

Преобразование ЧМ-сигнала в АЧМ выполняется с помощью колебательного контура $L_1 C_1$. Резонансная частота не равна частоте несущего сигнала (рис. 10.30).

При увеличении частоты ЧМ-сигнала она приближается к резонансной частоте контура $f_{рез}$ и амплитуда колебания $u_k(t)$ **возрастает**. При уменьшении частоты ЧМ-сигнала она удаляется от резонансной частоты контура и амплитуда $u_k(t)$ **уменьшается**. Таким образом, на выходе контура колебание представляет собой модулированный сигнал, у которого изменяется амплитуда и частота (АЧМ-сигнал). Затем данный сигнал детектируется амплитудным детектором.

Недостатком приведенной схемы является необходимость настройки колебательного контура на частоту, отличающуюся от частоты немодулированного высокочастотного колебания, а также то, что одиночный контур обладает очень ограниченным линейным наклонным участком на резонансной кривой.

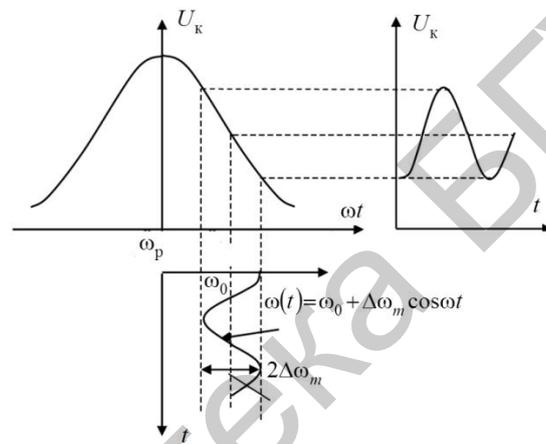


Рис. 10.30. Временные диаграммы частотного детектора

Для устранения нелинейных искажений используют **балансную (двухтактную) схему частотного детектора** (рис. 10.31). В этом детекторе оба колебательных контура взаимно расстроены относительно несущей частоты и имеют различные резонансные частоты $\omega_{рез1}$ и $\omega_{рез2}$. В результате получаем характеристику, в которой имеется линейный участок между резонансными частотами $\omega_{рез1}$ и $\omega_{рез2}$, используемый для детектирования.

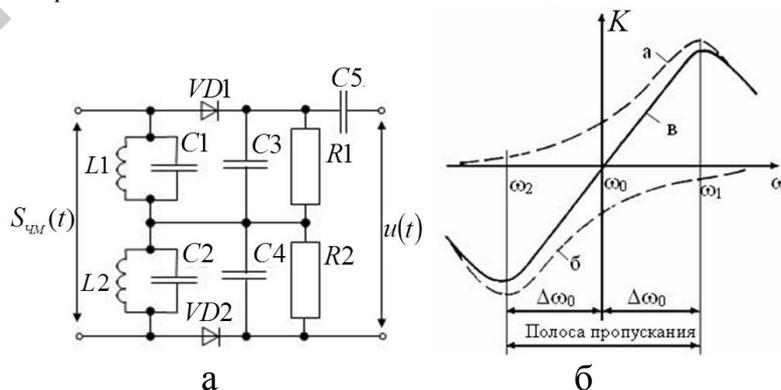


Рис. 10.31. Принципиальная схема (а) и частотная зависимость (б) колебательных контуров балансного частотного детектора

Детектирование фазомодулированных сигналов осуществляется при когерентном приеме также в два этапа (рис. 10.32).

- преобразование ФМ-сигнала в амплитудно-фазомодулированный сигнал (АФМ);
- детектирование АФМ-сигнала амплитудным детектором.

Однотактный фазовый детектор представляет собой амплитудный детектор, в котором используется опорное колебание.

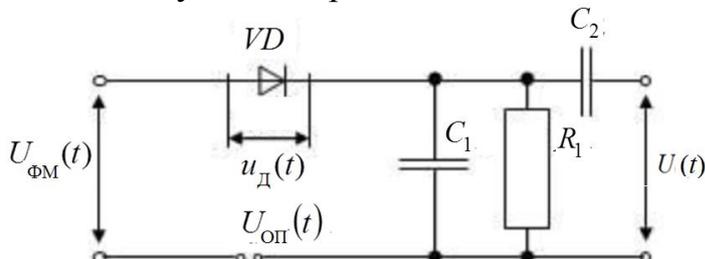


Рис. 10.32. Принципиальная электрическая схема однотактного фазового детектора

Диод D , конденсатор C и резистор R образуют схему последовательного амплитудного детектора, в котором используется опорное колебание. Преобразование ФМ-сигнала в АФМ-сигнал осуществляется диодом VD . На один вход фазового детектора (ФД) подается напряжение $U_{\text{ФМ}}(t) = U_{\text{мвх}} \cos(\omega t + \varphi_1)$, на второй $U_{\text{оп}}(t) = U_{m0} \cos(\omega t + \varphi_0)$.

В зависимости от разности фаз $\Delta\varphi$ между напряжениями $U_{\text{ФМ}}$ и $U_{\text{оп}}$ напряжение, прикладываемое к диоду $U_{\text{д}}(t)$, будет изменяться и выходное напряжение детектора будет также изменяться. В результате векторного сложения двух напряжений получают напряжение той же частоты, но другой фазы. При нулевом фазовом сдвиге результирующее напряжение, прикладываемое к диоду, будет максимальным, поэтому и U_0 также будет максимальным. Амплитуда суммарного колебания зависит от разности фаз.

$$U_{\Sigma} = \sqrt{U_0^2 + U_{\text{вх}}^2 + 2U_0 U_{\text{вх}} \cos\varphi}. \quad (10.22)$$

При малой амплитуде входного сигнала $U_{\text{вх}} \ll U_0$ напряжение на выходе ФД следующее:

$$U_{\text{ФД}} = K_d \sqrt{U_0^2 + U_m^2 + 2U_0 U_m \cos\varphi} \approx K_d (U_0 + U_m \cos\varphi). \quad (10.23)$$

Детекторная характеристика однотактного фазового детектора определяется коэффициентом передачи амплитудного детектора K_d и имеет нелинейный характер, что приводит к таким недостаткам данной схемы фазового детектора, как нелинейность АФХ, наличие большого количества спектральных составляющих тока нелинейного элемента (в том числе и постоянной составляющей), которые необходимо отфильтровывать. Поэтому на практике чаще используют схему балансного фазового детектора, подавляющего нежелательные составляющие сигнала.

11. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

11.1. Общие характеристики импульсных сигналов

Сигнал – физический процесс, несущий информацию. По природе физического процесса сигналы делятся на электромагнитные, в частности, электрические (телефония, радио, телевидение, мобильная связь, Интернет), световые (оптоволоконный кабель), звуковые (общение людей), пневматические и гидравлические (определенные отрасли автоматики) и др.

Импульсные сигналы – сигналы, информацию в которых несут параметры импульсов.

Импульс – кратковременное отклонение физического процесса от установленного значения. Кратковременное отклонение имеет не абсолютное, а относительное значение, то есть длительность отклонения меньше или сопоставима с длительностью процесса.

Импульсные сигналы имеют преимущества перед непрерывными сигналами: средняя мощность импульсного сигнала значительно меньше средней мощности непрерывного сигнала при сопоставимой информационной емкости. Кроме того, в паузах между импульсами одного сигнала можно передавать импульсы другого сигнала и тем самым увеличить информационную вместимость канала. Одним из специальных видов импульсных сигналов являются также сигналы цифровой и компьютерной техники.

Импульсные сигналы бывают периодическими и непериодическими.

Периодическими считаются сигналы, значения которых повторяются через определенный промежуток времени.

Существуют два вида импульсов: видеоимпульсы и радиоимпульсы.

Видеоимпульсы – это кратковременное отклонение физического параметра, несущего информацию, от установленного значения. По форме они бывают: а) прямоугольные; б) трапецеидальные; в) треугольные; г) пилобразные; д) колоколообразные (рис. 11.1).

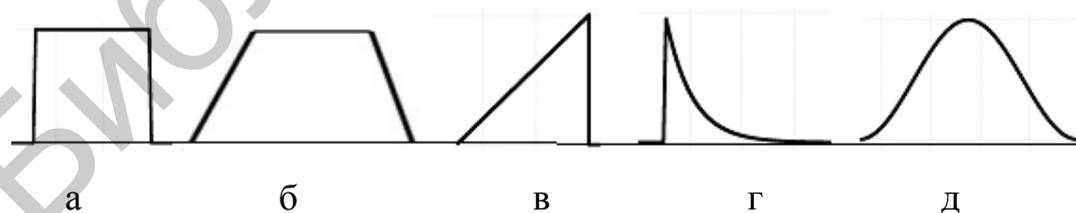


Рис. 11.1. Видеоимпульсы

Радиоимпульс – это отрезок высокочастотного колебания определенной формы – гармонической. Радиоимпульсы (рис. 11.2) широко используют для передачи информации каналами радиосвязи в телевидении и радиолокации. На практике используют последовательности импульсов, повторяющиеся через определенный интервал времени.

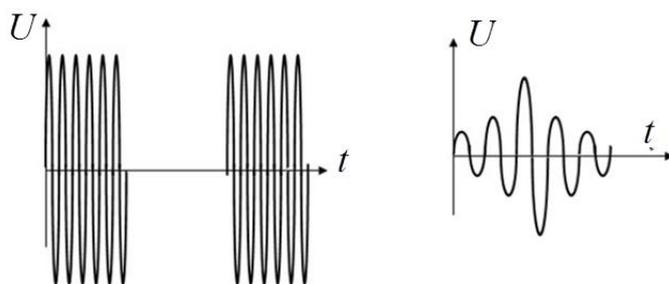


Рис. 11.2. Радиоимпульсы

Формы реальных импульсов (рис. 11.3) отличаются от идеальных, вследствие искажений и помех, действующих в каналах импульсных устройств.

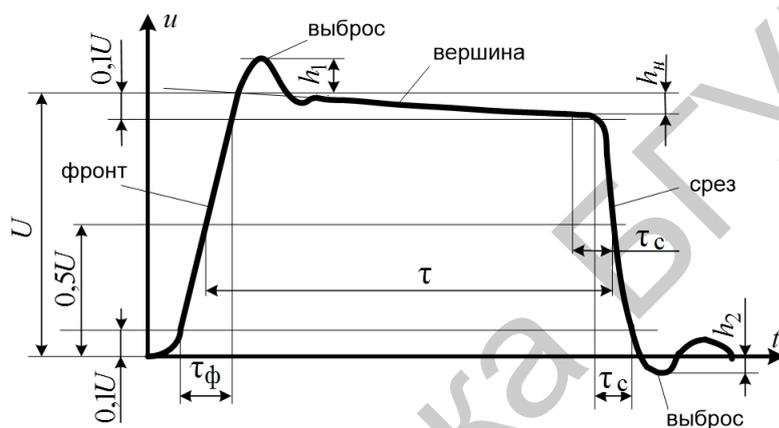


Рис. 11.3. Форма видеоимпульса

Параметры импульсов:

- **Фронт** – начальная часть импульса, характеризующая нарастание амплитуды.
- **Спад (срез), или задний фронт**, – часть импульса, на котором информативный параметр (амплитуда импульса) падает до установленного значения.
- **Вершина** – плоская часть импульса, находящегося между передним и задним фронтами.
- **Амплитуда U** – наибольшее отклонение информативного параметра сигнала от установленного значения.
- **Длительность импульса τ** – отрезок времени, измеренный на уровне, соответствующем половине амплитуды.
- **Период повторения импульсов T** в импульсной последовательности – интервал времени между двумя соседними импульсами в импульсной последовательности.
- **Длительность фронта импульса** – время τ_ϕ нарастания импульса от 0,1 до 0,9 амплитудного значения или время спада τ_c от 0,9 до 0,1 амплитудного значения.

- **Среднее квадратичное значение импульса** – значение постоянного напряжения, которое за одинаковые промежутки времени при одинаковых значениях сопротивления выделяет такую же самую мощность.
- **Неравномерность вершины** h_H – разница значений в начале и в конце импульса.
- **Выброс на вершине** h_1 – кратковременное отклонение сигнала на вершине импульса в начальной его части.
- **Выброс в паузе** h_2 – кратковременное отклонение сигнала после завершения действия импульса.

11.2. Схемы формирования и задержки импульсов

Формирование импульсов обычно производится линейными цепями совместно с линиями задержки. Линейные элементы – это элементы, которые имеют линейные вольт-амперные характеристики и параметры которых не зависят от приложенных силы тока и напряжения.

К линейным элементам относятся: а) резисторы $R = \text{const}$; б) конденсаторы, электрическая емкость которых постоянна и не зависит от величин силы тока и напряжения; в) катушки индуктивности, у которых индуктивность постоянна и все характеристики линейны; г) операционные усилители в области линейной части своей характеристики.

В качестве линии задержки в формирователях применяются логические элементы. Так как каждый логический элемент обладает свойством задерживать распространение сигнала, время задержки в такой схеме будет определяться числом используемых элементов логики n .

Формирование импульсов из гармонического колебания является одной из распространенных задач. Формирователи импульсов могут быть выполнены как на транзисторах, так и на интегральных логических элементах. Формирователи импульсов могут работать в одном из следующих режимов: ожидания, автоколебания, синхронизации и деления частоты.

Формирователи импульсов могут рассматриваться как устройства, предназначенные для генерации импульсов, то есть являются генераторами импульсных сигналов и могут формировать одиночные или периодические видеоимпульсы прямоугольной формы. В автоколебательном режиме генераторы непрерывно формируют импульсные сигналы без внешнего воздействия. В ждущем режиме генераторы формируют импульсный сигнал лишь по приходу внешнего (запускающего) сигнала. В режиме синхронизации генераторы вырабатывают импульсы напряжения, частота которых равна или кратна частоте синхронизирующего сигнала.

По форме импульсов генераторы делятся на **генераторы прямоугольных импульсов** и генераторы импульсов **непрямоугольной формы**, в частности генераторы пилообразных импульсов.

Чтобы получить импульсы прямоугольной формы с крутыми фронтами, широко применяются так называемые **релаксационные генераторы**, принцип

которых основан на использовании усилителей с положительной обратной связью.

В ждущем режиме генератор имеет одно устойчивое состояние. Внешний импульс запуска вызывает переход генератора в новое состояние. В генераторе происходят довольно медленные изменения, которые в конце концов приводят к обратному переходу к начальному устойчивому состоянию. Одновибратор является генератором одиночного импульса, длительность которого определяется параметрами элементов генератора. Основным требованием являются стабильность длительности генерированного импульса и устойчивость его начального состояния.

В автоколебательном режиме генератор не имеет устойчивого состояния и постоянно происходит переход из одного временно устойчивого состояния в другое и обратно без влияния какого-либо внешнего фактора при включении питания. Такой генератор называется мультивибратор. Во время этого процесса генерируются импульсы, амплитуда, длительность и период которых полностью определяются параметрами элементов генератора. Основным требованием к таким генераторам является высокая стабильность частоты импульсов.

Режим синхронизации и деления частоты применяется для генерации импульсов, частота которых равна или кратна частоте импульсов синхронизации.

11.3. Мультивибраторы

Мультивибратор – один из наиболее распространенных генераторов прямоугольных импульсов. Мультивибратор представляет собой двухкаскадный резистивный усилитель с глубокой положительной обратной связью. Как активные элементы в мультивибраторе используются биполярные и полевые транзисторы, логические интегральные микросхемы, операционные усилители.

Транзисторы в схеме мультивибратора (рис. 11.4) пребывают поочередно в одном из двух режимов: отсечки и насыщения.

Элементы подобраны так, чтобы обеспечить идентичность каждого из усилительных каскадов. При $R_1 = R_4$, $R_2 = R_3$, $C_1 = C_2$ и одинаковых параметрах транзисторов мультивибратор называют **симметричным**.

При полной симметрии схемы после ее включения токи транзисторов и напряжения на конденсаторах и электродах транзисторов должны быть одинаковыми, а состояние схемы устойчивым. Однако этого никогда не происходит, так как идеальной симметрии схемы добиться практически невозможно. Любая, даже самая незначительная асимметрия мгновенно приведет к тому, что один из транзисторов закроется, а другой будет открыт и доведен до режима насыщения, что происходит под действием ПОС.

Временные диаграммы работы мультивибратора показаны на рис. 11.5. Поскольку мультивибратор работает в автоколебательном режиме, то рассмотрение процессов, происходящих в схеме, можно начать с любого момента времени.

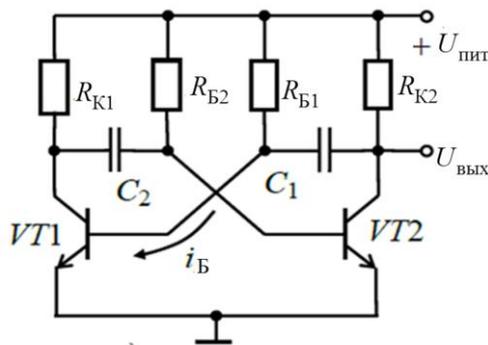


Рис. 11.4. Схема мультивибратора

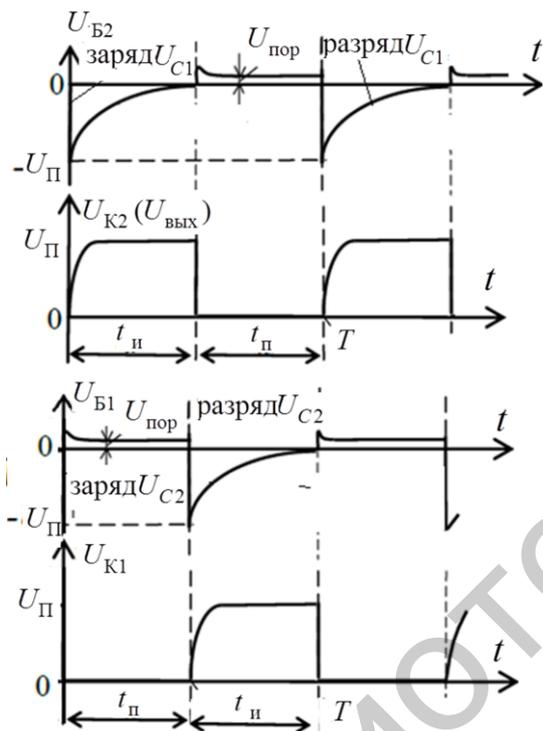


Рис. 11.5. Временные диаграммы работы мультивибратора

Предположим, что в момент времени t_0 транзистор VT_1 насыщен, а VT_2 закрыт, при этом конденсатор C_{B1} разряжен, а C_{B2} заряжен и разряжается через R_{B2} и участок коллектор – эмиттер открытого транзистора VT_1 . До тех пор пока не разрядится конденсатор C_{B2} , транзистор VT_2 будет находиться в закрытом состоянии, так как на правой обкладке конденсатора C_{B2} будет сохраняться отрицательный заряд. В течение времени разряда этого конденсатора на коллекторе транзистора VT_2 поддерживается высокий потенциал, то есть формируется положительный перепад импульса.

После разряда C_{B2} транзистор VT_2 начинает открываться, конденсатор C_{B1} заряжается по цепи R_{K2} – переход база – эмиттер. При этом потенциал базы VT_1 становится более отрицательным, что приводит к его запираению и формированию на коллекторе положительного перепада. В это время на коллекторе транзистора VT_2 формируется отрицательный перепад импульса. Таким образом, длительность формирования импульсов связана с

постоянной времени разряда конденсаторов $C_B R_B$, а длительность их фронтов – с постоянной времени заряда $C_B R_K$.

В дальнейшем рассмотренные в схеме переходные процессы повторяются. Длительность положительного и отрицательного перепадов импульсов определяется следующим образом:

$$T_1 \approx C_{B1} R_{B1} \ln 2 \approx 0,7 C_{B1} R_{B1}, \quad (11.1)$$

$$T_2 \approx C_{B2} R_{B2} \ln 2 \approx 0,7 C_{B2} R_{B2}. \quad (11.2)$$

В случае симметрии схемы период повторения

$$T = T_1 + T_2 = \frac{1}{F} = 2 C_B R_B \ln 2 = 1,4 C_B R_B. \quad (11.3)$$

Длительность переднего фронта (переход транзистора из режима насыщения в режим отсечки) рассчитывается следующим образом:

$$\tau_{\Phi 1} \approx 2,3 C_B R_B. \quad (11.4)$$

Время формирования заднего фронта (переход транзистора из режима отсечки в режим насыщения) находится из выражения

$$\tau_{\Phi 2} \approx (2-3)\tau_{\alpha} = \frac{0,3 \dots 0,5}{f_{\alpha}}, \quad (11.5)$$

где $\tau_{\alpha} = \frac{1}{2\pi f_{\alpha}}$; f_{α} – предельная частота усиления по току транзистора в схеме с общей базой.

Величины резисторов в схеме выбираются из следующих условий:

$$1) \quad R_{K \min} \geq \frac{E_K}{I_{K \text{доп}}}; \quad (11.6)$$

2) степень насыщения транзисторов $S = 1,2 - 2$,

$$3) \quad \text{сопротивление в цепи базы } R_B \approx 10 R_K. \quad (11.7)$$

Амплитуду выходного импульса можно определить как

$$U_{K \text{м}} = E_K - I_{K0} R_K - U_{Кн} \approx E_K. \quad (11.8)$$

Для получения хорошей формы импульса необходимо выполнять условие $t_{\Phi 1,2} \ll T_{1,2}$.

Недостатком мультивибраторов с коллекторно-базовыми связями является большая длительность положительных фронтов импульсов. Лучшую форму импульсов позволяет получить схема с блокировочными диодами, приведенная на рис. 11.6.

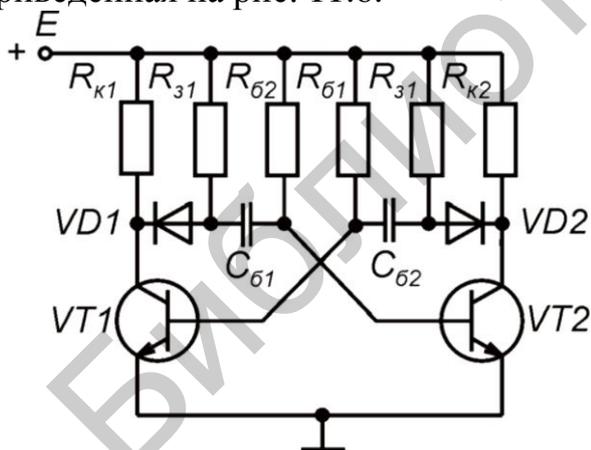


Рис. 11.6. Мультивибратор с блокировочными диодами

В данной схеме через блокировочные диоды VD_1 и VD_2 параллельно коллекторным резисторам включены зарядные резисторы $R_{\text{зар}}$. Поэтому разряд конденсаторов происходит через эквивалентные сопротивления коллекторной нагрузки.

$$R_{K \text{эkv}} = \frac{R_K \cdot R_{\text{зар}}}{R_K + R_{\text{зар}}}. \quad (11.9)$$

Во время заряда конденсатора диод закрыт и перезаряд емкости происходит через резистор $R_{\text{зар}}$, а напряжение на коллекторе нарастает с постоянной времени $\tau_1 = R_K C_{Кн}$, где $C_{Кн} \ll C_B$, $C_{Кн}$ – емкость коллекторной

нагрузки. В этом случае длительность фронта импульса становится значительно меньше. Такая схема позволяет улучшить предельную скважность импульсов.

Мультивибратор на операционном усилителе (рис. 11.7) имеет лучшие параметры и большую крутизну фронтов импульса. Так как ОУ имеет большой коэффициент усиления ($K_u = 10^5 - 10^6$), выходное напряжение пропорционально входному только при очень малых входных сигналах (микровольты, единицы милливольт).

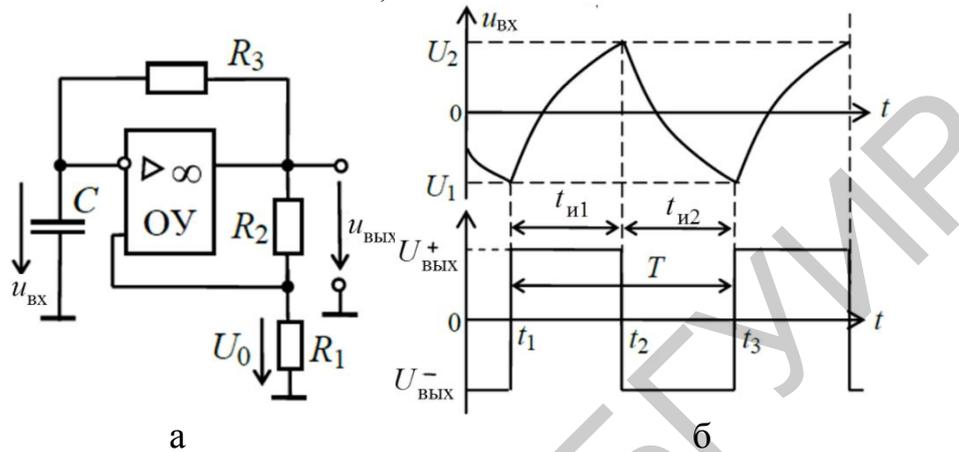


Рис. 11.7. Мультивибратор на ОУ(а) и временные диаграммы (б)

При больших входных сигналах выходное напряжение может иметь только два значения – $U_{\text{ВЫХ}}^+$ и $U_{\text{ВЫХ}}^-$, поэтому напряжения во входной цепи, поступающие на вход через резисторы делителя $R_1 R_2$, определяются как

$$U_1 = U_{\text{ВЫХ}}^- \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = \beta U_{\text{ВЫХ}}^-;$$

$$U_2 = U_{\text{ВЫХ}}^+ \frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = \beta U_{\text{ВЫХ}}^+.$$

где $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ – глубина положительной обратной связи.

В схеме мультивибратора используется положительная обратная связь через резисторы R_1 и R_2 и возникает режим самовозбуждения.

Рассмотрим работу мультивибратора в момент времени t_1 (рис. 11.7, б). Примем, что напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$ в этот момент резко увеличилось с $U_{\text{ВЫХ}}^-$ на $U_{\text{ВЫХ}}^+$ (то есть приняло одно из двух возможных для ОУ состояний при наличии ПОС).

Конденсатор во входной цепи C начинает перезаряжаться током, протекающим через резистор R_3 под действием $U_{\text{ВЫХ}}$. Напряжение U_C изменяется по экспоненциальному закону и нарастает до величины U_0 .

В момент t_2 напряжение U_C достигнет значения U_2 , то есть резко увеличится входное напряжение на инвертирующем входе усилителя, и за счет большого коэффициента усиления, выходное напряжение ОУ скачком изменится с $U_{\text{ВЫХ}}^+$ на $U_{\text{ВЫХ}}^-$. Конденсатор во входной цепи снова начинает перезаряжаться, стремясь к $U_{\text{ВЫХ}}^-$, и заряжается до значения U_1 к моменту t_3 ,

при котором ОУ снова меняет состояние и выходное напряжение становится $U_{\text{вых}}^+$. Такой тип генератора называется релаксационным.

Выходные колебания имеют одинаковую длительность импульсов, то есть $t_{\text{и1}} = t_{\text{и2}}$. Период колебаний мультивибратора определяется выражением $T = 2RC \ln(1 + 2R_1/R_2)$.

Одновибратор (ждущий мультивибратор) осуществляет формирование интервалов времени заданной длительности из входного запускающего импульса неопределенной (но достаточно короткой) длительности (не больше длительности вырабатываемого импульса). Для реализации ждущего мультивибратора устройство с коэффициентом передачи больше единицы необходимо охватить регенеративной (положительной) обратной связью.

Одна из возможных схем одновибраторов приведена на рис. 11.8, а. Одновибратор построен на двух элементах логики типа 2И-НЕ путем введения положительной обратной связи (выход второго элемента соединен с входом первого). Логические элементы (ЛЭ) в одновибраторе – это элементы, выполняющие логические функции И-НЕ, схемотехника которых будет рассмотрена далее.

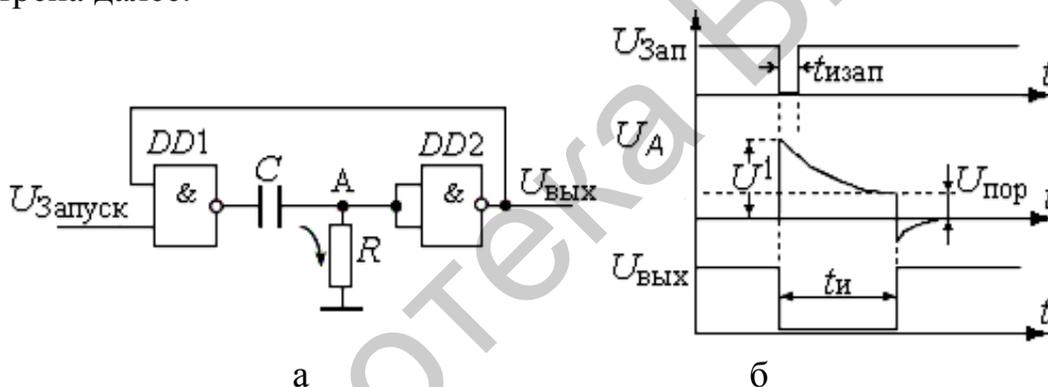


Рис. 11.8. Схема одновибратора (а) и временная диаграмма (б)

В исходном состоянии на выходе элемента DD_2 имеется уровень 1, а на выходе элемента DD_1 – логический 0, так как на обоих его входах имеется 1 (запускающие импульсы представляют отрицательный перепад напряжения). При поступлении на вход запускающего отрицательного перепада напряжения на выходе первого элемента появится уровень 1.

Положительный перепад через емкость C поступит на вход второго элемента. При этом емкость C начнет заряжаться через резистор R . Элемент DD_2 инвертирует этот сигнал, и уровень 0 по цепи обратной связи подается на второй вход элемента DD_1 .

На выходе элемента DD_2 поддерживается уровень 0 до тех пор, пока падение напряжения на резисторе R не снизится до величины $U_{\text{пор}}$ в процессе заряда конденсатора C (рис. 11.8, б). Длительность выходного импульса одновибратора может быть определена с помощью выражения

$$t_{\text{и}} = C(R + R_{\text{вых}}) \ln(U^1 / U_{\text{пор}}),$$

где $R_{\text{вых}}$ – выходное сопротивление первого элемента; $U_{\text{пор}}$ – пороговое напряжение логического элемента.

11.4. Формирователи коротких импульсов

Схема формирователя коротких импульсов с помощью укорачивающей (дифференцирующей) **RC-цепи** показана на рис. 11.9. Схема содержит логический элемент И-НЕ, выполняющий функцию ключа-инвертора, и дифференцирующую цепочку. Длительность выходного импульса формирователя может быть определена из соотношения

$$\frac{t_{\text{и}}}{C(R+R_{\text{вых}})} = \ln\left(\frac{U_1}{U_{\text{пор}}}\right),$$

где $R_{\text{вых}}$ – выходное сопротивление источника сигнала.

При анализе работы схемы следует учитывать величину сопротивления в дифференцирующей цепочке. Схема позволяет вырабатывать укороченные импульсы по переднему или заднему фронту входного сигнала высокого уровня.

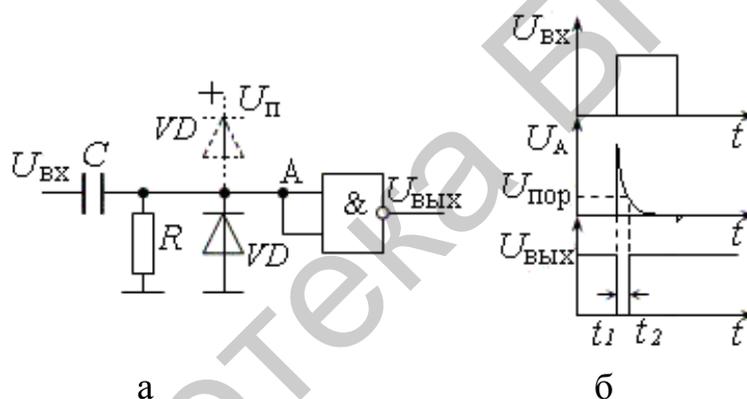


Рис. 11.9. Схема формирования короткого импульса с одним логическим элементом (а) и временные диаграммы (б)

Для работы формирователя необходимо выполнение условия $100 < R < 500$ Ом, тогда потенциал в точке А близок к нулю, так как $R \ll R_{\text{вхЛЭ}}$. При этом в результате дифференцирования **RC-цепочкой** на входе ЛЭ образуются два остrokонечных импульса положительной и отрицательной полярности, соответствующие фронту и спаду входного импульса. Диод **VD** ограничивает отрицательный выброс импульса на выходе дифференциальной цепочки. В интервале t_1-t_2 потенциал U_A превышает $U_{\text{пор}}$ и на выходе ЛЭ-инвертора формируется $U_{\text{вых}}$ низкого уровня.

Схема формирователя коротких импульсов с помощью интегрирующей цепочки показана на рис. 11.10. Схема содержит два логических элемента И-НЕ и интегрирующую цепочку. Здесь за счет разряда C происходит уменьшение напряжения на выходе элемента DD_1 . На один вход DD_2 поступает входное напряжение $U_{\text{вх}}$ непосредственно, а на другой – через интегрирующую **RC-цепь**. Только в интервале от t_1 до t_2 напряжение на конденсаторе U_C превышает $U_{\text{пор}}$ и

совпадает с положительным напряжением на другом входе элемента DD_2 , вследствие чего на выходе DD_2 возникает импульс низкого уровня.

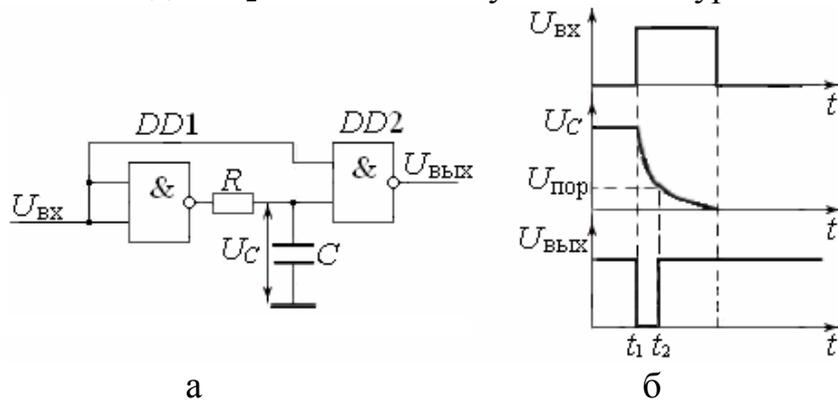


Рис. 11.10. Схема формирования импульса на двух логических элементах (а) и временная диаграмма (б)

В следующей схеме (рис. 11.11, а) используется тот же принцип, что и в предыдущей схеме, но сигнал $U_{ВХ}$ подается прямо на RC -цепочку. Временные диаграммы представлены на рис. 11.11, б, в.

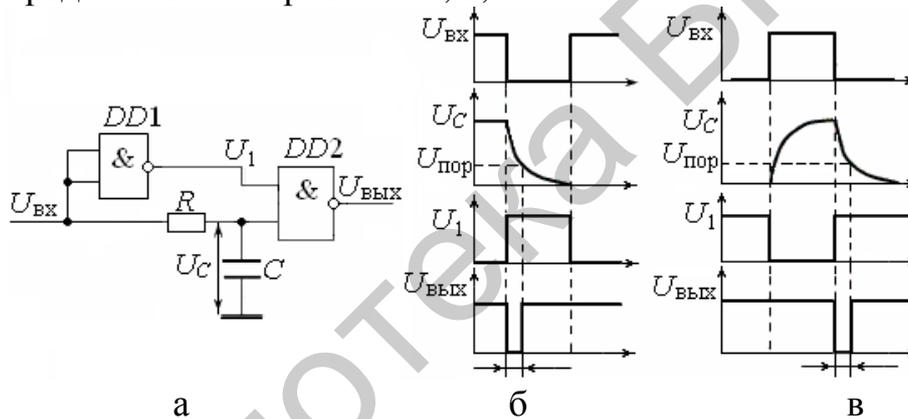


Рис 11.11. Схема формирования короткого импульса из переднего или заднего фронта (а) и временные диаграммы (б) и (в)

На входы логического элемента DD_2 поступают взаимно инверсные сигналы, один из которых проходит через интегрирующую RC -цепь. В зависимости от полярности входного сигнала в формирователе происходит заряд или разряд конденсатора C и при совпадении сигналов высокого уровня на входах элемента DD_2 на его выходе формируется укороченный отрицательный импульс. Длительность полученного импульса зависит от номинальных значений R и C . $R < 500$ Ом, так как необходимо выполнение условия $R \ll R_{вхЛЭ}$. При этом точность длительности формируемых импульсов невелика.

Формирователь короткого импульса с задержкой в виде соединения логических элементов – цепочки. Для изменения длительности и смещения импульса относительно фронта часто используют временную задержку логических элементов. Одна из схем, использующих инерционные свойства логических элементов, представлена на рис. 11.12.

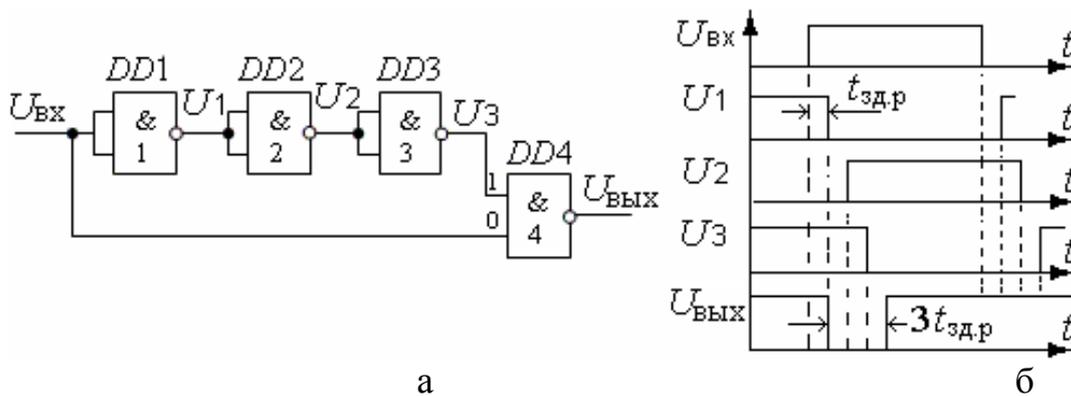


Рис.11.12. Формирователь короткого импульса с задержкой относительно переднего фронта (а) и временная диаграмма (б)

Каждый логический элемент создает временную задержку, поэтому при появлении входного сигнала изменение уровня выходного сигнала после первого логического элемента U_1 происходит через время $t_{зд.р}$.

До поступления входного сигнала на верхнем входе логического элемента DD_4 была логическая 1, а на нижнем входе – логический 0. Поэтому в установившемся состоянии на выходе схемы был высокий потенциал (логическая 1). После появления входного сигнала на нижнем входе элемента DD_4 устанавливается логическая 1, на верхнем также пока еще действует 1. Поэтому на выходе схемы через время $t_{зд.р}$ установится логический 0. Пройдя через три логических элемента, входной сигнал изменит значение U_3 на входе 1 элемента DD_4 на 0. Выходное напряжение схемы с учетом $t_{зд.р}$ в элементе DD_4 снова станет равно 1. Следовательно, схема формирует из переднего фронта входного сигнала короткий импульс длительностью $3t_{зд.р}$ со сдвигом относительно переднего фронта на $t_{зд.р}$. Происходящие процессы без учета длительности фронтов импульсов представлены на временной диаграмме (рис. 11.12, б). Формируемый схемой сигнал имеет низкий уровень.

11.5. Пороговые устройства

Пороговые устройства осуществляют переключение уровня выходного напряжения, если входной сигнал становится больше или меньше порогового напряжения. В отличие от ограничителя пороговое устройство имеет только два выходных уровня. К пороговым устройствам относятся компараторы и триггеры Шмитта.

Компараторами называются специализированные устройства, предназначенные для сравнения двух аналоговых сигналов либо сравнения одного входного сигнала с опорным сигналом.

Основные характеристики и параметры аналоговых компараторов можно разделить на статические и динамические.

К *статическим параметрам* относятся такие, которые определяют его состояние в установившемся режиме:

- 1) пороговая чувствительность – минимальный разностный сигнал ΔU , который можно обнаружить компаратором и зафиксировать на выходе как логический сигнал;
- 2) напряжение смещения $U_{см}$ – определяет смещение передаточной характеристики компаратора относительно идеального положения;
- 3) входные токи $I_{+вх}$ и $I_{-вх}$ – токи, протекающие через входные выводы компаратора;
- 4) разность входных токов $\Delta I_{вх} = I_{+вх} - I_{-вх}$ – ток, протекающий через закороченные входы;
- 5) напряжение гистерезиса $U_{г}$ – разность входных напряжений, вызывающих срабатывание компаратора при увеличении или уменьшении входного напряжения;
- 6) коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ОСС}$ – отношение синфазного сигнала $U_{СИИ}$ к дифференциальному сигналу $\Delta U_{вх}$, вызывающему срабатывание компаратора $K_{ОСС} = 201g(U_{СИИ} / \Delta U_{вх})$;
- 7) входное сопротивление – полное входное сопротивление для разностного сигнала;
- 8) выходные логические уровни – значение напряжения $U_{1вых}$ и $U_{0вых}$;
- 9) выходной ток $I_{вых}$ – ток, отдаваемый компаратором в нагрузку.

Основным динамическим параметром компаратора, определяющим его быстродействие, является время восстановления, которое определяется по переходной характеристике компаратора.

Переходная характеристика компаратора (рис. 11.13) обычно снимается, когда на один вход подается напряжение перегрузки, равное 100 мВ, а на другой вход – перепад напряжения той же полярности, но большей амплитуды.

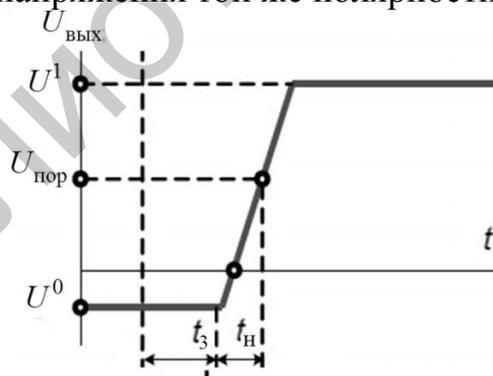


Рис. 11.13. Переходная характеристика компаратора

Время восстановления – это промежуток времени от начала сравнения до момента, когда выходное напряжение достигает порога срабатывания логической схемы. Это время состоит из двух составляющих:

- время задержки ($t_з$), в течение которого выходное напряжение компаратора остается неизменным;
- время нарастания ($t_н$) до порогового напряжения ($U_{пор}$) срабатывания логической схемы.

Рассмотрим работу **простейшего компаратора**. Одним из наиболее удобных активных элементов для использования в компараторах является ОУ с дифференциальным входом и логическим выходом. Пусть сравниваемое напряжение $u_{\text{вх}}$ подается на инвертирующий вход, опорное $u_{\text{оп}}$ – на неинвертирующий.

ОУ имеет большой коэффициент усиления ($K_u = 10^5-10^6$), поэтому выходное напряжение пропорционально входному только при очень малых входных сигналах (микровольты, единицы милливольт). При большем значении входного сигнала выходное напряжение может иметь только два значения – $U_{\text{вых max}}$ и $U_{\text{вых min}}$.

Срабатывание компаратора, то есть изменение состояния ОУ на противоположное, будет происходить, если входное напряжение будет отличаться от опорного, или в общем случае при отличии двух сигналов на обоих входах ОУ.

Когда входной сигнал меньше опорного, на выходе компаратора формируется высокий уровень напряжения $U_{\text{вых max}}^+$, когда входной сигнал становится больше опорного, на выходе будет низкий уровень напряжения $U_{\text{вых max}}^-$ (рис. 11.14).

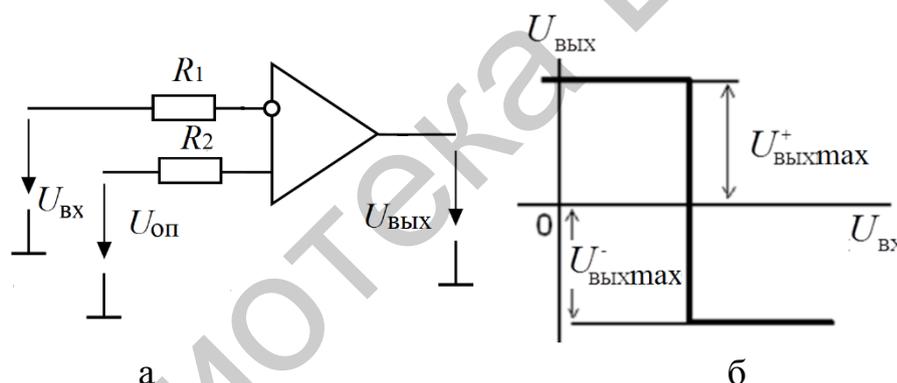


Рис. 11.14. Компаратор на ОУ (а) и передаточная характеристика (б)

Неинвертирующий компаратор можно получить, если поменяем входы для обоих сигналов. Входной сигнал компаратора носит *аналоговый* характер, а выходной – *цифровой*. По этой причине компараторы часто используются как элементы *аналого-цифровых преобразователей*.

Недостатком такого компаратора является нечеткость срабатывания при наличии шумов во входном сигнале. Возможно использовать медленное изменение $U_{\text{вх}}$, но выходной сигнал также будет изменяться замедленно, что приведет к затянутому фронту выходного сигнала (сигнал 2 на рис. 11.15). В общем случае при зашумленном $U_{\text{вх}}$ выход компаратора может многократно с большой частотой менять свое состояние под действием помех (так называемый дребезг; сигнал 3 на рис. 11.15).

На практике в выходной цепи компаратора часто используется делитель напряжения $R_1 R_2$, который создает цепь положительной обратной связи ОУ и

тем самым обеспечивает переходной характеристике компаратора гистерезис, который вызывает некоторую задержку в переключении компаратора (сигнал 4 на рис. 11.15), но устраняет дребезг $U_{\text{ВЫХ}}$.

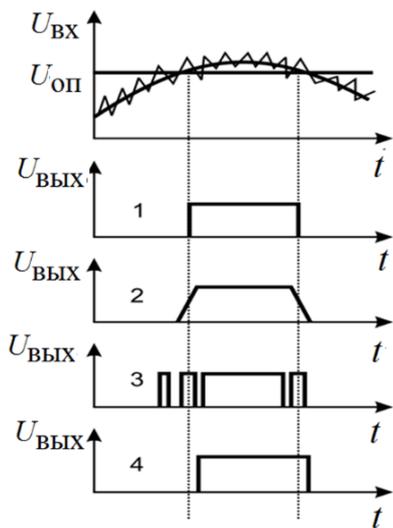


Рис. 11.15. Влияние шумов во входном сигнале на работу компаратора

Наличие гистерезиса означает различные пороги срабатывания и отпущания, что и позволяет устранить дребезг $U_{\text{ВЫХ}}$ при $\Delta U_{\text{ВХ}} = 0$. Такой особенностью обладают большинство компараторов на ОУ, которые имеют цепь ПОС с большим коэффициентом передачи. С другой стороны, наличие гистерезиса приводит к появлению зоны неопределенности, внутри которой невозможно установить значение $\Delta U_{\text{ВХ}}$.

Схема ОУ и вид передаточной характеристики в этом случае показаны на рис. 11.16, а, б.

Такой компаратор носит название *триггера Шмитта* и представляет собой пороговое устройство, которое открывается, когда сигнал на входе достиг порогового значения и будет удерживаться в открытом состоянии, пока уровень входного сигнала не упадет ниже порога отпущания.

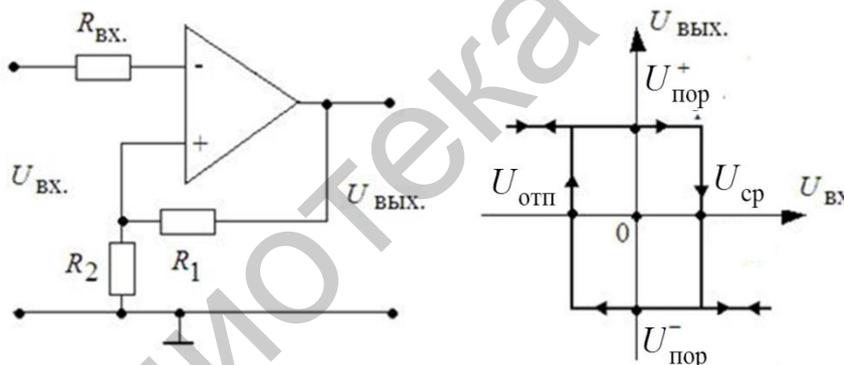


Рис. 11.16. Схема ОУ (а) и вид передаточной характеристики (б)

Рассмотрим поведение передаточной характеристики и работу триггера Шмитта.

Сигнал на выходе схемы компаратора может принимать одно из двух предельных значений: $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{пор}}^+$ или $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{пор}}^-$, которые имеют противоположные знаки, а также могут иметь и разные абсолютные значения. Примем, что в некоторый момент времени входное напряжение схемы равно нулю, а на ее выходе присутствует напряжение положительной полярности $U_{\text{пор}}^+$. Следовательно, на неинвертирующем входе ОУ появится положительное напряжение:

$$U_{\text{ВХ.неинв}} = \frac{U_{\text{пор}}^+ R_2}{R_1 + R_2}.$$

Далее с ростом входного напряжения такое состояние схемы будет поддерживаться до тех пор, пока входное напряжение $U_{вх}$ не увеличится до уровня $U_{вх.неинв}$. В этот момент произойдет изменение выходного напряжения ОУ от $U_{пор}^+$ до $U_{пор}^-$ и на неинвертирующем входе ОУ установится отрицательное напряжение:

$$U_{вх.неинв} = \frac{U_{пор}^- R_2}{R_1 + R_2}.$$

Далее напряжение на выходе компаратора может измениться только при уменьшении $U_{вх}$ до такого же уровня.

Следовательно, можно записать, что напряжения срабатывания и отпускания для компаратора в рассматриваемой схеме определяются следующими выражениями:

$$U_{сп} = \frac{U_{пор}^+ R_2}{R_1 + R_2}; \quad U_{отп} = \frac{U_{пор}^- R_2}{R_1 + R_2}.$$

Эти напряжения и определяют пороговые напряжения для компаратора, которые в данном случае равны по величине, но противоположны по знаку, то есть передаточная характеристика устройства симметрична относительно начала координат. Эти напряжения можно сделать различными, включив в цепь ПОС нелинейный делитель, например, полупроводниковый диод, параллельно одному из сопротивлений.

Область применения триггеров Шмитта:

1. Преобразование аналогового сигнала в цифровой (рис. 11.17) в случаях, когда требуется получить из аналогового сигнала прямоугольные импульсы.

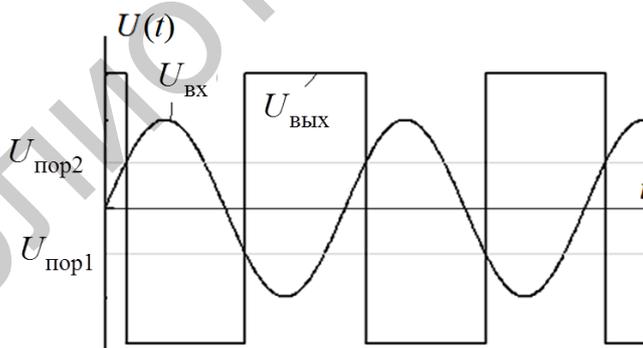


Рис. 11.17. Диаграммы сигналов на входе и выходе триггера Шмитта

2. В качестве дискриминаторов – когда необходимо отделить сигналы с разной амплитудой. Используется несколько триггеров Шмитта с разным порогом срабатывания.

3. В качестве компаратора – сравнивающего устройства.

12. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

12.1. Источники первичного и вторичного электропитания

Любые радиотехнические устройства и системы с точки зрения обеспечения электрической энергией могут быть представлены в виде схемы, приведенной на рис. 12.1.



Рис. 12.1. Структурная схема питания радиоэлектронных устройств

Здесь ПИП – первичный источник питания – преобразует неэлектрические виды энергии в электрическую; ВИП – вторичный источник питания – преобразует электрическую энергию к виду, удобному для потребителя (нагрузки); собственно нагрузка – радиоэлектронная аппаратура (РЭА).

К **первичным источникам** относятся:

- 1) химические источники тока (гальванические элементы, батареи и аккумуляторы);
- 2) термобатареи;
- 3) термоэлектронные преобразователи;
- 4) фотоэлектрические преобразователи (солнечные батареи);
- 5) топливные элементы;
- 6) биохимические источники тока;
- 7) атомные элементы;
- 8) электромашинные генераторы.

Источники вторичного электропитания представляют собой функциональные узлы РЭА или законченные устройства, использующие энергию, получаемую от системы электроснабжения или источника первичного электропитания, и предназначенные для организации вторичного электропитания радиоаппаратуры.

Классификация источников вторичного электропитания:

1. По типу питающей цепи:

- использующие электрическую энергию, получаемую от однофазной сети переменного тока;
- использующие электрическую энергию, получаемую от трехфазной сети переменного тока;
- использующие электрическую энергию автономного источника постоянного тока.

2. По напряжению на нагрузке:

- низкого (до 100 В) напряжения;
- среднего (от 100 до 1000 В) напряжения;
- высокого (свыше 1000 В) напряжения.

3. По мощности нагрузки:

- малой мощности (до 100 Вт);
- средней мощности (от 100 до 1000 Вт);
- большой мощности (свыше 1000 Вт).

4. По роду тока нагрузки:

- с выходом на переменном токе;
- с выходом на постоянном токе;
- с выходом на переменном и постоянном токе.

5. По числу выходов:

- одноканальные ИП, имеющие один выход постоянного или переменного тока;
- многоканальные ИП, имеющие два или более выходных напряжений.

6. По стабильности напряжения на нагрузке:

- стабилизированные;
- нестабилизированные.

Стабилизированные источники питания имеют в своем составе по крайней мере один стабилизатор напряжения (тока) и могут быть разделены:

а) по характеру стабилизации напряжения:

- линейные ИП с непрерывным регулированием;
- ИП с импульсным регулированием;

б) по характеру обратной связи:

- параметрические;
- компенсационные;
- комбинированные;

в) по точности стабилизации выходного напряжения:

- с низкой стабильностью выходного напряжения (суммарная нестабильность выходного напряжения более 2–5 %);
- со средней стабильностью выходного напряжения (суммарная нестабильность не более 0,5–2 %);
- с высокой нестабильностью выходного напряжения (суммарная нестабильность до 0,1–0,5 %);
- прецизионные ИП (суммарная нестабильность менее 0,1 %).

В линейных ИП переменное напряжение питающей сети преобразуется трансформатором, выпрямляется, подвергается низкочастотной фильтрации и стабилизируется (рис. 12.2). В нестабилизированных ИП нагрузка подключается непосредственно к выходу фильтра низкой частоты.

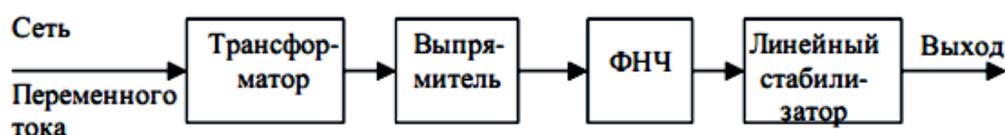


Рис. 12.2. Схема линейного ИП

В стабилизаторах линейных ИП осуществляется непрерывное регулирование: последовательно или параллельно с нагрузкой включается регулирующий элемент (транзистор), управляемый сигналом обратной связи, за счет чего выходное напряжение поддерживается на постоянном уровне.

Выходное напряжение всегда ниже нестабилизированного входного напряжения и всегда имеет одинаковую полярность с входным напряжением $U_{вх}$, а сам стабилизатор непрерывно рассеивает мощность $P_{рас} \approx I_{вых} (U_{вх} - U_{вых})$, где $I_{вых}$ – выходной ток (ток нагрузки).

Импульсные ИП непосредственно выпрямляют и фильтруют напряжение питающей сети переменного тока без использования первичного силового трансформатора, который для частоты 50 Гц имеет значительные вес и габариты. Выпрямленный и отфильтрованный постоянный ток коммутируется мощным электронным ключом КРЭ (ключевой регулирующий элемент) с высокой частотой, затем преобразуется высокочастотным трансформатором, снова выпрямляется и фильтруется (рис. 12.3).

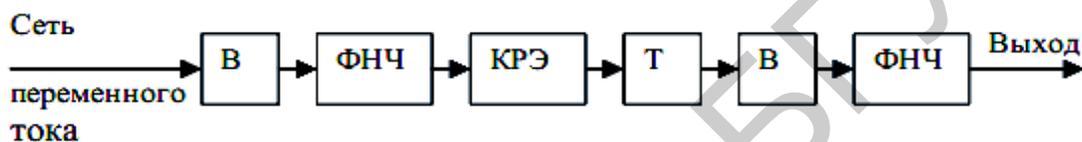


Рис. 12.3. Схема импульсного ИП

Из-за высокой частоты переключения (от 20 кГц и выше) трансформаторы и конденсаторы фильтров имеют намного меньшие размеры, чем их низкочастотные (50 Гц) эквиваленты. Достоинством импульсных ИП является высокий КПД – 60–80 % (КПД линейных ИП, как правило, не превышает 40–50 %).

На практике имеется три типа импульсных электронных устройств, используемых в качестве ИП:

- 1) преобразователь – переменный ток/постоянный ток (АС-DC-конверторы);
- 2) преобразователь – постоянный ток/постоянный ток (DC-DC-конвертор);
- 3) преобразователь – постоянный ток/переменный ток (DC-AC-преобразователь или инвертор).

12.2. Выпрямители и стабилизаторы напряжения постоянного тока

Выпрямителем называется устройство для преобразования переменного напряжения в постоянное. Основное назначение выпрямителя заключается в сохранении направления тока в нагрузке при изменении полярности приложенного напряжения. Обобщенная структурная схема выпрямителя приведена на рис. 12.4. В состав выпрямителя могут входить: силовой трансформатор (СТ), вентильный блок (ВБ), фильтрующее устройство (ФУ) и стабилизатор напряжения (СН).

Силовой трансформатор выполняет следующие функции: преобразует значение напряжения сети, обеспечивает гальваническую изоляцию нагрузки от силовой сети, преобразует количество фаз силовой сети.

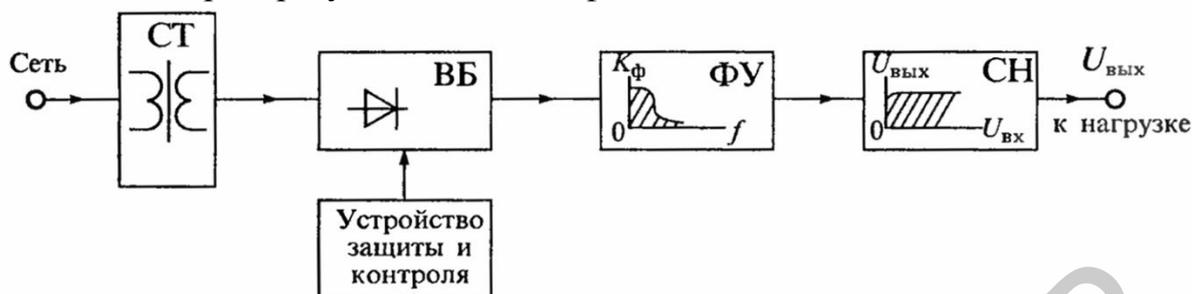


Рис. 12.4. Обобщенная структурная схема выпрямителя

В импульсных источниках питания трансформатор обычно отсутствует, так как его функции выполняет высокочастотный преобразователь.

Выпрямительный блок является основным звеном выпрямителя, обеспечивая однонаправленное протекание тока в нагрузке. Это электровакуумные, газоразрядные или полупроводниковые приборы, обладающие односторонней электропроводностью, например, диоды, тиристоры, транзисторы и др.

Фильтрующее устройство используется для ослабления пульсаций выходного напряжения. В качестве фильтрующего устройства обычно используются фильтры нижних частот, выполненные на пассивных R -, L -, C -элементах или иногда с применением активных элементов – транзисторов, операционных усилителей и пр. Качество ФУ оценивают по его способности увеличивать коэффициент фильтрации q , равный отношению коэффициентов пульсации на входе и выходе фильтра.

Стабилизатор напряжения предназначен для уменьшения влияния внешних воздействий: изменения напряжения питающей сети, температуры окружающей среды, изменения нагрузки и др., – на выходное напряжение выпрямителя.

Стабилизатор напряжения можно установить не только на выходе выпрямителя, но и на его входе.

В импульсных источниках питания функции стабилизатора может выполнять регулируемый инвертор (РИ) или регулируемый вентильный блок.

Классификация выпрямителей. Для классификации выпрямителей используют различные признаки: количество выпрямленных полуволн (полупериодов) напряжения, число фаз силовой сети, схему вентильного блока, тип сглаживающего фильтра, наличие трансформатора и др.

По количеству выпрямленных полуволн различают однополупериодные и двухполупериодные выпрямители.

По числу фаз питающего напряжения различают одно-, двух-, трех- и шестифазные выпрямители. При этом под числом фаз питающего напряжения

понимают число питающих напряжений с отличными друг от друга начальными фазами.

По схеме вентиляльного блока различают выпрямители с параллельным, последовательным и мостовым включением однофазных выпрямителей. Схемы таких выпрямителей приведены на рис. 12.5.

Однофазный однополупериодный выпрямитель, схема которого приведена на рис. 12.5, а, является простейшим. Такой выпрямитель пропускает на выход только одну полуволну питающего напряжения и находит ограниченное применение в маломощных устройствах, так как характеризуется плохим использованием трансформатора и сглаживающего фильтра.

Двухфазный двухполупериодный выпрямитель, приведенный на рис. 12.5, б, представляет собой параллельное соединение двух однофазных выпрямителей, питаемых от двух половин вторичной обмотки w_2 и w_2' .

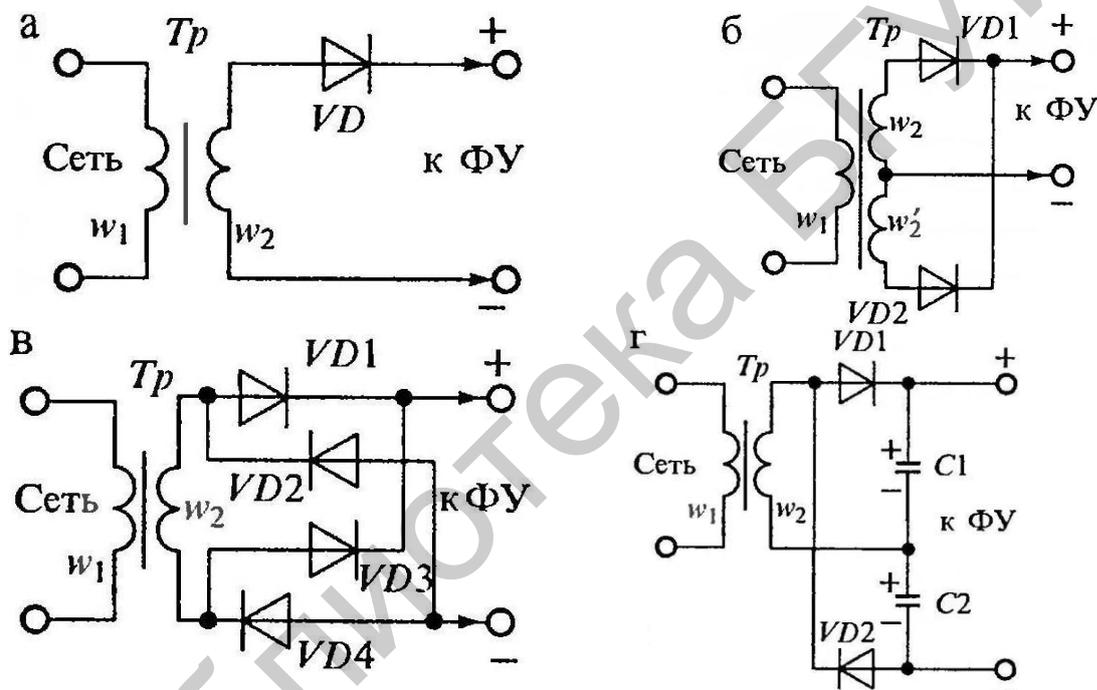


Рис. 12.5. Схемы выпрямителей, питаемых от однофазной сети: однополупериодный (а), двухполупериодный (б), однофазный мостовой (в) и однофазный с последовательным включением (схема удвоения) (г)

С помощью этих полуобмоток создаются два противофазных питающих выпрямитель напряжения. Форма выходного напряжения такого выпрямителя приведена на рис. 12.6, б. Этот выпрямитель характеризуется лучшим использованием трансформатора и фильтра. Его часто называют выпрямителем со средней точкой вторичной обмотки трансформатора.

Однофазный мостовой выпрямитель (рис. 12.5, в) является двухполупериодным выпрямителем, питаемым от однофазной сети. В отличие от предыдущей схемы его можно использовать для выпрямления напряжения сети и без трансформатора. К его недостаткам относится удвоенное число

выпрямительных диодов, однако трансформатор в таком выпрямителе используется наиболее полно, так как нет подмагничивания магнитопровода постоянным током, и ток во вторичной обмотке протекает в течение обоих полупериодов. Из-за увеличенного падения напряжения на выпрямительных диодах такие выпрямители редко используются при выпрямлении низких напряжений (меньше 5 В).

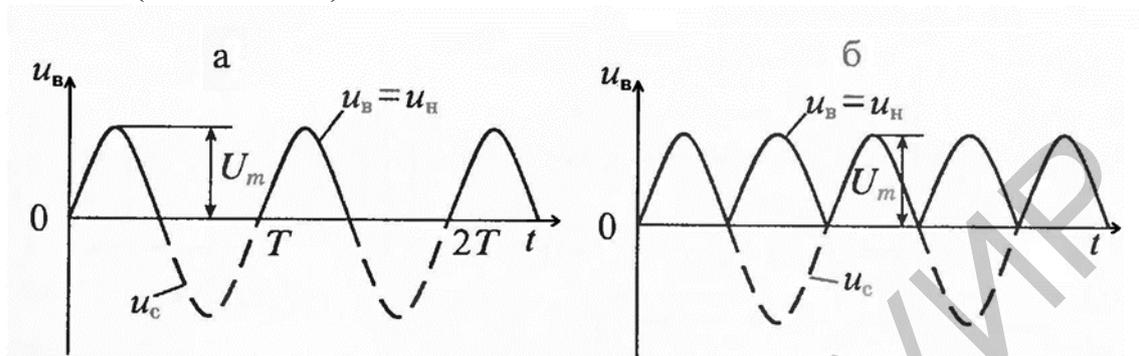


Рис. 12.6. Формы напряжений на входе и выходе выпрямителей, питаемых от однофазной сети, при резистивной нагрузке без фильтра: однополупериодного (а) и двухполупериодного (б)

Однофазный выпрямитель с удвоением напряжения (рис. 12.5, г) представляет собой последовательное соединение двух однофазных однополупериодных выпрямителей. В первом полупериоде при положительном напряжении на аноде диода VD_1 заряжается конденсатор C_1 , а во втором полупериоде проводит диод VD_2 и конденсатор C_2 заряжается напряжением противоположной полярности. Так как эти конденсаторы включены последовательно, то **выходное напряжение почти удваивается.**

12.3. Стабилизаторы напряжения и тока

Величина напряжения на выходе выпрямителей, предназначенных для питания различных радиотехнических устройств (РТУ), может колебаться в значительных пределах, что ухудшает работу аппаратуры. Основными причинами этих колебаний являются изменения напряжения на входе выпрямителя и изменение нагрузки. В сетях переменного тока наблюдаются изменения напряжения двух видов: медленные, происходящие в течение от нескольких минут до нескольких часов, и быстрые, длительностью доли секунды. Как те, так и другие изменения отрицательно сказываются на работе аппаратуры. Для обеспечения заданной точности измерительных приборов (электронных вольтметров, осциллографов и др.) также необходима стабилизация напряжения.

Стабилизатором напряжения называется устройство, поддерживающее напряжение на нагрузке с требуемой точностью при изменении сопротивления нагрузки и напряжения сети в известных пределах.

Стабилизатором тока называется устройство, поддерживающее ток в нагрузке с требуемой точностью при изменении сопротивления нагрузки и напряжения сети в известных пределах.

Стабилизатор одновременно со своими основными функциями осуществляет и подавление пульсаций. Качество работы стабилизатора оценивается коэффициентом стабилизации, равным отношению относительного изменения напряжения на входе к относительному изменению напряжения на выходе стабилизатора:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.ном}}} : \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых.ном}}}. \quad (12.1)$$

Качество стабилизации оценивается также относительной нестабильностью выходного напряжения:

$$K_U = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых.ном}}}. \quad (12.2)$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора

$$r_{\text{вн}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}}. \quad (12.3)$$

Коэффициент сглаживания пульсаций

$$q = \frac{U_{\text{вх.пульс}}}{U_{\text{вх}}} : \frac{\Delta U_{\text{вых.пульс}}}{U_{\text{вых}}}, \quad (12.4)$$

где $U_{\text{вх.пульс}}$, $U_{\text{вых.пульс}}$ – амплитуды пульсации входного и выходного напряжений соответственно.

Для стабилизаторов тока важны следующие параметры:

- коэффициент стабилизации тока по входному напряжению

$$K_{\text{ст.т}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.ном}}} : \frac{\Delta I_{\text{н}}}{I_{\text{н.ном}}}; \quad (12.5)$$

- коэффициент стабилизации при изменении сопротивления нагрузки

$$K_{R_{\text{н}}} = \frac{\Delta R_{\text{н}}}{R_{\text{н.ном}}} : \frac{\Delta I_{\text{н}}}{I_{\text{н.ном}}}; \quad (12.6)$$

- коэффициент полезного действия (определяется для всех типов стабилизаторов по отношению ко входной и выходной активным мощностям):

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}. \quad (12.7)$$

Широкое применение нашли стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия двух видов: параметрические и компенсационные.

Параметрические стабилизаторы строятся на основе нелинейных элементов (стабилитронов, варисторов и др.), параметры которых изменяются непосредственно под воздействием дестабилизирующих факторов (рис. 12.7).

Параметрические стабилизаторы напряжения применяются при малых выходных токах, изменяющихся в узких пределах. Работа этих стабилизаторов основана на использовании свойств элементов с нелинейной вольт-амперной характеристикой. В качестве такого элемента наиболее часто используются *стабилитроны* – полупроводниковые приборы, действие которых основано на стабилизации напряжения в результате пробоя *p-n*-перехода. Вольт-амперная характеристика стабилитрона приведена на рис. 12.7, а.

Стабилизация напряжения осуществляется при работе стабилитрона на обратной ветви ВАХ, когда обратное напряжение определенного значения приводит к пробое *p-n*-перехода.

При изменении тока через стабилитрон в широком диапазоне от минимального значения $I_{ст\ min}$ до максимального $I_{ст\ max}$ изменение падения напряжения на нем оказывается небольшим (рис. 12.7, а), что и дает возможность применять последний для стабилизации напряжения постоянного тока. В процессе пробоя рассеиваемая в стабилитроне мощность не должна превышать допустимую:

$$P_{ст.доп} = \frac{T_{пер\ max} - T_{о.ср}}{R_m}, \quad (12.8)$$

где $T_{пер.маx}$ – максимально допустимая температура *p-n*-перехода; T – температура окружающей среды; R_m – тепловое сопротивление стабилитрона.

Для ограничения тока пробоя обычно последовательно стабилитрону включают дополнительный резистор R_0 (рис. 12.7, б), формируя схему параметрического стабилизатора.

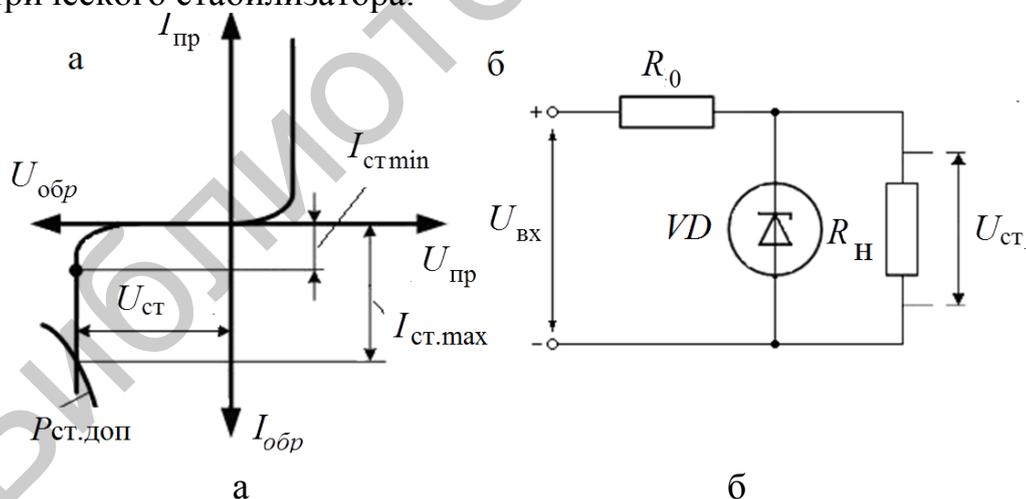


Рис. 12.7. Вольт-амперная характеристика стабилитрона (а) и схема параметрического стабилизатора (б)

Максимально допустимый ток пробоя определяется из выражения

$$I_{пр\ max} = P_{ст.доп} / U_{ст}, \quad (12.9)$$

где $U_{ст}$ – напряжение стабилизации, равное напряжению пробоя *p-n*-перехода.

Величина напряжения стабилизации $U_{ст}$ у различных типов стабилитронов находится в пределах от десятых долей вольта до нескольких сотен вольт при токах стабилизации от долей миллиампера до единиц ампер.

Одной из основных характеристик стабилитрона является его *температурный коэффициент напряжения* (ТКН), который показывает смещение ВАХ стабилитрона при изменении температуры.

При прямом токе (стабистор) абсолютный ТКН определяется выражением

$$\alpha_{абс} = \frac{U_{пр1} - U_{пр2}}{T_1 - T_2} . \quad (12.10)$$

Относительный ТКН (%/град) равен

$$\alpha_{отн} = \frac{U_{пр1} - U_{пр2}}{U_{пр} (T_1 - T_2)} \cdot 100 . \quad (12.11)$$

При обратном токе (стабилитрон) абсолютный ТКН равен

$$\alpha_{абс} = \frac{U_{ст1} - U_{ст2}}{T_1 - T_2} . \quad (12.12)$$

Относительный ТКН (%/град) определяется как

$$\alpha_{отн} = \frac{U_{ст1} - U_{ст2}}{U_{ст} (T_1 - T_2)} \cdot 100 . \quad (12.13)$$

Другой важной характеристикой стабилитрона является *дифференциальное сопротивление* (Ом), которое можно определить из выражения

$$r_{диф} = \frac{U_{ст2} - U_{ст1}}{I_{ст2} - I_{ст1}} . \quad (12.14)$$

Для различных типов стабилитронов характер изменения дифференциального сопротивления от тока различен.

Для компенсации влияния температуры окружающей среды на характеристики стабилитрона используются термочувствительные компоненты схем с отрицательным ТКН или дополнительные стабилитроны, включенные в проводящем направлении последовательно со стабилизирующими стабилитронами.

Схема стабилизатора с термокомпенсацией при помощи термочувствительного резистора R_m , ТКН которого противоположен по знаку ТКН стабилитрона, приведена на рис 12.8, а. Схема с одним стабилизирующим стабилитроном, включенным в обратном направлении, представлена на рис. 12.8, б. Напряжение на выходе такой схемы

$$U_{вых} = U_{ст} + \sum U_{пр} , \quad (12.15)$$

где

$$U_{ст} = U_{ст0} + \alpha_{абс} (T_1 - T_2) , \quad (12.16)$$

$$\sum U_{пр} = N(U_{пр1} - U_{пр2}) - \alpha_{абс} (T_1 - T_2) . \quad (12.17)$$

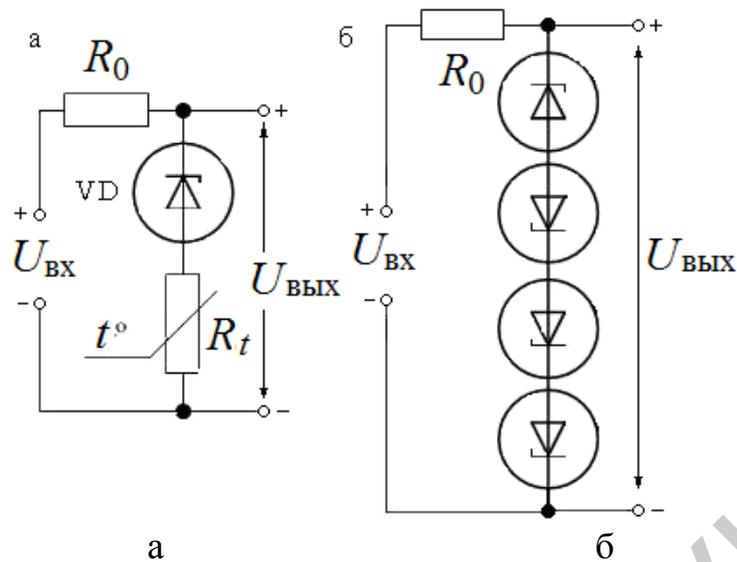


Рис. 12.8. Схемы параметрической стабилизации с термокомпенсацией: а – с термочувствительным резистором; б – с одним стабилизирующим стабилитроном и тремя компенсирующими стабилитронами ($N=3$)

При введении термокомпенсации коэффициент стабилизации уменьшается в несколько раз. Его можно увеличить за счет повышения входного напряжения и сопротивления ограничительного резистора, что, однако, приводит к снижению КПД стабилизатора. Это нецелесообразно, поэтому повышение коэффициента стабилизации без снижения КПД достигается использованием стабилизатора тока на БТ вместо ограничительного резистора (рис. 12.9, а). Благодаря уменьшению отклонений тока через стабилитрон стабилизация выходного напряжения повышается в 5–8 раз при изменении входного напряжения.

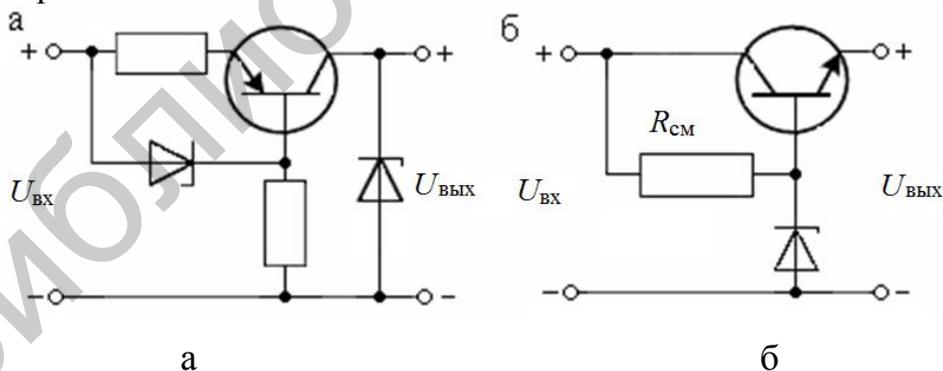


Рис. 12.9. Схемы параметрических стабилизаторов напряжений со стабилизацией входного тока (а) и эмиттерным повторителем (б)

Если необходимо увеличить мощность параметрического стабилизатора, то используют схему с эмиттерным повторителем (рис. 12.9, б). Коэффициент стабилизации в этой схеме не увеличивается. Выходное напряжение определяется напряжением стабилитрона.

12.4. Принцип действия компенсационного стабилизатора

В отличие от параметрического компенсационный стабилизатор напряжения (КСН) обеспечивает необходимую стабильность напряжения на нагрузке при помощи цепи отрицательной обратной связи, воздействующей на регулирующий элемент (РЭ).

В зависимости от схемы включения регулирующего элемента подобные компенсационные стабилизаторы разделяются на последовательные (рис. 12.10, а) и параллельные (рис. 12.10, б).

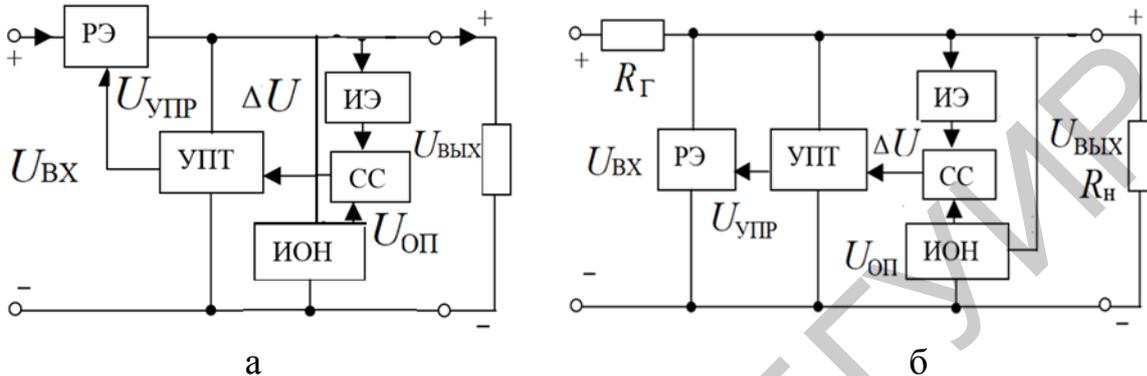


Рис. 12.10. Компенсационные стабилизаторы напряжения:
а – последовательный линейный КСН; б – параллельный линейный КСН

Здесь РЭ – регулирующий элемент; УПТ – усилитель постоянного тока (обратной связи); ИОН – источник опорного напряжения; СС – схема сравнения; ИЭ – измерительный элемент; R_{Γ} – гасящий резистор.

Регулирующий элемент выполняется на мощном транзисторе или на двух составных транзисторах с большой величиной β , что позволяет получить следующие параметры:

- статический коэффициент передачи тока составного каскада $h_{21Э} = h_{21Э1} \cdot h_{21Э2}$;
- напряжение насыщения $U_{КЭнас} = U_{КЭнас2} + U_{ЭБ1}$;
- коэффициент усиления по напряжению при постоянном коллекторном токе $I_{\text{н}} = \text{const}$, равный $\mu_{\text{T}} = \mu_{\text{T1}} \cdot \mu_{\text{T2}} / (\mu_{\text{T1}} + \mu_{\text{T2}})$.

Схемы сравнения и усилители постоянного тока выполняются на транзисторах, поэтому они одновременно с формированием сигнала рассогласования осуществляют его предварительное усиление.

Компенсационный стабилизатор непрерывного действия с последовательным РЭ показан на рис. 12.11. Регулирующий элемент выполнен на транзисторе VT_1 , УПТ на транзисторе VT_2 , источником эталонного напряжения служит стабилитрон VD , резистор R_2 ограничивает ток.

При возрастании напряжения U_1 в первоначальный момент времени возрастает напряжение на нагрузке U_2 и напряжение обратной связи $U_{\text{ос}}$, снимаемое с нижнего плеча делителя напряжения R_4 .

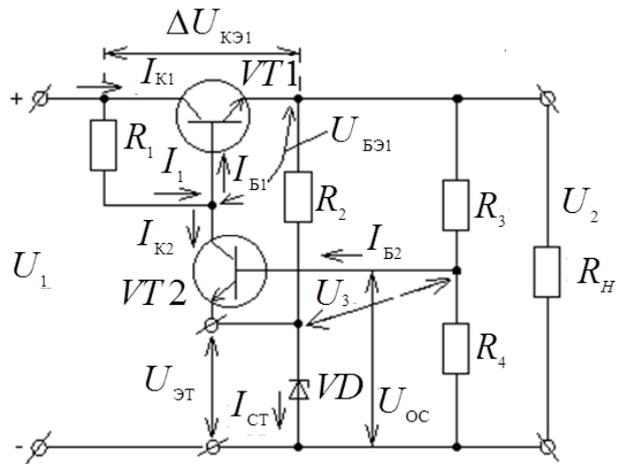


Рис. 12.11. Схема компенсационного стабилизатора непрерывного действия с последовательным РЭ

Напряжение ошибки U_3 увеличивается, потенциал эмиттера транзистора VT_2 остается постоянным, а потенциал базы становится наиболее положительным. Транзистор VT_2 открывается, что приводит к увеличению тока I_{K2} . По закону Кирхгофа для узла: $I_{B1} = I_1 - I_{K2}$, поэтому ток базы транзистора VT_1 уменьшается и транзистор прикрывается. Падение напряжения $\Delta U_{КЭ1}$ увеличивается, а напряжение в нагрузке восстанавливается.

Компенсационный стабилизатор напряжения параллельного типа (рис. 12.12) всегда выполняется на транзисторах разной проводимости.

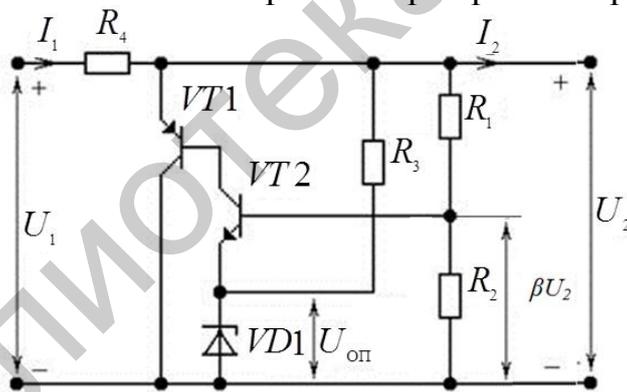


Рис. 12.12. КСН параллельного типа

В качестве гасящего устройства в этих стабилизаторах применяются резисторы (R_4 на схеме) или при высоких требованиях к стабильности выходного напряжения стабилизатора применяется стабилизатор тока на БТ, имеющий большое внутреннее сопротивление.

Связь усилителя с регулирующим элементом непосредственная:

$$I_{B1} = I_{K2}. \quad (12.18)$$

Для регулирующего VT_1 с ростом входного и далее выходного напряжения VT_1 будет открываться и больший ток пойдет через него, что уменьшит выходное напряжение, которое определяется выражением

$$U_2 = U_1 - R_B(I_H + I_{PЭ}) = U_1 - R_4(I_2 + I_{Э1}). \quad (12.19)$$

На выходе стабилизатора получаем напряжение

$$U_2 = \frac{U_0 + U_{Б1}}{\beta} \approx \frac{U_{ОП}}{\beta}. \quad (12.20)$$

Стабилизаторы параллельного типа имеют невысокий КПД и применяются сравнительно редко – в случае стабилизации повышенных напряжений и токов, а также при переменных нагрузках – в отличие от стабилизаторов последовательного типа. Их недостатком является то, что при возможном резком увеличении тока нагрузки (например, при коротком замыкании на выходе) к регулируемому элементу будет прикладываться повышенное напряжение, величина которого может превысить допустимое значение.

12.5. Системы защиты компенсационных стабилизаторов

В компенсационных стабилизаторах наиболее часто применяются три вида защиты: от повышения выходного напряжения; от понижения выходного напряжения; от перегрузки по току или короткого замыкания в нагрузке.

Защита от повышения и понижения выходного напряжения реализуется за счет введения в стабилизатор дополнительных устройств сравнения и исполнительного элемента. Устройство сравнения имеет такое же схемное построение, как и применяемое в КСН. А в качестве исполнительного элемента применяется реле или полупроводниковый прибор – транзистор или тиристор. Типовая схема защиты от повышения выходного напряжения имеет вид, показанный на рис. 12.13.

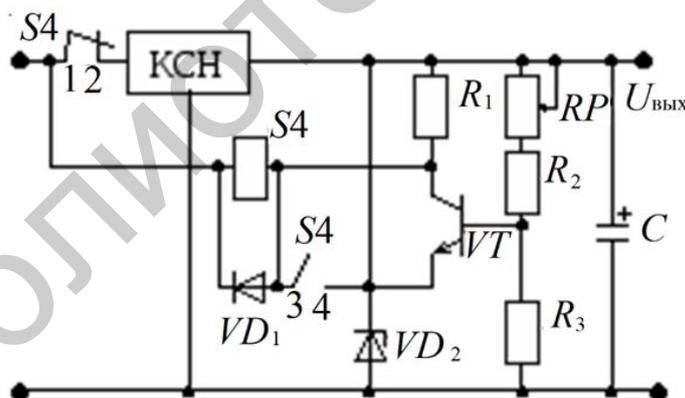


Рис. 12.13. Схема защиты источника питания

Если в некоторый момент времени выходное напряжение, формируемое КСН, превысит значение $U_{H \max}$, задаваемое резистором RP , то транзистор VT откроется, что повлечет срабатывание исполнительного элемента – реле SA , которое одновременно снимает своими контактами 1 и 2 напряжение питания $U_{П}$ со входа КСН и блокирует контактами 3 и 4 коллектор транзистора VT .

Достоинство подобной схемы заключается в возможности гальванического отключения одной (или обеих) шин потребителя. А основной недостаток состоит в значительной ее инерционности. Время реакции схемы

защиты в данном случае в основном определяется временем срабатывания электромеханического реле и составляет обычно несколько миллисекунд.

Для сокращения времени срабатывания защиты в качестве исполнительного элемента применяются транзисторы. При этом возникающая задержка измеряется единицами микросекунд.

Защита от перегрузки по току в стабилизаторах может быть выполнена с ограничением на постоянном уровне I_{K3} , превышающем номинальное значение $I_{НОМ}$ (рис. 12.14, а), или же с резким уменьшением тока потребления до I_{K30} в режиме короткого замыкания (рис. 12.14, б).

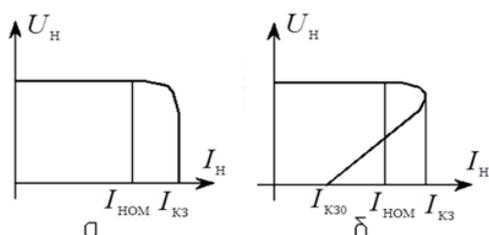


Рис. 12.14. Варианты защиты от КЗ
а – с ограничением I_{K3} ; б – с уменьшением I_{K3}

В первом случае режим перегрузки по току характеризуется большей мощностью, выделяемой на регулирующем транзисторе КСН. Поэтому в таких случаях обычно выключают напряжение питания на входе КСН при помощи реле.

Во втором случае потребляемая от источника мощность значительно меньше мощности, выделяемой на силовом транзисторе КСН при $I_{НОМ}$. Поэтому выключение питания в такой схеме необязательно.

Пример схемы стабилизатора последовательного типа с ограничением тока короткого замыкания на постоянном уровне без отключения выпрямителя показан на рис. 12.15.

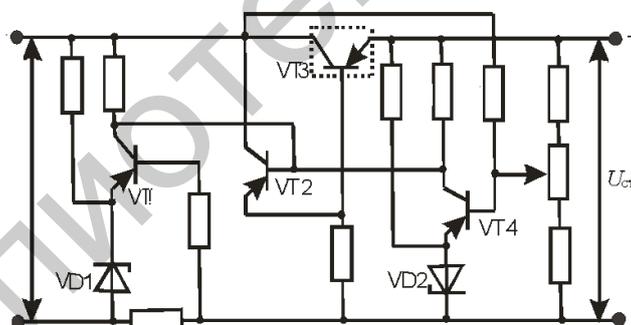


Рис. 12.15. Схема стабилизатора с ограничением тока короткого замыкания

Схема защиты с ограничением тока короткого замыкания обладает высоким быстродействием, схема сравнения и усиления выполнена на транзисторе VT_4 и стабилитроне VD_2 , резистор (0,5–0,8) Ом задает величину тока короткого замыкания, падение напряжения на нем открывает транзистор VT_1 , потенциал на его коллекторе падает, что приводит к приоткрыванию составного транзистора VT_2 - VT_3 и ограничению тока КЗ.

13. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ПОСТРОЕНИЯ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ

Элементная база цифровой электроники состоит из большого количества логических устройств, выполняющих разнообразные функции, которые будут рассмотрены ниже. Однако все логические элементы и устройства функциональной цифровой электроники основаны на использовании электронных ключей на биполярных и полевых транзисторах. В ключевом режиме транзистор работает в логических схемах, триггерах, счетчиках, мультивибраторах, коммутаторах, блокинг-генераторах и т. д. Поэтому рассмотрим работу транзисторных ключей более подробно.

Электронными ключами называются устройства, предназначенные для коммутации электрических цепей. Они могут быть выполнены на диодах, биполярных или полевых транзисторах, тиристорах и т. д., однако транзисторный ключ является одним из наиболее распространенных элементов цифровой техники.

13.1. Основные характеристики электронных ключей

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.

Статические параметры электронных ключей (параметры установившегося режима), к которым относятся передаточная характеристика, коэффициент усиления и помехоустойчивость.

1. Передаточная характеристика – зависимость выходного напряжения ключа от входного $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$ (рис. 13.1).

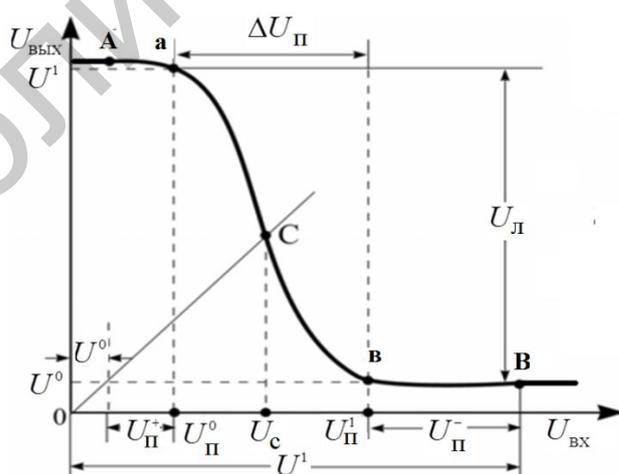


Рис. 13.1. Передаточная характеристика электронного ключа

В электронном ключе два его устойчивых состояния (разомкнутое и замкнутое) соответствуют пологим участкам, ограниченными точками А и В:

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

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

2. Коэффициент усиления ключа, который определяется в дифференциальной форме $K_u = dU_{\text{вых}}/dU_{\text{вх}}$.

3. 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 А и «а» (помехоустойчивость по уровню единицы – U_n^+) и в точках «в» и В (помехоустойчивость по уровню нуля – U_n^-).

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

$$U_n^+ = U_n^0 - U^0, \quad U_n^- = (U^1 - U_n^1),$$

где U^1 , U^0 – максимальное и минимальное напряжения на выходе ключа; U_n^+ , U_n^- – максимальная и минимальная величины напряжения помехи, не вызывающие ложное переключение; U_n^0 , U_n^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.

13.2. Ключи на биполярных транзисторах

Принципиальная схема электронного ключа на БТ с ОЭ показана на рис. 13.2, а.

В исходном состоянии при $U_{\text{вх}} = 0$ или $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх.зап}}$ БТ закрыт, то есть 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 представляет собой зависимость выходного напряжения электронного ключа от входного и может быть рассчитана графоаналитическим методом с использованием известных семейств входных ($I_B = f(U_{\text{БЭ}})$ при $U_{\text{КЭ}} = \text{const}$) и выходных ($I_K = f(U_{\text{КЭ}})$ при $I_B = \text{const}$) характеристик транзистора.

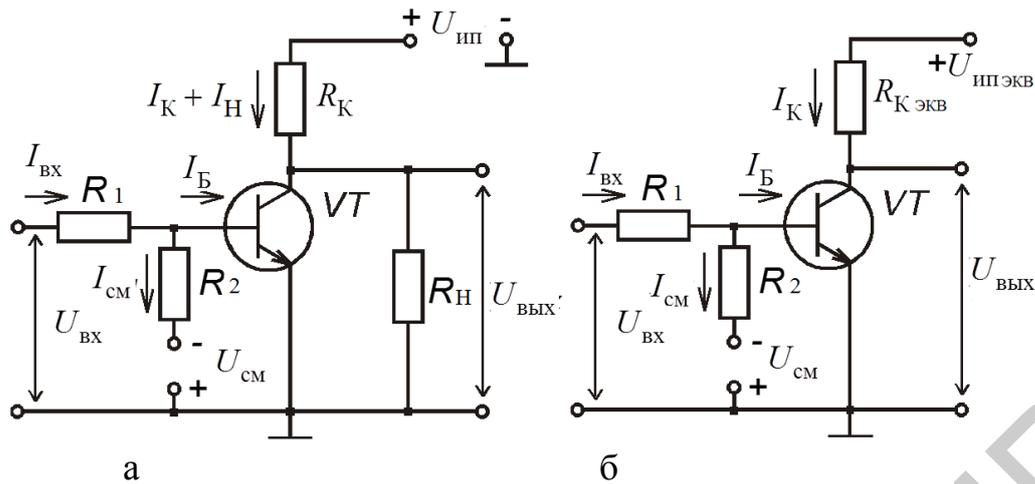


Рис. 13.2. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы электронного ключа

Для этого принципиальную схему ключа приводят к эквивалентной, показанной на рис. 13.2, б, где

$$U_{\text{ИПЭКВ}} = U_{\text{ИП}} R_{\text{H}} / (R_{\text{K}} + R_{\text{H}}), \quad (13.1)$$

$$R_{\text{КЭКВ}} = R_{\text{K}} R_{\text{H}} / (R_{\text{K}} + R_{\text{H}}). \quad (13.2)$$

На семействе выходных ВАХ БТ, как показано на рис. 13.3, а, строится нагрузочная прямая, описываемая уравнением $I_{\text{K}}(U_{\text{КЭ}}) = (U_{\text{ИПЭКВ}} - U_{\text{КЭ}}) / R_{\text{КЭКВ}}$.

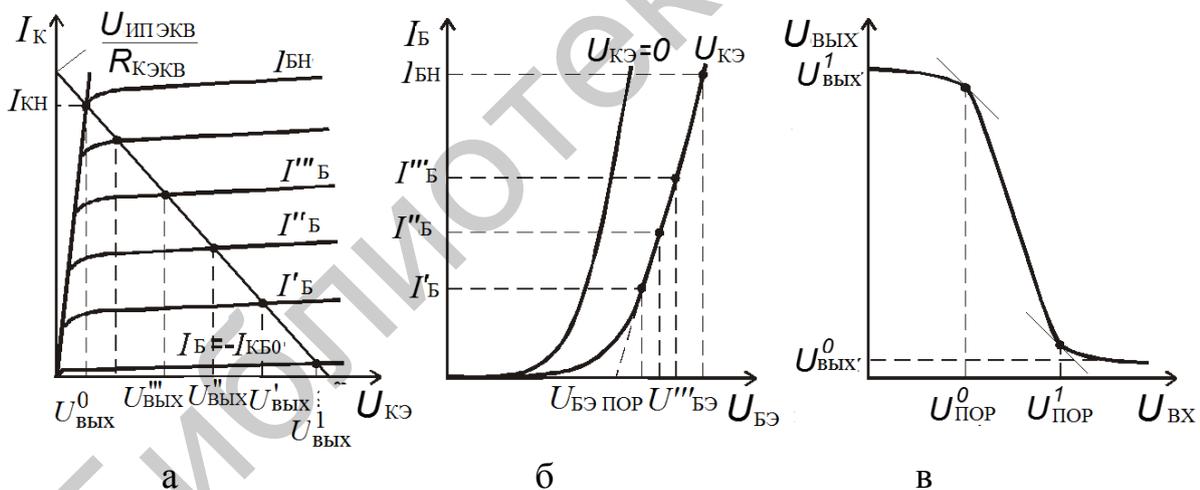


Рис. 13.3. Выходные (а) и входные (б) характеристики БТ, передаточные характеристики электронного ключа (в)

Для построения передаточной характеристики электронного ключа необходимо выполнить следующие операции:

1) в точках пересечения нагрузочной прямой с выходными характеристиками, соответствующими токам базы $I_{\text{B}} = I_{\text{B}}', I_{\text{B}}'', \dots$, определяются значения напряжения коллектор – эмиттер, которое является выходными $U_{\text{КЭ}} = U_{\text{ВЫХ}}$;

2) по входной характеристике БТ $I_B = f(U_{БЭ})$ при $|U_{КЭ}| > 0$ для тех же значений тока базы находятся соответствующие напряжения база – эмиттер $U_{БЭ} = U'_{БЭ}, U''_{БЭ}, \dots$, как показано на рис. 13.3, б;

3) входное напряжение рассчитывается согласно выражению

$$U_{ВХ} = U_{БЭ} + (I_B + I_{см})R_1 = U_{БЭ} + \left(I_B + \frac{U_{БЭ} + |U_{см}|}{R_2} \right) R_1; \quad (13.3)$$

4) по известным парам значений напряжения $(U_{ВХ}, U_{ВЫХ})$ строится передаточная характеристика, показанная на рис. 13.3, 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 напряжения:

$$U_{ВЫХ}^1 = U_{ВЫХ\max} = U_{ИП\ экв} - I_{КБ0} R_{К\ экв}. \quad (13.4)$$

Входной ток при этом, поскольку $I_B = 0$, определяется выражением

$$I_{ВХ} = I_{см} = \frac{U_{ВХ} + |U_{см}|}{R_1 + R_2}. \quad (13.5)$$

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

$$U_{пор}^0 = \frac{U_{БЭ\ пор} (R_1 + R_2) + U_{см} R_1}{R_2}, \quad (13.6)$$

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

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

$$U_{ВЫХ} = K U_{ВХ}. \quad (13.7)$$

Коэффициент передачи K определяется усилительными свойствами БТ:

$$K = \frac{h_{21Э} R_{К\ экв}}{R_1 + h_{11Э}},$$

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

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{см}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{БЭ}}}{R_1} = I_{\text{Б}} + \frac{U_{\text{БЭ}} + |U_{\text{см}}|}{R_2}. \quad (13.8)$$

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

$$U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{вых min}} = U_{\text{КЭнас}}. \quad (13.9)$$

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

$$U_{\text{пор}}^1 = \left(I_{\text{Бн}} + \frac{U_{\text{БЭпор}} + |U_{\text{см}}|}{R_2} \right) R_1 + U_{\text{БЭпор}}. \quad (13.10)$$

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

$$S = \frac{I_{\text{Бм}}}{I_{\text{Бн}}}, \quad (13.11)$$

где $I_{\text{Бм}}$ – 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. 13.4. 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.

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 ($U_{\text{вхм}}$). Процесс заряда описывается уравнением

$$U_{\text{Б}}(t) = E_2(1 - e^{-t/\tau_c}) - E_1 e^{-t/\tau_c},$$

где $\tau_c = C_{\text{ВХ}}R_{\text{Б}}$ – постоянная времени заряда. Обычно считают, что $C_{\text{ВХ}} = C_{\text{Э}} + C_{\text{К}} = 1\text{--}2$ пФ.

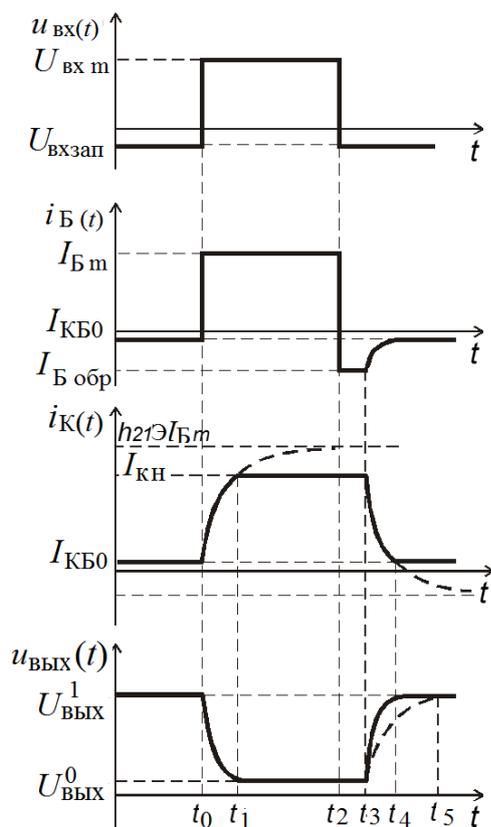


Рис. 13.4. Временные диаграммы ЭК

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

$$\tau_{\text{з.ф}} = \tau_c \ln [(E_2 + E_1) / (E_2 - U_{\text{отп}})].$$

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

$$t_{\text{вкл}} = \tau_{\text{вкл}} \ln \left(\frac{S}{S-1} \right), \quad (13.12)$$

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

$$\tau_{\text{вкл}} = \tau_{h_{21Э}} + \tau_{\text{К}}, \quad (13.13)$$

$$\tau_{h_{21Э}} = \frac{1}{2\pi f_{h_{21Э}}}; \quad \tau_{\text{К}} = (C_{\text{К}} + C_{\text{н}})R_{\text{КЭКВ}}. \quad (13.14)$$

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

2. 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.

3. 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:

$$t_{\text{зад. выкл}} = \frac{\tau_{h_{21Э}}}{2} \ln \left(\frac{I_{\text{Б}} + |I_{\text{б.обр}}|}{I_{\text{Бн}} + |I_{\text{б.обр}}|} \right), \quad (13.15)$$

где $I_{\text{б.обр}} = \frac{U_{\text{вх.зап}}}{R_1}$ — запирающий ток базы.

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

$$t_{\text{зад.вкл}} = \frac{\tau_{h_{21Э}}}{2} \ln S. \quad (13.16)$$

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**:

$$t_{\text{сп}} = \tau_{h_{21Э}} \ln \left(1 + \frac{I_{\text{б.н}}}{|I_{\text{б.обр}}|} \right). \quad (13.17)$$

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.

13.3. Ключи на полевых транзисторах

Схема (рис. 13.5) представляет собой простейший электронный ключ, который управляется положительным импульсом входного напряжения.

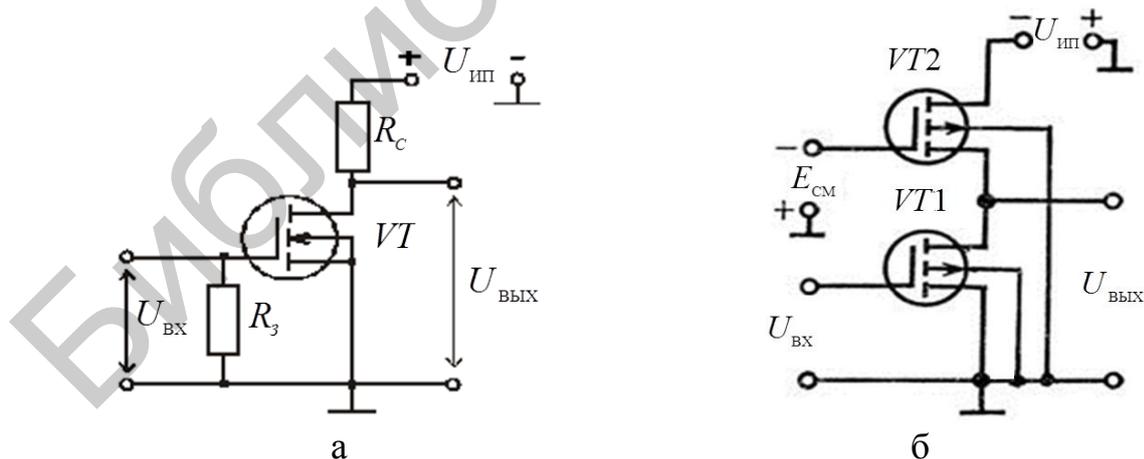


Рис. 13.5. Ключи на ПТ:

а – с резистивной нагрузкой; б – с динамической нагрузкой

Недостаток таких простейших схем ключей на ПТ – наличие большого уровня U_0 – остаточного напряжения на открытом транзисторе. Для уменьшения остаточного напряжения вместо резистора R_C используют транзистор, затвор которого может соединяться с истоком или стоком (рис. 13.5, б).

Наилучшие характеристики у ключа на комплементарных транзисторах (рис. 13.6). **В ключах на комплементарных транзисторах** транзистор VT_2 – ключевой, а транзистор VT_1 – нагрузочный.

Затворы обоих транзисторов объединены и являются входом ключа. При нулевом потенциале на затворах транзистор VT_2 закрыт, а транзистор VT_1 открыт и работает в линейной области.

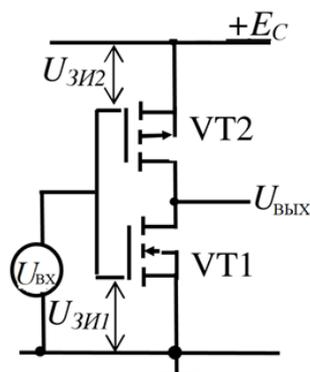


Рис. 13.6. Комплементарный ключ

Напряжение на выходе ключа практически равно $U_{ИП}$. При подаче на затворы напряжения, близкого к $U_{ИП}$, транзистор VT_1 закрывается, а транзистор VT_2 открывается. На выходе формируется уровень напряжения, близкий к потенциалу земли.

Характерной особенностью комплементарных ключей является то, что они практически не потребляют мощности как в закрытом, так и в открытом состоянии. При низком значении $U_{вх}^+$, когда транзистор VT_2 заперт, напряжение $U_{СИ}$ на открытом транзисторе VT_1 ничтожно мало и, следовательно, выходное напряжение $U_{max} \approx U_{пит}$. При высоком значении $U_{вх}^+$ открыт транзистор VT_2 , и напряжение на нем мало, что и определяет величину остаточного напряжения $U_{ост}$ ключа. Время переключения можно свести к минимальному, применив транзисторы в комплементарной паре с одинаковым пороговым напряжением.

Для всех типов ключей на МДП-транзисторах главным путем повышения быстродействия является уменьшение суммарной емкости, включающей емкость затвор – канал, емкость сток – подложка, емкости затворов относительно областей истока и стока, обусловленные перекрытием затвора и т. д.

13.4. Основные логические операции цифровой электроники и правила алгебры логики

Теория построения современных логических или цифровых устройств опирается на основные логические высказывания, то есть основные положения булевой алгебры, которая полностью опирается на двоичную переменную и основы которой спустя почти сто лет были реализованы в виде первых цифровых устройств.

Основные логические операции предложены английским математиком Дж. Булем в 1854 г. для исследования процессов человеческих рассуждений и основаны на созданной ученым булевой алгебре. В алгебре логики используются два понятия «Да» (Истина) и «Нет» (Ложь).

Основные логические операции следующие:

НЕ(NOT)– операция инверсии (отрицания)

$$y = \bar{x}$$

И(AND) – операция умножения (конъюнкции)

$$y = x_1 \cdot x_2$$

ИЛИ(OR) – операция сложения (дизъюнкции)

$$y = x_1 + x_2$$

И-НЕ(NOT AND) – инверсия операции И

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2}$$

ИЛИ-НЕ(NOT OR) – инверсия операции ИЛИ

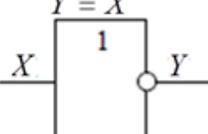
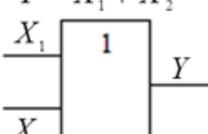
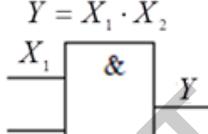
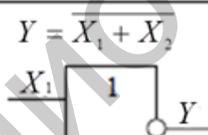
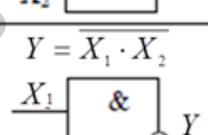
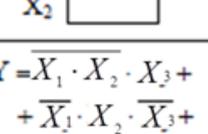
$$y = \overline{x_1 + x_2}$$

Повторитель (Да).

$$y = x$$

Условные графические обозначения логических элементов и их таблицы истинности (переключений) приведены в табл. 13.1.

Таблица 13.1

Логическая функция	Обозначение ЛЭ	Таблица истинности																																				
НЕ	$Y = \bar{X}$ 	<table border="1"> <thead> <tr> <th>X</th> <th>Y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	X	Y	0	1	1	0																														
X	Y																																					
0	1																																					
1	0																																					
ИЛИ	$Y = X_1 + X_2$ 	<table border="1"> <thead> <tr> <th>X₁</th> <th>X₂</th> <th>Y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	X ₁	X ₂	Y	0	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0																					
X ₁	X ₂	Y																																				
0	1	1																																				
1	0	1																																				
1	1	1																																				
0	0	0																																				
И	$Y = X_1 \cdot X_2$ 	<table border="1"> <thead> <tr> <th>X₁</th> <th>X₂</th> <th>Y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	X ₁	X ₂	Y	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0																					
X ₁	X ₂	Y																																				
1	1	1																																				
0	1	0																																				
1	0	0																																				
0	0	0																																				
ИЛИ-НЕ	$Y = \overline{X_1 + X_2}$ 	<table border="1"> <thead> <tr> <th>X₁</th> <th>X₂</th> <th>Y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	X ₁	X ₂	Y	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1																					
X ₁	X ₂	Y																																				
0	1	0																																				
1	0	0																																				
1	1	0																																				
0	0	1																																				
И-НЕ	$Y = \overline{X_1 \cdot X_2}$ 	<table border="1"> <thead> <tr> <th>X₁</th> <th>X₂</th> <th>Y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	X ₁	X ₂	Y	1	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1																					
X ₁	X ₂	Y																																				
1	1	0																																				
0	1	1																																				
1	0	1																																				
0	0	1																																				
ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ	$Y = \overline{X_1 \cdot X_2} \cdot X_3 + \overline{X_1 \cdot X_2} \cdot \overline{X_3} + X_1 \cdot \overline{X_1} + X_2$ 	<table border="1"> <thead> <tr> <th>X₁</th> <th>X₂</th> <th>X₃</th> <th>Y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	X ₁	X ₂	X ₃	Y	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0
X ₁	X ₂	X ₃	Y																																			
0	0	0	0																																			
0	0	1	1																																			
0	1	0	1																																			
0	1	1	0																																			
1	0	0	1																																			
1	0	1	0																																			
1	1	0	0																																			
1	1	1	0																																			

Алгебра логики определяется следующей системой аксиом:

$$\left. \begin{array}{l} x = 0, \text{ если } x \neq 1, \\ x = 1, \text{ если } x \neq 0 \end{array} \right\}; \quad (13.18)$$

$$\left. \begin{array}{l} 1 + 1 = 1, \\ 0 \cdot 0 = 0 \end{array} \right\}; \quad (13.19)$$

$$\left. \begin{array}{l} 0 + 0 = 0, \\ 1 \cdot 1 = 1 \end{array} \right\}; \quad (13.20)$$

$$\left. \begin{array}{l} 0 + 1 = 1 + 0 = 1, \\ 1 \cdot 0 = 0 \cdot 1 = 0 \end{array} \right\}; \quad (13.21)$$

$$\left. \begin{array}{l} \bar{0} = 1, \\ \bar{1} = 0 \end{array} \right\}. \quad (13.22)$$

Аксиома (13.18) утверждает, что в алгебре логики рассматриваются только двоичные переменные. Аксиомы (13.19)–(13.21) определяют операции дизъюнкции и конъюнкции, а аксиома (13.22) – операцию отрицания.

Если в аксиомах (13.19)–(13.21), заданных парами, произвести взаимную замену операций дизъюнкции и конъюнкции, а также элементов 0 и 1, то из одной аксиомы пары можно получить другую. Это свойство называется принципом двойственности.

С помощью аксиом алгебры логики можно доказать целый ряд теорем. Одним из эффективных методов доказательства теорем является метод перебора всех значений переменных. Если теорема истинна, то с учетом аксиом (13.19)–(13.22) при подстановке любых значений переменных в обе части выражения, формирующего утверждение теоремы, должно получаться тождество.

В ряде случаев метод перебора не очень трудоемок ввиду того, что переменные могут принимать только два значения: 0 и 1. Методом перебора доказываются следующие теоремы:

1) идемпотентные законы:

$$\left. \begin{array}{l} x + x = x, \\ x \cdot x = x \end{array} \right\}; \quad (13.23)$$

2) коммутативные законы:

$$\left. \begin{array}{l} x + y = y + x, \\ x \cdot y = y \cdot x \end{array} \right\}; \quad (13.24)$$

3) ассоциативные законы:

$$\left. \begin{array}{l} (x + y) + z = x + (y + z) = x + y + z, \\ (x \cdot y) \cdot z = x \cdot (y \cdot z) = x \cdot y \cdot z \end{array} \right\}; \quad (13.25)$$

4) дистрибутивные законы:

$$\left. \begin{aligned} x \cdot (y + z) &= (x \cdot y) + (x \cdot z) = xy + xz, \\ x + (y \cdot z) &= x + yz = (x + y) \cdot (x + z) \end{aligned} \right\}; \quad (13.26)$$

5) законы отрицания:

$$\left. \begin{aligned} x + \bar{x} &= 1, \\ x \cdot \bar{x} &= 0 \end{aligned} \right\}; \quad (13.27)$$

6) законы нулевого множества:

$$\left. \begin{aligned} 0 + x &= x, \\ 0 \cdot x &= 0 \end{aligned} \right\}; \quad (13.28)$$

7) законы универсального множества:

$$\left. \begin{aligned} 1 + x &= 1, \\ 1 \cdot x &= x \end{aligned} \right\}; \quad (13.29)$$

8) законы двойственности (теорема де Моргана):

$$\left. \begin{aligned} \overline{x + y} &= \bar{x} \cdot \bar{y}, \\ \overline{x \cdot y} &= \bar{x} + \bar{y} \end{aligned} \right\}; \quad (13.30)$$

9) закон двойного отрицания:

$$\overline{\overline{x}} = \overline{\bar{x}} = x. \quad (13.31)$$

Теоремы (13.23)–(13.30) записаны парами, причем по принципу двойственности из одной теоремы можно получить другую взаимной заменой операций дизъюнкции и конъюнкции, а также элементов 0 и 1. Теорема (13.31) самодвойственна, так как не изменяется по принципу двойственности.

Теорему (13.31) используют для формального доказательства некоторых других теорем и тождеств, не прибегая к методу перебора. Вместо переменных x , y и z можно использовать логические выражения (функции), составленные из переменных с помощью операций алгебры логики. При преобразовании логических выражений должен соблюдаться определенный порядок выполнения операций (порядок старшинства): сначала отрицание, затем конъюнкция, и после этого дизъюнкция. Кроме того, в сложных логических выражениях порядок выполнения операций задается с помощью скобок.

Для упрощения логических выражений используют тождества:

1) законы поглощения:

$$\left. \begin{aligned} x + x \cdot y &= x, \\ x \cdot (x + y) &= x \end{aligned} \right\}; \quad (13.32)$$

2) операции склеивания:

$$\left. \begin{aligned} x \cdot y + x \cdot \bar{y} &= x, \\ (x + y) \cdot (x + \bar{y}) &= x \end{aligned} \right\}; \quad (13.33)$$

3) операции обобщенного склеивания:

$$\left. \begin{aligned} xy + \bar{x}z + yz &= xy + \bar{x}z, \\ (x + y)(\bar{x} + z)(y + z) &= (x + y)(\bar{x} + z) \end{aligned} \right\}; \quad (13.34)$$

$$\left. \begin{aligned} x + \bar{x} \cdot y &= x + y, \\ x \cdot (\bar{x} + y) &= x \cdot y \end{aligned} \right\}. \quad (13.35)$$

Все тождества записаны парами на основании принципа двойственности.

Операция «штрих Шеффера» (операция И-НЕ) обозначается косой чертой и определяется соотношением

$$x/y = \overline{x \cdot y} = \overline{x \wedge y}.$$

Операция «стрелка Пирса» (операция ИЛИ-НЕ) обозначается символом \downarrow и определяется соотношением

$$x \downarrow y = \overline{x \vee y} = \overline{x + y}. \quad (13.36)$$

Операция «по модулю два» (исключающее ИЛИ, логическая неравнозначность) обозначается символом \oplus и определяется соотношением

$$x \oplus y = x \cdot \bar{y} + \bar{x} \cdot y = (x \vee y)(\bar{x} \vee \bar{y}).$$

Для операции \oplus справедливы следующие тождества:

$$\left. \begin{aligned} 0 \oplus 0 &= 1 \oplus 1 = 0, \quad 0 \oplus 1 = 1 \oplus 0 = 1, \\ x \oplus 0 &= x, \quad x \oplus 1 = \bar{x}, \quad x \oplus x = 0, \quad x \oplus \bar{x} = 1, \\ x \oplus y &= y \oplus x, \quad (x \oplus y) \oplus z = x \oplus (y \oplus z) = x \oplus y \oplus z, \\ \overline{x \oplus y} &= x \cdot y + \bar{x} \cdot \bar{y} = (x + y)(\bar{x} + \bar{y}) = x \oplus \bar{y} = \bar{x} \oplus y. \end{aligned} \right\}. \quad (13.37)$$

Отношение эквивалентности удовлетворяет следующим условиям:

- а) $x = x$ – рефлексивность;
- б) если $x = y$, то $y = x$ – симметричность;
- в) если $x = y$, а $y = z$, то $x = z$ – транзитивность.

13.5. Цифровые интегральные логические элементы

13.5.1. Параметры логических элементов

Базовые логические элементы – это схемы, содержащие электронные ключи и выполняющие основные логические операции. Базовые логические элементы составляют основу для проектирования сложных цифровых устройств, выполняющих различные логические функции.

К параметрам, характеризующим логические и схемотехнические возможности ЛЭ микросхем и больших интегральных схем, относятся:

- 1) реализуемая логическая функция;
- 2) нагрузочная способность n , характеризующая возможность подключения определенного числа идентичных ЛЭ (коэффициент разветвления по выходу);

3) коэффициент объединения по выходу m ($m_{\text{и}}$ – для реализации логической функции И; $m_{\text{или}}$ – для реализации логической функции ИЛИ) (коэффициент объединения по входу);

4) динамические параметры логического элемента (рис. 13.7): $t_{\phi 1}$ – фронт формирования уровня логической 1; $t_{\phi 0}$ – фронт формирования уровня логического 0; τ_{10} – задержка переключения из состояния 1 в состояние 0; τ_{01} – задержка переключения из состояния 0 в состояние 1; $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса; f_p – рабочая частота;

5) средняя задержка передачи сигнала $\tau_{\text{ср}}$ (полусумма времени задержек передачи сигналов 1 и 0 со входа ЛЭ на его выход);

6) предельная рабочая частота f_p (частота переключения триггера, составленного из рассматриваемых ЛЭ);

7) помехоустойчивость;

8) потребляемая мощность.

По виду реализуемой логической функции ЛЭ условно могут быть разбиты на два класса. К первому классу относятся функциональные элементы одноступенчатой логики. Это простейшие ЛЭ, реализующие функции И, ИЛИ, НЕ, И-НЕ, ИЛИ-НЕ. Ко второму классу относятся функциональные элементы двухступенчатой логики, реализующие более сложные функции: И-ИЛИ, ИЛИ-И, НЕ-И-ИЛИ, И-ИЛИ-НЕ, И-ИЛИ-И и др.

Нагрузочная способность ЛЭ n определяет число входов идентичных элементов, которое может быть подключено к выходу каждого из них. *При этом обеспечиваются неискаженная передача двоичных символов 0 и 1 в цифровом устройстве по цепи из произвольного числа последовательно включенных элементов при наихудших сочетаниях дестабилизирующих факторов.* Дестабилизирующими факторами могут быть: изменение питающих напряжений, разброс параметров компонентов, изменение температуры и т. п.

Часто нагрузочная способность n называется коэффициентом разветвления по выходу ($K_{\text{раз}}$) и выражается целым положительным числом ($n = 4, 5, 7, 10$ и т. д.).

Обычно в состав одной серии ИМС часто входят ЛЭ с различной нагрузочной способностью: основные ЛЭ с $n = 4-10$ и буферные элементы – так называемые усилители мощности с $n = 20-50$.

В зависимости от частотного диапазона работы логических МДП-микросхем (металл-диэлектрик-полупроводник) их нагрузочная способность может изменяться в широких пределах ($n = 10-100$).

Коэффициент объединения по входу m ($K_{\text{об}}$) характеризует максимальное число логических входов функционального элемента. *С увеличением параметра m расширяются логические возможности микросхемы за счет выполнения функций с большим числом аргументов на одном типовом элементе И-НЕ, ИЛИ-НЕ и т. п.*

В существующих сериях интегральных микросхем основные логические элементы выполняются, как правило, с небольшим числом входов ($m = 2-6$).

Однако при увеличении числа входов, как правило, ухудшаются другие параметры функционального элемента, такие как быстродействие, помехоустойчивость и нагрузочная способность.

Основные динамические параметры логического элемента показаны на рис. 13.7.

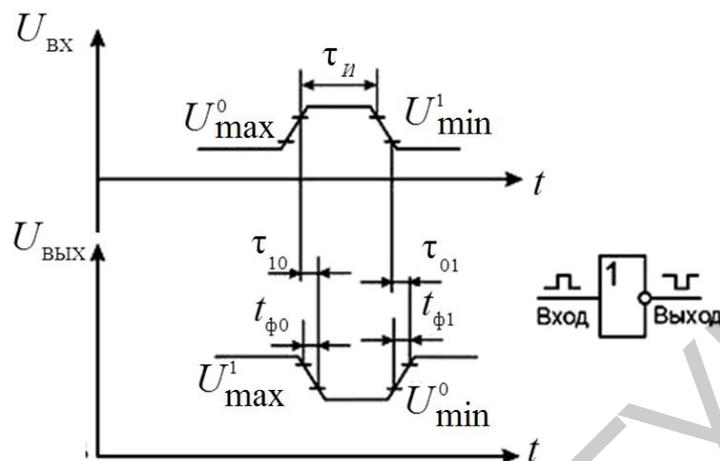


Рис. 13.7. К определению динамических параметров логического элемента (инвертора)

Средняя задержка $\tau_{ср}$ ЛЭ определяется как полусумма задержек τ_{10} и τ_{01} и служит *усредненным параметром быстродействия*, используемым при расчете временных характеристик многоэлементных последовательно включенных логических микросхем:

$$\tau_{ср} = (\tau_{10} + \tau_{01}) / 2.$$

Произведение средней задержки на число последовательно соединенных ЛЭ в устройстве дает наибольшую задержку сигнала в этом устройстве. Параметр $\tau_{ср}$ приводится в технических условиях на ИМС. Для упрощения процесса расчета временных характеристик сложных логических цепей часто считают сигналы прямоугольными, то есть $t_{\phi 0} = t_{\phi 1} = 0$.

Помехоустойчивость. Базовый элемент ИМС в статическом режиме может находиться в одном из двух устойчивых состояний (0 или 1). По этой причине различают статическую помехоустойчивость ЛЭ по уровню 0 ($U_{п0}$) и по уровню 1 ($U_{п1}$).

Статическая помехоустойчивость базовых элементов ИМС определяется значением напряжения, которое может быть подано на вход ИМС относительно уровня 0 или 1, не вызывая ее ложного срабатывания (например, переход из состояния 1 в состояние 0 или наоборот).

Максимально допустимые постоянные напряжения помехи положительной полярности (при напряжении логического 0 на входе) и отрицательной полярности (при напряжении логической 1 на входе) определяют помехоустойчивость ЛЭ по отношению к статическим (длительно действующим) помехам. Внутренние помехи в цифровом устройстве возникают

при переключении ЛЭ, поэтому их амплитуда пропорциональна логическому перепаду $U_{л}$.

Логическим перепадом называется разность напряжений логической 1 и логического 0:

$$U_{л} = U_1 - U_0.$$

Для оценки помехоустойчивости ЛЭ помимо напряжений $U_{п1}$ и $U_{п0}$ используют относительные величины:

$$K_{п0} = \frac{U_{п0}}{U_{л}}; \quad K_{п1} = \frac{U_{п1}}{U_{л}}, \quad (13.38)$$

называемые коэффициентом помехоустойчивости.

Для повышения помехоустойчивости необходимо увеличивать логический перепад и уменьшать время переключения ЛЭ из состояния 1 в состояние 0 и наоборот.

Потребляемая мощность ЛЭ (мощность, потребляемая ЛЭ от источника питания) зависит от его логического состояния, так как изменяется ток $I_{ип}$ в цепи питания. ЛЭ потребляет ток

$$\begin{aligned} I_{ип0} \text{ при } U_{вых} = U_0; \\ I_{ип1} \text{ при } U_{вых} = U_1. \end{aligned} \quad (13.39)$$

Поэтому средняя потребляемая мощность в статическом режиме

$$P_{ср} = 0,5U_{ип} (I_{ип0} + I_{ип1}). \quad (13.40)$$

Зная среднюю мощность и число ЛЭ в цифровом устройстве $N_{ЛЭ}$, можно вычислить среднюю мощность, потребляемую устройством; она равна $P_{ср} N_{ЛЭ}$.

Уменьшить потребляемую мощность можно, снизив напряжение или ток питания. Однако при этом понизится помехоустойчивость, а для многих типов ЛЭ и быстродействие. Наиболее эффективный способ уменьшения мощности $P_{ср}$ реализован в ЛЭ на КМДП-транзисторах (комплементарный металл-диэлектрик-полупроводник). В этих элементах токи в статическом режиме малы, а мощность потребляется только при переключении. Мощность, потребляемую дополнительно в процессе переключения, называют динамической. Она пропорциональна частоте переключения ЛЭ. Поэтому динамическую мощность определяют при заданной рабочей частоте, близкой к максимальной.

13.5.2. Интегральные элементы одноступенчатой логики

Логические элементы микросхем потенциального типа с одноступенчатой логикой по схемотехнической реализации и организации межэлементных связей делятся на следующие типы:

- транзисторные с эмиттерными связями (ECL);
- транзисторные с инжекционной логикой (I^2L).

Базовые элементы, независимо от их микросхемотехники и особенностей технологий изготовления, строятся в одном из базисов (как правило, в базисе **И-НЕ** или **ИЛИ-НЕ**).

Базовые элементы выпускаются в виде отдельных микросхем либо входят в состав функциональных узлов и блоков, реализованных в виде СИС, БИС, СБИС.

В процессе реализации базовые логические элементы строят из двух частей: входной логики, выполняющей операции **И** или **ИЛИ**, и выходного каскада, выполняющего операцию **НЕ**.

Входная логика может быть выполнена на диодах, биполярных и полевых транзисторах, в зависимости от этого логика бывает:

- резисторно-транзисторная (*RTL*);
- диодно-транзисторная (*DTL*);
- транзисторно-транзисторная (ТТЛ, ТТЛШ);
- интегральная инжекционная (ИИЛ, И²Л);
- логика на МДП-транзисторах (МДП, МОП);
- МОП-транзисторная логика на комплементарных транзисторах (КМОП-логика).

В перечисленных группах логических элементов в качестве выходного каскада используется ключевая схема (инвертор).

Другая группа логических элементов основана на переключателях тока – эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ-логика).

Резисторно-транзисторная логика показана на рис. 13.8 как базовый элемент ЛЭ ИС типа *RTL*, реализующего функцию ИЛИ-НЕ. Операция ИЛИ осуществляется на резистивной сборке, а транзистор исполняет роль усилителя-инвертора.

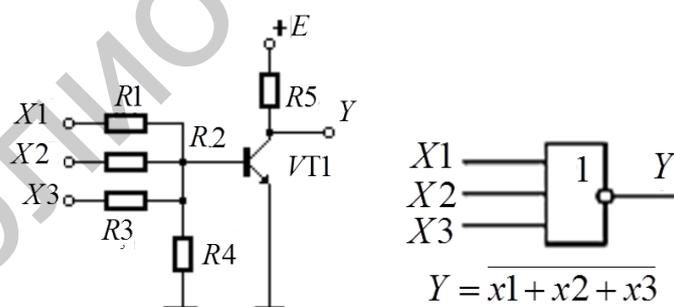


Рис. 13.8. Электрическая и функциональная схемы *RTL*

Для повышения быстродействия элементов *RTL* параллельно базовому резистору были включены форсирующие конденсаторы.

Предельное быстродействие элементов такого типа составляет около 5 МГц при сохранении значений параметров *n* и *m*.

Диодно-транзисторные ИМС, реализующие **типовую** логическую функцию И-НЕ (для положительной логики), показаны на рис. 13.9. В схеме базового элемента функцию И выполняют диодные группы, а функцию усилителя-инвертора – транзисторные схемы.

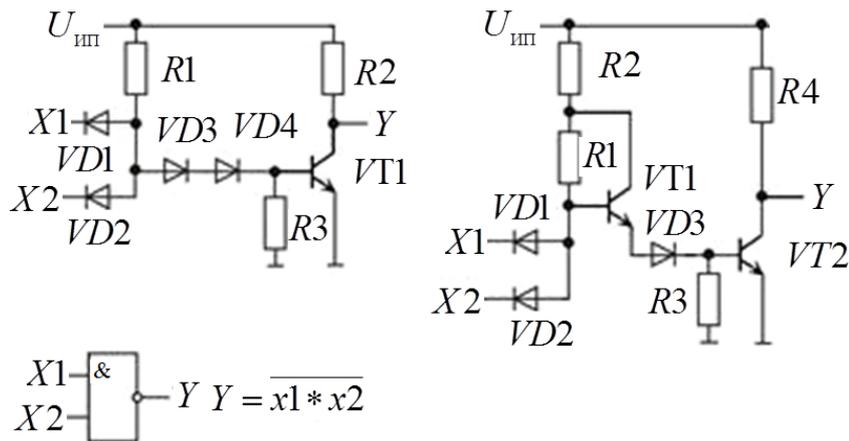


Рис. 13.9. Диодно-транзисторные ИМС

Известны две наиболее распространенные разновидности *DTL*-ИМС:

- 1) с одностранзисторным усилителем на выходе;
- 2) с усилителем на составном транзисторе (усилитель Дарлингтона).

Режим насыщения не позволяет полностью использовать высокие частотные свойства транзисторов в микросхеме, так как основная задержка определяется длительным рассасыванием заряда при включении насыщенного транзистора.

Транзисторно-транзисторная логика выполнена на основе многоэмиттерного транзистора T_1 (рис. 13.10), который легко реализуется в едином технологическом цикле с транзистором T_2 .

В ТТЛ-элементе многоэмиттерный транзистор осуществляет в положительной логике операцию **И**, а на транзисторе T_2 собран инвертор. Таким образом, по данной схеме реализована операция **И-НЕ**.

В случае подачи на все входы схемы высокого потенциала все переходы эмиттер – база транзистора T_1 окажутся запертыми, так как потенциал в точке А примерно равен входным сигналам. В то же время переход база – коллектор будет открытым, поэтому по цепи $E_n - R_1 - \text{база } T_1 - \text{коллектор } T_1 - \text{база } T_2 - \text{эмиттер } T_2 - \text{корпус}$ течет ток $I_{\text{Бнас}}$, который открывает транзистор T_2 и вводит его в насыщение. При подаче низкого потенциала логического нуля хотя бы на один из входов открывается этот переход эмиттер – база транзистора T_1 , появляется значительный ток $I_{\text{Э}}$ и потенциал в точке А, равный $E_n - I_{\text{К}}R_1$, приближается к нулевому. Разность потенциалов между базой и эмиттером T_2 также становится равной нулю, ток $I_{\text{Б}}$ транзистора T_2 прекращается, и он закрывается (переходит в режим отсечки).

В результате выходное напряжение приобретает значение, равное напряжению питания (логической единицы).

Входные диоды D_1, \dots, D_n предназначены для демпфирования (отсечки) отрицательных колебаний, которые могут присутствовать во входных сигналах за счет паразитных элементов предыдущих каскадов.

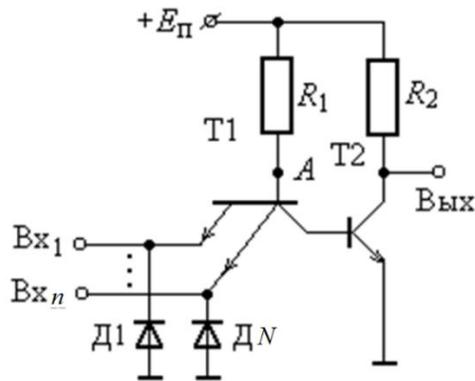


Рис. 13.10. Базовый элемент ТТЛ

Существенным недостатком рассмотренной схемы элемента **И-НЕ** являются низкие нагрузочная способность и экономичность ее инвертора, поэтому в практических схемах используют более сложный инвертор.

Широкое применение эта серия получила с использованием элементов на транзисторах Шоттки с повышенным быстродействием за счет уменьшения задержки выключения ключей. По принципу действия базовый элемент ТТЛШ аналогичен ТТЛ-элементу.

Кроме рассмотренной базовой схемы, есть ТТЛ-элемент **И-НЕ** с открытым коллектором (рис. 13.11, а), его условное обозначение приведено на рис. 13.11, б).

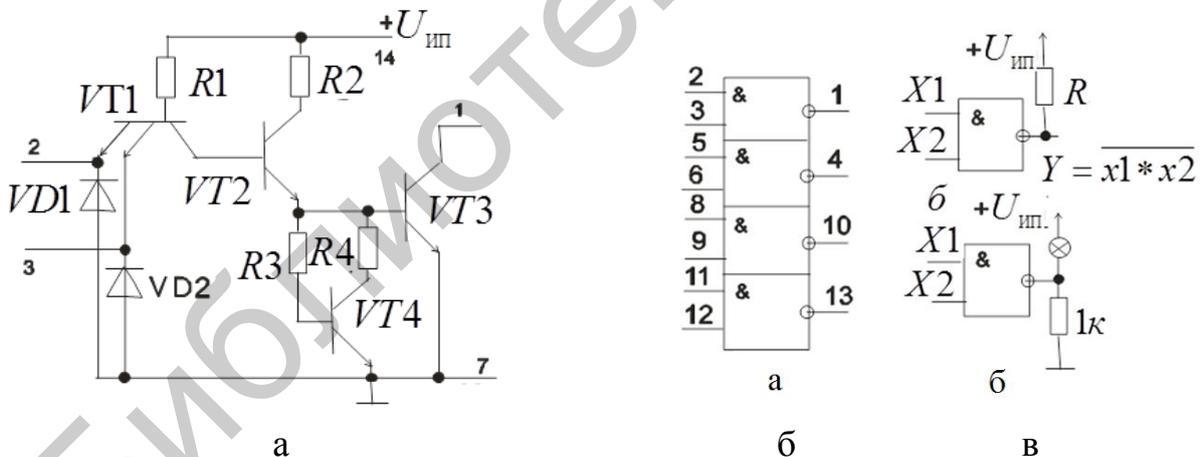


Рис.13.11. Схема (а) и условное обозначение (б) элемента **И-НЕ** с открытым коллектором

Для получения функции **И-НЕ** в коллектор включается резистор 1–3 кОм, к которому подводится напряжение питания (рис. 13.11, б). Такие устройства используются в основном в цепях индикации, где в качестве нагрузки применяется лампочка накаливания или светодиод (рис. 13.11, в). Они могут использоваться в качестве буферных каскадов, допускают объединение по выходу для получения функции **ИЛИ**.

Интегральная инжекционная логика И²Л не имеет аналогов в дискретных транзисторных схемах, то есть характерна именно для интегрального исполнения. Основой И²Л элементов является инвертор (рис. 13.12), составленный из двух транзисторов.

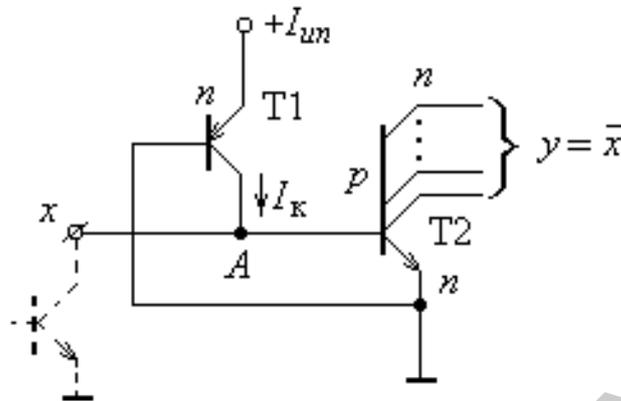


Рис. 13.12. Базовый элемент инжекционной логики

Транзистор T_1 является транзистором $n-p-n$ -типа, а транзистор T_2 – $p-n-p$ -типа, причем одна из областей n -типа является как базой транзистора T_1 , называемого инжектором (отсюда и название логики), так и эмиттером транзистора T_2 , а база транзистора T_2 является коллектором инжектора. Функционально транзистор T_1 выполняет роль нагрузочного резистора, а T_2 – полупроводникового ключа.

Выходной транзистор – многоколлекторный, что обеспечивает развязку выходов друг от друга.

Если ключевой транзистор предыдущей схемы открыт, то через него замыкается на корпус ток I_K транзистора T_1 , заданный внешним источником тока, и не поступает в базу транзистора T_2 , оставляя его закрытым.

Если же ключевой транзистор предыдущей схемы заперт, то ток I_K потечет в базу T_2 и вызовет его открывание. Таким образом, рассматриваемый базовый элемент реализует операцию **НЕ**, принимая открытое состояние T_2 за нуль, а закрытое – за единицу. Соединив параллельно (см. рис. 13.12) два базовых элемента, можно получить реализацию базиса **ИЛИ-НЕ**.

В качестве источников тока питания $I_{ин}$ служат генераторы токов на $p-n-p$ -транзисторах, включенных по схеме с общей базой. Из-за отсутствия в схеме резисторов и общих для обоих транзисторов областей p - и n -типа схема очень технологична и в интегральном исполнении позволяет достичь плотности упаковки в 50 раз выше, чем при ТТЛ-технологии.

При напряжении питания 1,5 В значение высокого потенциала порядка 0,7 В, а низкого – 0,05 В. Так как транзистор T_1 представляет высокоомную нагрузку, потребляемая элементом мощность может быть снижена до чрезвычайно низкой величины (**раз в 100 меньше, чем у ТТЛ-элементов**). Поэтому элементы И²Л нашли широкое применение в БИС (серии КР582, 584).

В сериях ИС невысокой степени интеграции логика И²Л неэффективна из-за низкого логического перепада, равного 0,65 В, и поэтому низкой помехоустойчивости. Кроме того, по быстродействию вследствие глубокого насыщения транзисторов инвертора И²Л-элементы уступают ТТЛШ-элементам.

Эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ) выполнена на основе переключателя тока, содержащего транзисторы, включенные по схеме дифференциального усилителя, в одно из плеч которого включено параллельно несколько транзисторов. Эти транзисторы равноправны: отпирание любого из них (или всех вместе) приводит к изменению логического состояния переключателя. Поэтому ЭСЛ-элементы выполняют логическую функцию **ИЛИ-НЕ**.

Эти схемы имеют высокое быстродействие, высокое входное и малое выходное сопротивление. Большое быстродействие этих схем обусловлено тем, что они работают в активном режиме. Низкое выходное сопротивление получается за счет введения в схему эмиттерных повторителей. Недостатком ЭСЛ является низкая помехоустойчивость, так как перепады уровней единицы и нуля малы («1» – 0,96 В, «0» – 1,65 В). В качестве базового элемента используются схемы ИЛИ, ИЛИ-НЕ.

Принципиальная схема ИС К500ЛМ109 показана на рис. 13.13, а, условное обозначение – на рис. 13.13, б.

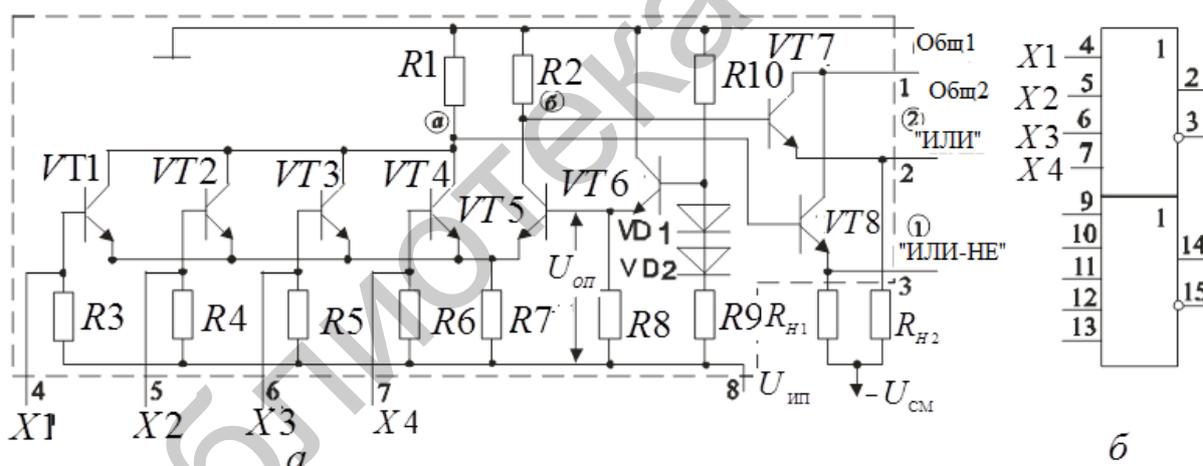


Рис. 13.13. Принципиальная схема (а) и условное обозначение ЭМС ЭСЛ (б)

Схема содержит дифференциальные усилители VT_1 – VT_4 – левое плечо, VT_5 – правое плечо. Транзисторы VT_1 – VT_4 выполняют функцию ИЛИ по входу. Нагрузкой дифференциального усилителя являются резисторы R_1 и R_2 . Напряжения на выход передаются с помощью эмиттерных повторителей, выполненных на транзисторах VT_7 и VT_8 . Нагрузочными навесными элементами являются резисторы R_{H1} и R_{H2} .

Логические элементы на полевых транзисторах выполнены на транзисторах со структурой металл – диэлектрик – полупроводник, в которых в качестве диэлектрика используется окись кремния SiO_2 (МОП-транзисторы).

Анализ МОП-транзисторных логических элементов достаточно прост, так как из-за отсутствия входных токов их можно рассматривать отдельно от других элементов даже при работе в схеме.

На рис. 13.14 показаны два варианта построения логических элементов на МОП-транзисторах с n -каналами.

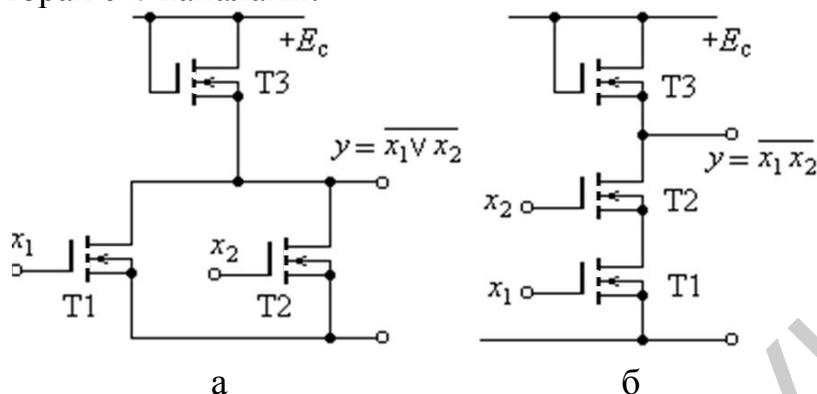


Рис. 13.14. Логические элементы на МОП-транзисторах:
а – элемент **ИЛИ-НЕ**; б – элемент **И-НЕ**

Транзисторы T_3 выполняют роль нагрузки. Логические уровни в обеих схемах не зависят от нагрузки и соответствуют выходным напряжениям открытого и закрытого ключа: $U_{\text{ВЫХ}}^0 \approx 0,1 \text{ В}$; $U_{\text{ВЫХ}}^1 \approx E_c$. Соответственно, логический перепад составляет

$$U_{\text{л}} = U_{\text{ВЫХ}}^1 - U_{\text{ВЫХ}}^0 \approx E_c.$$

Напряжение питания E_c МОП-логики выбирают в 3–4 раза больше порогового напряжения U_0 открывания транзисторов.

Более высоким быстродействием и низким энергопотреблением характеризуется логика на комплементарных транзисторах – КМОП-логика.

Схема и передаточная характеристика базового логического элемента КМОП-логики – комплементарного ключа, выполняющего функцию НЕ, приведены на рис. 13.15.

Чтобы высокий и низкий уровни $U_{\text{ВЫХ}}^1$ и $U_{\text{ВЫХ}}^0$ инвертора максимально приближались к напряжениям $U_{\text{ИП}}$ и 0 В, необходимо выполнить следующее условие как для n -канального, так и p -канального транзистора: сопротивление канала $R_{\text{к}} \ll R_{\text{н}}$. Это условие выполняют для специально конструируемых мощных инверторов КМОП, работающих на выходах микросхем. Напомним, что малое сопротивление канала $R_{\text{к}}$ равноценно повышенной крутизне усиления S полевого транзистора. Пределы $I_{\text{ВЫХ}}^0$ и $I_{\text{ВЫХ}}^1$ для окончательных буферных инверторов обычно оговариваются. Если их превысить, структура может разрушиться.

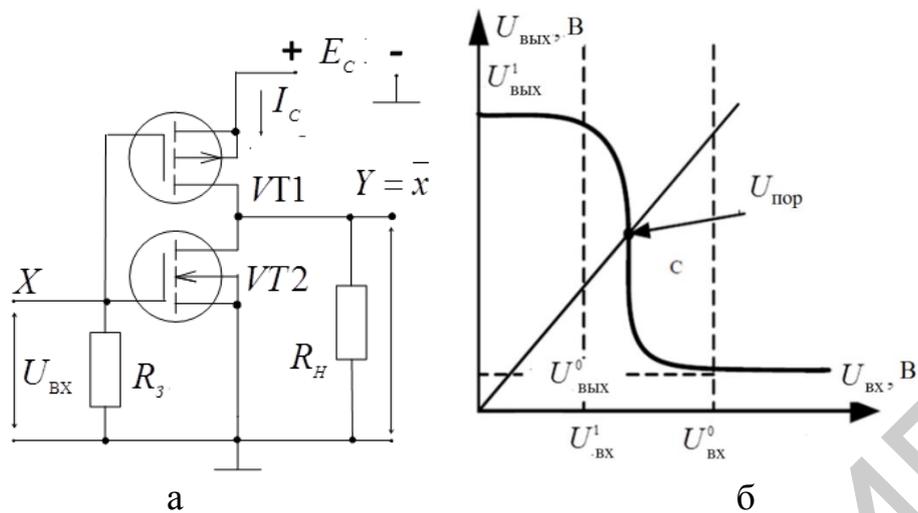


Рис. 13.15. Схема (а) и передаточная характеристика (б) базового элемента КМОП-логики

Оконечные транзисторы с большой крутизной занимают значительную часть площади кристалла микросхемы.

Достоинством КМОП-логики, как и у комплементарных ключей, является то, что она практически не потребляет мощности как в закрытом, так и в открытом состоянии.

Время переключения можно свести к минимальному, применив транзисторы в комплементарной паре с одинаковым пороговым напряжением. Технологическими способами для этого является равенство сопротивлений каналов обоих транзисторов R_K^p и R_K^n , что позволит уменьшить выходные фронты ЛЭ $t_{0,1}$ и $t_{1,0}$ и приблизить к идеальной форму передаточной характеристики.

13.6. Интегральные триггеры

Триггер – это устройство, имеющее два устойчивых состояния и способное под действием управляющих сигналов скачкообразно переходить из одного состояния в другое.

Можно выделить две основные области их применения: формирование импульсов и работу в качестве элементарных автоматов цифровых устройств.

Как формирователи, триггеры позволяют получать стандартные по амплитуде прямоугольные импульсы с малой длительностью фронта и среза, практически не зависящей от скорости изменения управляющего сигнала. В роли цифровых автоматов с двумя внутренними состояниями различные типы триггеров выполняют функции ячеек памяти, каскадов задержки, пересеченных ячеек и т. д.

Триггер, как элементарный конечный автомат, характеризуется следующими свойствами:

- число внутренних состояний – два (единица и ноль), что соответствует одной внутренней переменной, обозначаемой для триггеров буквой Q ;

- число выходных переменных y – одно, значение переменной y совпадает со значением Q ;

- 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 сигналами (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.

Асинхронный RS -триггер (рис. 13.16) является одним из простейших типов триггеров.

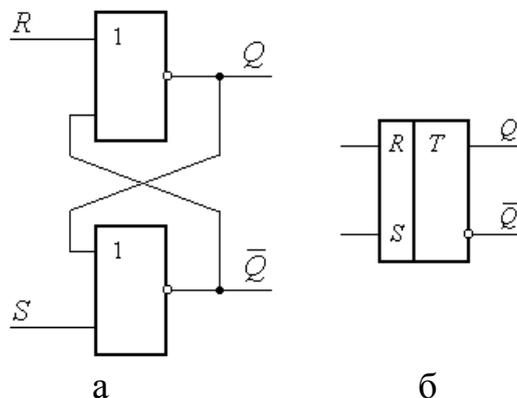


Рис. 13.16. Асинхронный RS -триггер на элементах **ИЛИ-НЕ**:
а – логическая структура; б – условное обозначение

В простейшем исполнении триггер – это симметричная структура из двух логических элементов **ИЛИ-НЕ** либо **И-НЕ**, охваченных перекрестной положительной обратной связью.

RS-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 английского Set – установка), а в нулевое ($Q = 0, \bar{Q} = 1$) – входом R (Reset – возврат).

Работа триггера характеризуется таблицей переходов состояний (табл. 13.2), из которой следует, что на двух наборах переменных его состояние не определено.

Логическую функцию переходов *RS*-триггера можно записать в виде

$$Q^{n+1} = S^n \vee \bar{R}^n Q^n.$$

Возможны следующие состояния триггера, в зависимости от комбинации входных сигналов:

- $R^n, R^n = 0$, сигнал на выходе после подачи входных сигналов может быть $Q^{n+1} = 1$ или $Q^{n+1} = 0$, что соответствует нейтральному состоянию (режим хранения информации);
- $S^n = 1, R^n = 0, Q^{n+1} = 1$ – установка триггера в единичное состояние;
- $S^n = 0, R^n = 1, Q^{n+1} = 0$ – установка в нулевое состояние;
- $S^n = 1, R^n = 1$ – состояние не определено. Если затем входная комбинация станет $S^n = 0, R^n = 0$, то триггер с равной вероятностью может установиться или в нулевое, или в единичное состояние, поэтому входная комбинация $S^n = 1, R^n = 1$ недопустима.

Таблица 13.2

Такт t^n			Такт t^{n+1}
R^n	S^n	Q^n	Q^{n+1}
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	0
1	1	0	–
0	0	1	1
0	1	1	1
1	0	1	0
1	1	1	–

Минимизированная таблица состояний RS -триггера и его временные диаграммы имеют вид, представленный на рис. 13.17.

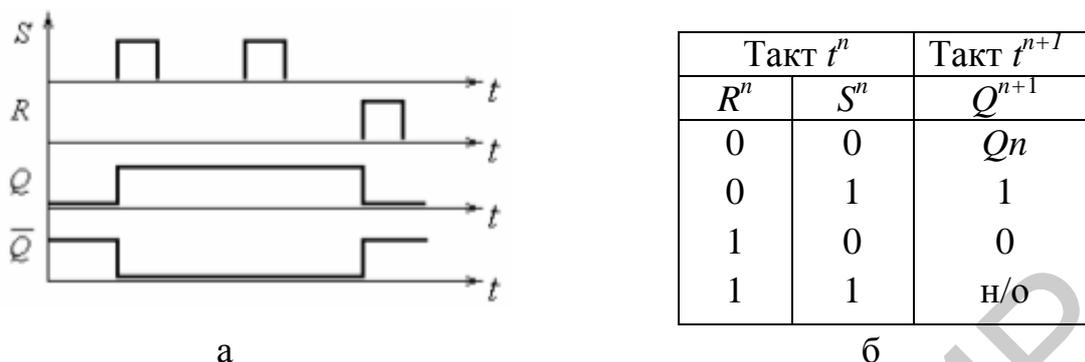


Рис. 13.17. Временные диаграммы работы (а) и таблица состояний (б) RS -триггера

Если RS -триггер выполнить на элементах **И-НЕ**, то получим схему, приведенную на рис. 13.18. Такой вариант триггера называют RS -триггером с инверсным управлением, или \overline{RS} .

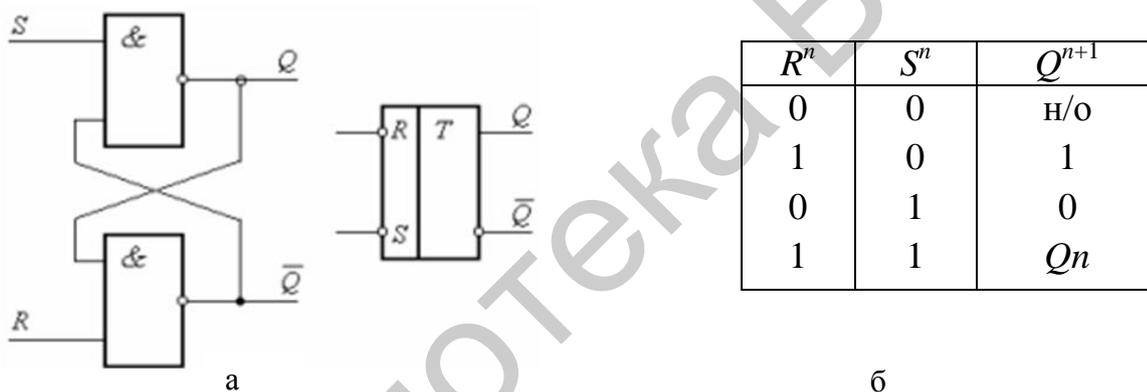


Рис. 13.18. Схема RS -триггера на элементах И-НЕ (а) и таблица состояний (б)

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. 13.19).

Такой триггер функционирует как RS -триггер только при условии наличия синхронизирующих импульсов. В противном случае, то есть 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. Следовательно, синхронные триггеры со статическим управлением при активном состоянии тактового входа ведут себя подобно асинхронным.

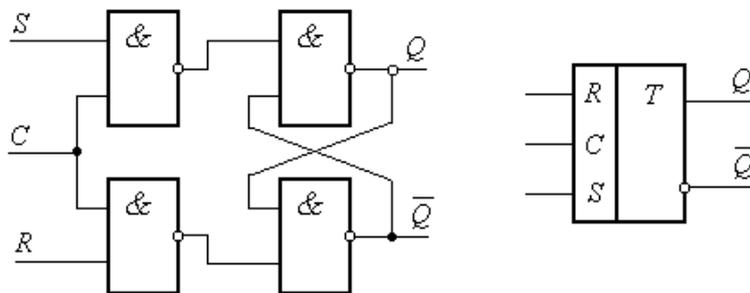


Рис. 13.19. Синхронный RS -триггер с прямыми статическими входами на элементах **И-НЕ** и его условное обозначение

Во многих случаях это свойство является недостатком, так как может оказаться причиной сбоев в цифровых устройствах. От этого 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.

D -триггер (рис. 13.20) имеет один информационный вход (D -вход). Бывают только синхронные D -триггеры. Алгоритм работы заключается в том, что состояние информационного входа передается на выход под действием синхроимпульса (вход C) (табл. 13.3).

Если на входе D «1», то по приходу синхроимпульса $Q = 1$.
Если на D «0», то $Q = 0$.

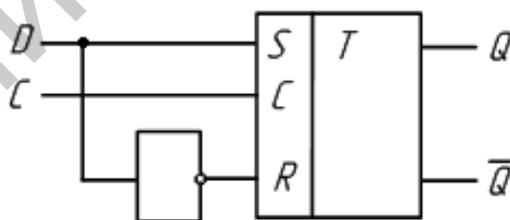


Рис. 13.20. Схема D -триггера на основе синхронного RS -триггера

Таблица 13.3

C	D	$Q(t)$	$Q(t+1)$	Пояснения
0	*	0	0	Режим хранения информации
0	*	1	1	
1	0	*	0	Режим записи информации
1	1	*	1	

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 триггеры с прямым (T -триггер) (табл. 13.4) или инверсным (\bar{T} -триггер) динамическим управлением.

По способу ввода входной информации T -триггеры могут быть асинхронными и синхронными.

Таблица 13.4

T	$Q(t)$	$Q(t+1)$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Счетные триггеры как самостоятельные микроэлектронные изделия не выпускаются промышленно, так как их легко получить из других типов триггеров, например из D -триггеров (рис. 13.21).

Особенностью T -триггера является в два раза меньшая частота выходных сигналов по сравнению с частотой сигналов на входе. Это позволяет использовать его в качестве делителя частоты последовательности импульсов на два, а также при создании двоичных счетчиков.

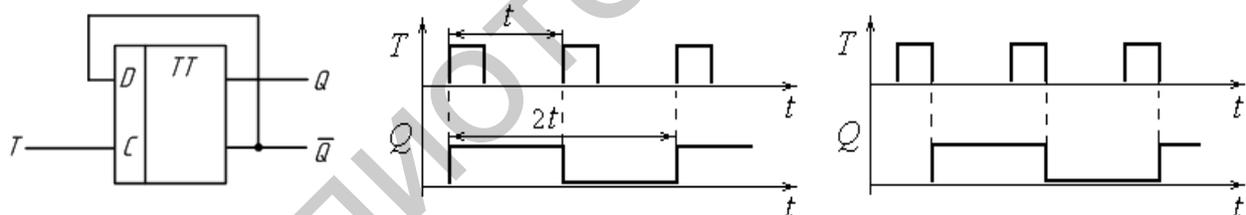
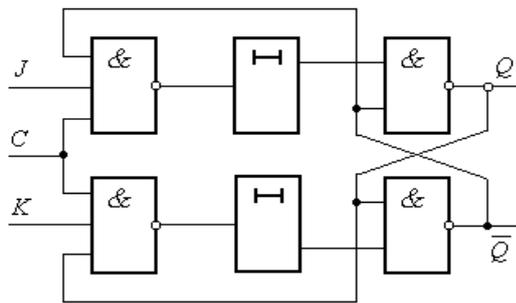


Рис. 13.21. Схема T -триггера на основе двухступенчатого D -триггера

Счетные триггеры со статическим управлением во время действия входного импульса проявляют склонность к генерации и практической реализации не нашли.

JK -триггер выполняет алгоритм работы, при котором при всех входных комбинациях, кроме одной $J^n = K^n = 1$, он действует 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 имеет вид (табл. 13.5). В схемном отношении JK -триггер отличается от триггеров RS -типа наличием обратных связей. Логическая структура простейшего JK -триггера показана на рис. 13.22.

Таблица 13.5

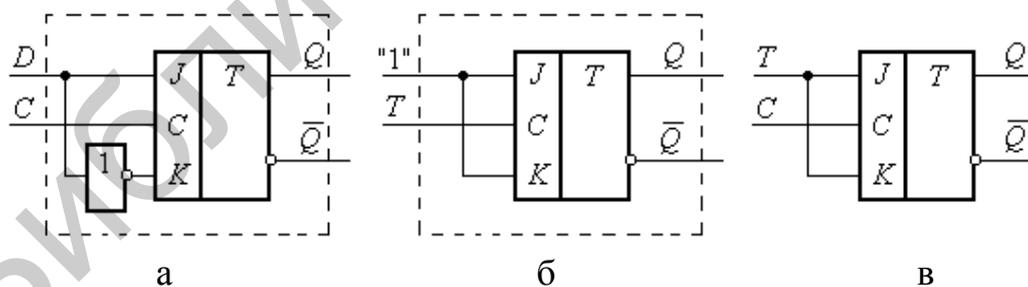
Рис. 13.22. Структура простейшего JK -триггера

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

Элементы временной задержки в данной схеме играют роль стабилизаторов состояний триггера и непосредственно на его функциональные свойства не влияют.

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 входы 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 подаются сигнал логической единицы, а входные импульсы поступают на вход синхронизации (рис. 13.23).

Рис. 13.23. Использование JK -триггера в качестве:

а – D -триггера; б – асинхронного T -триггера; в – синхронного T -триггера

Рассмотренные JK -триггеры являются одноступенчатыми. Однако более устойчивыми в работе являются двухступенчатые триггеры, поскольку обе ступени тактируются поочередно, что предупреждает паразитную генерацию в схеме.

13.7. Двухступенчатые триггеры

Простейшие схемы триггеров имеют недостаток, выражающийся в том, 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. 13.24.

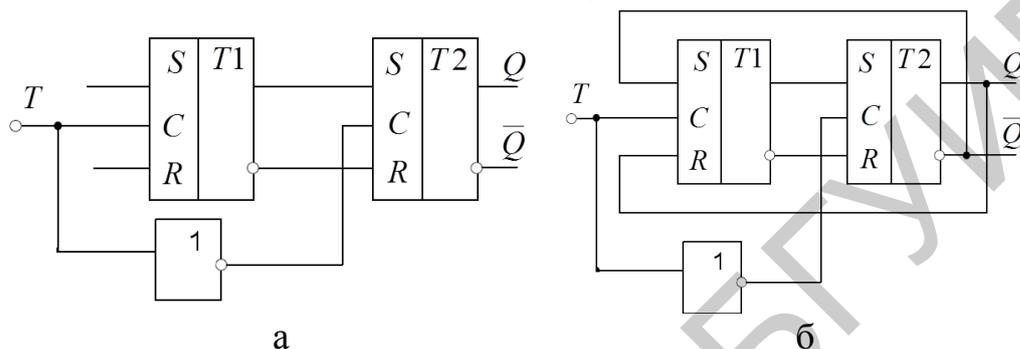


Рис. 13.24. Двухступенчатые триггеры:
а – в обычном режиме; б – в счетном режиме

Первый триггер T_1 называется ведущим, второй T_2 – 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 (в переводе с английского Master-Slave – мастер-помощник).

Еще одной разновидностью двухступенчатого триггера является JK -триггер на основе RS -триггера с запрещающими связями (рис. 13.25).

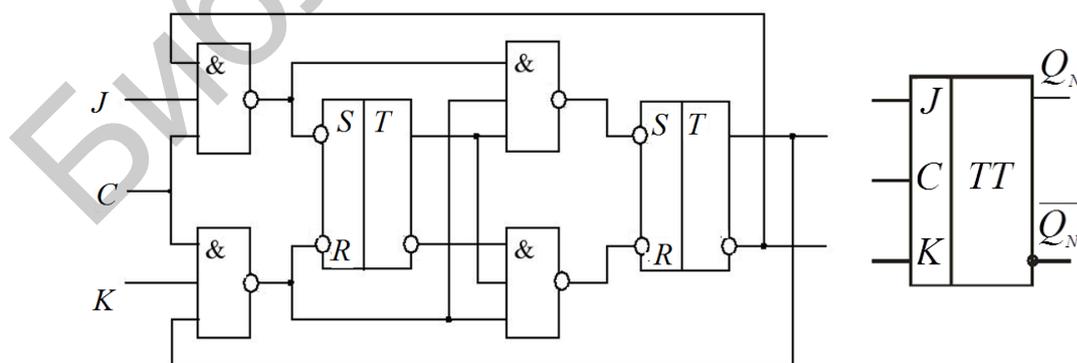


Рис. 13.25. JK -триггер с запрещающими связями

При $C = 1$ информация может быть записана только в первый триггер T_1 , так как на входе триггера T_2 установленные трехходовые логические элементы не пропустят сигнал записи. Затем при $C = 0$ разрешающие сигналы будут присутствовать на входах этих элементов и записанная информация может быть передана в триггер T_2 .

Временные диаграммы работы JK -триггера представлены на рис. 13.26.

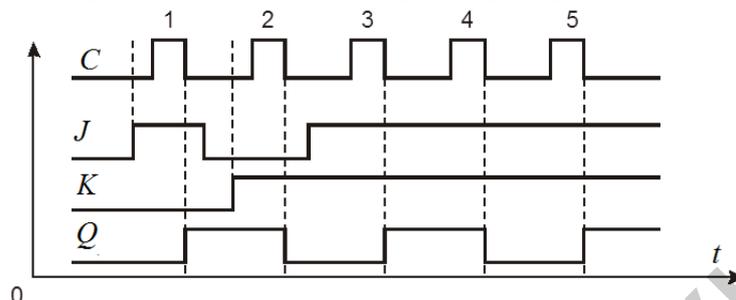


Рис. 13.26. Временные диаграммы работы JK -триггера

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.

D -триггер также можно использовать как RS -, JK - или T -триггер. Преобразование достигается применением дополнительных элементов или связей. Для получения схемы RS -триггера можно использовать D -триггер, если в нем имеются дополнительные установочные входы R и S , причем импульсы на эти входы поступают в различные моменты времени (рис. 13.27, а). Преобразование D -триггера в JK - и счетный триггер соответственно, показано на рис. 13.27, б, в.

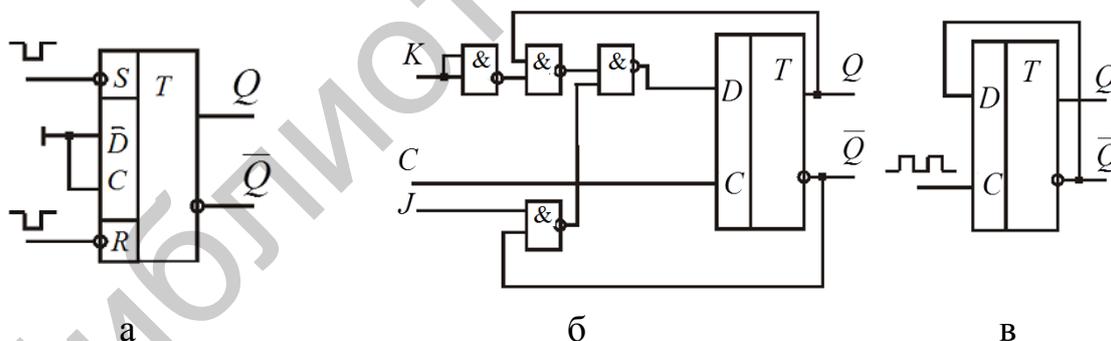


Рис. 13.27. Преобразование D - триггера:

а – в RS -триггер; б – в JK -триггер; в – в счетный триггер

Триггеры S-типа. Это такие триггеры, которые имеют информационные входы R и S , вход синхронизации C , а функционирование происходит следующим образом: при комбинации сигналов $R \cdot S = 1$ они принимают единичное состояние, а при всех остальных комбинациях информационных сигналов функционируют как обычный RS -триггер. Уравнение триггера S -типа имеет вид

$$Q_{n+1} = S_n + \overline{R}_n \cdot Q_n. \quad (13.41)$$

Триггеры D-V-типа. Такого типа триггер состоит из синхронного D-триггера с дополнительным входом V. Если $V=1$, то он функционирует как D-триггер, а при $V = 0$ – сохраняет исходное состояние независимо от изменения информации на входе D. Уравнение триггера D-V-типа имеет вид

$$Q_{n+1} = D_n \cdot V_n + Q_n \cdot \overline{V}_n. \quad (13.42)$$

Схема триггера D-V-типа и таблица истинности представлены на рис. 13.30.

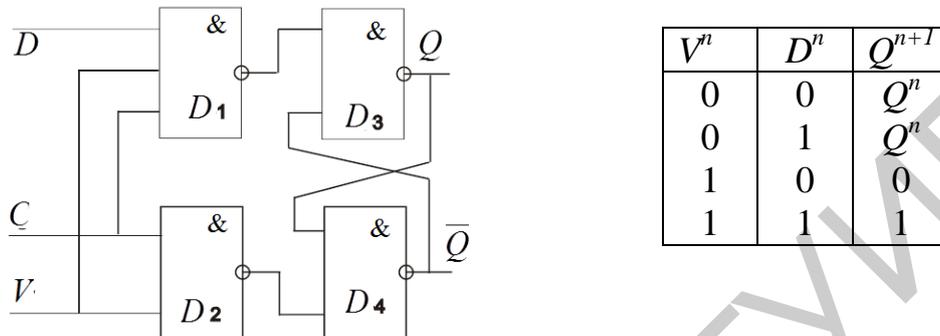


Рис. 13.30. Схема (а) и таблица истинности (б) триггера D-V-типа

В этом триггере входы D и V – информационные, вход C – вход синхронизации. При $V = 1$ триггер D-V-типа превращается в синхронный D-триггер. Условием устойчивой работы данного триггера является совпадение сигнала на входе V и C ($V = C = 1$) и превышение по длительности сигнала на входе V. Такие схемы используются при построении счетчиков, регистров сдвига в устройствах управления.

13.8. Принцип действия счетчиков электрических импульсов

Счетчиком называют цифровое устройство, осуществляющее счет поступивших на его вход импульсов. Количество импульсов, через которое повторяется исходное состояние счетчика, называют *коэффициентом счета* (модулем счета) $K_{сч}$. Счетчики состоят из цепочки последовательно включенных триггеров. Разрядность счетчика, а следовательно, и число триггеров N определяются $K_{сч}$.

По коэффициенту пересчета различают счетчики двоичные ($K_{сч} = 2^N$, где N – разрядность счетчика), десятичные ($K_{сч} = 10^N$, где N – количество декад счетчика), с произвольным постоянным $K_{сч}$, с изменяемым $K_{сч}$ (программируемые). По направлению счета счетчики делятся на суммирующие, вычитающие, реверсивные. Счетчик называют суммирующим, если после каждого очередного импульса цифровой код на выходе счетчика увеличивается на единицу. В вычитающем счетчике после каждого импульса на входе счетчика цифровой код на выходе уменьшается на единицу.

Счетчики, в которых возможно переключение с режима суммирования на режим вычитания, называются реверсивными.

По своей структуре счетчики делятся на последовательные, параллельные и параллельно-последовательные. Последовательный двоичный счетчик

образован цепочкой последовательно включенных счетных триггеров. В параллельном счетчике счетные импульсы подаются одновременно на входы всех разрядов счетчика. Параллельные счетчики имеют большее быстродействие по сравнению с последовательными. Параллельно-последовательные счетчики имеют высокое быстродействие и большое значение коэффициента пересчета.

Асинхронный (последовательный) двоичный счетчик. Асинхронные двоичные счетчики строят из цепочки счетных триггеров, соединяя *выход предыдущего с входом последующего*.

Результат счета отображается на выходах счетчика в виде параллельного двоичного кода числа сосчитанных импульсов.

Коэффициент счета $K_{сч} = 2^N$. Так как из 2^N состояний одно приходится на нулевое состояние, то максимальное число, при котором счетчик полностью заполняется единицами, равно $2^N - 1$. На рис. 13.31 изображены четырехразрядный двоичный счетчик на T -триггерах, срабатывающих по срезу входного сигнала, и временные диаграммы, описывающие его работу.

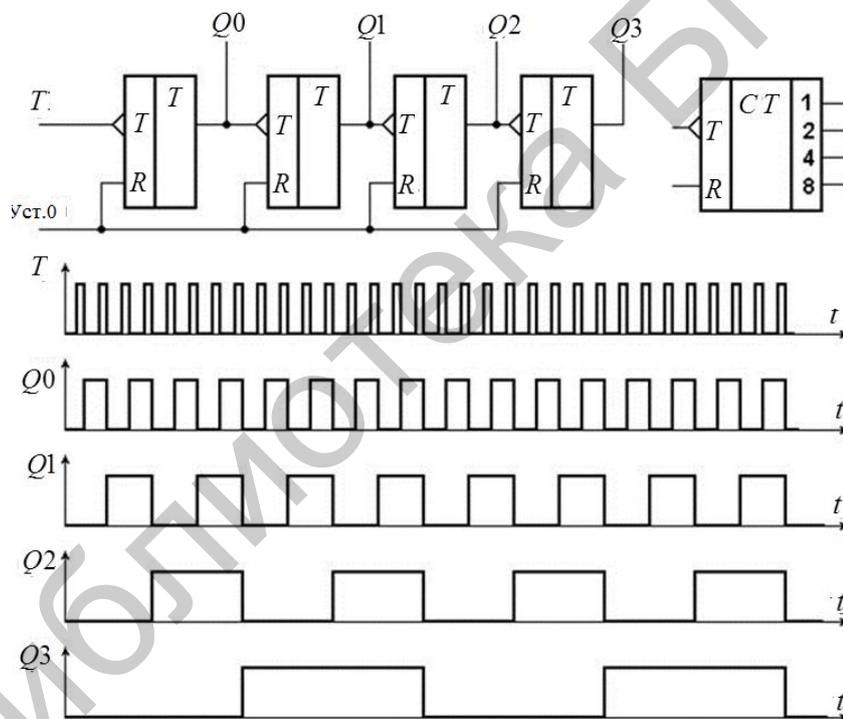


Рис. 13.31. Четырехразрядный двоичный счетчик на T -триггерах

С приходом каждого следующего импульса параллельный двоичный код на выходе счетчика увеличивается на единицу. Число сосчитанных импульсов, после которых счетчик заполняется единицами, равно 16. По срезу 16-го импульса последовательно опрокидываются все триггеры, и счетчик переходит в исходное нулевое состояние. Поэтому 16-й импульс называют также и нулевым.

Счетчики с произвольным модулем счета $K_{сч}$ строятся на основе микросхем двоичных и двоично-десятичных счетчиков. Одним из способов

получения произвольного значения модуля счета является использование цепи обратной связи, сбрасывающей его в нулевое состояние, как только суммирующий счетчик переходит в состояние, равное $K_{сч}$.

Для счетчика, например, с $K_{сч} = 10$ нужны четыре триггера. Счетчик должен иметь десять устойчивых состояний (0, 1, ..., 9). В том такте, в котором он должен был перейти в одиннадцатое устойчивое состояние (число 10), его необходимо установить в исходное нулевое состояние.

Для такого счетчика можно использовать любой четырехразрядный счетчик (рис. 13.32) с цепями обратной связи с выходов, соответствующих числу 10 (то есть 2 и 8), на входы установки счетчика в 0 (вход R).

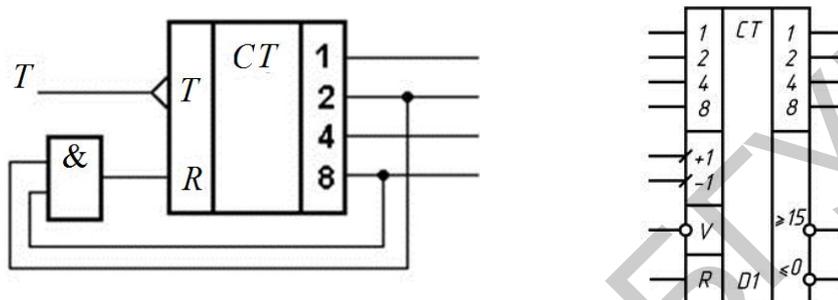


Рис. 13.32. Четырехразрядный счетчик на 10 с обратными связями

В самом начале одиннадцатого состояния на обоих входах элемента И микросхемы появляются логические 1, вырабатывающие сигнал сброса всех триггеров счетчика в нулевое состояние.

Рассмотренный счетчик является двоичным эквивалентом счетной декады, представляющим любую десятичную цифру ее двоичным кодом. Поэтому такой счетчик называют двоично-десятичным, а его выходной код – двоично-десятичным кодом (или кодом 8421).

Кольцевой счетчик можно получить из регистра сдвига, если выход последнего триггера соединить с D -входом первого (рис. 13.33).

Перед началом счета импульсом начальной установки в нулевой разряд счетчика (Q_0) записывается логическая 1, в остальные разряды – логические 0. С началом счета каждый из приходящих счетных импульсов T переписывает 1 в следующий триггер. Число поступивших импульсов определяется по номеру выхода, на котором имеется 1. Перед началом счета импульсом начальной установки в нулевой разряд счетчика (Q_0) записывается логическая 1, в остальные разряды – логические 0.

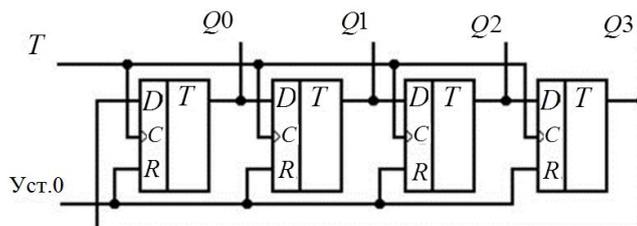


Рис. 13.33. Кольцевой счетчик

С началом счета каждый из приходящих счетных импульсов T переписывает 1 в следующий триггер. Число поступивших импульсов определяется по номеру выхода, на котором имеется 1.

Предпоследний $(n - 1)$ -импульс переведет в единичное состояние последний триггер, а n -импульс переписывает единичное состояние на выход нулевого триггера, и счет начинается сначала. Коэффициент счета кольцевого счетчика равен числу триггеров ($K_{сч} = N$). Изменяя число триггеров N , можно построить счетчик с произвольным коэффициентом счета.

Главная область применения кольцевых счетчиков – распределители импульсов, создающие необходимую временную последовательность управляющих сигналов.

Параллельный двоичный счетчик. В счетчиках с параллельным переносом (синхронных счетчиках) тактовые импульсы подаются одновременно на все разряды, однако из-за наличия специальной логики срабатывают только те триггеры, состояния которых соответствуют коду числа импульсов, поступивших на его вход. Схема трехразрядного синхронного счетчика на RS -триггерах приведена на рис. 13.34.

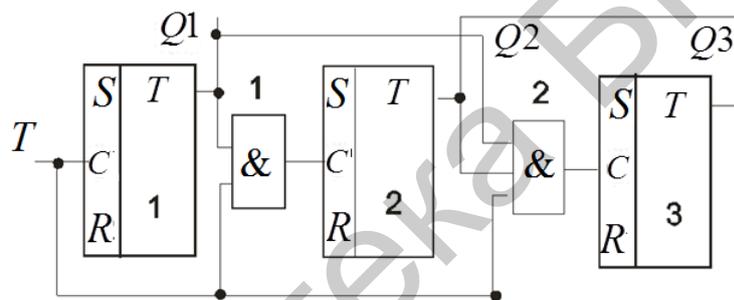


Рис. 13.34. Трехразрядный синхронный счетчик на RS -триггерах

Исходное состояние соответствует коду 000. После подачи первого импульса выход Q_1 будет соответствовать уровню логической 1, при этом будет подготовлен к срабатыванию первый логический элемент И. В счетчике будет записан код 001. Второй счетный импульс переведет первый триггер в нулевое состояние, а Q_2 – в единичное. В счетчике запишется код 010. Теперь первый и второй логический элемент будут закрыты, а после подачи третьего импульса первый триггер перейдет в единичное состояние и в счетчике запишется состояние 011. Оба логических элемента перейдут в состояние пропускания счетных импульсов. После подачи четвертого импульса все триггеры срабатывают, что соответствует коду 100. Пятый импульс переведет счетчик в состояние 101 и т. д. Быстродействие определяется выражением

$$f_{сч} = \frac{1}{t_{имп} + t_{здИ} + t_3}, \quad (13.43)$$

где $t_{здИ}$ – время задержки схемы И.

Счетчик с параллельным переносом можно построить и на многовходовых J - K -триггерах без использования дополнительных логических элементов.

На рис. 13.35 изображена схема двоично-десятичного счетчика, работающего в коде 8-4-2-1, а состояние его разрядов приведено в табл. 13.6.

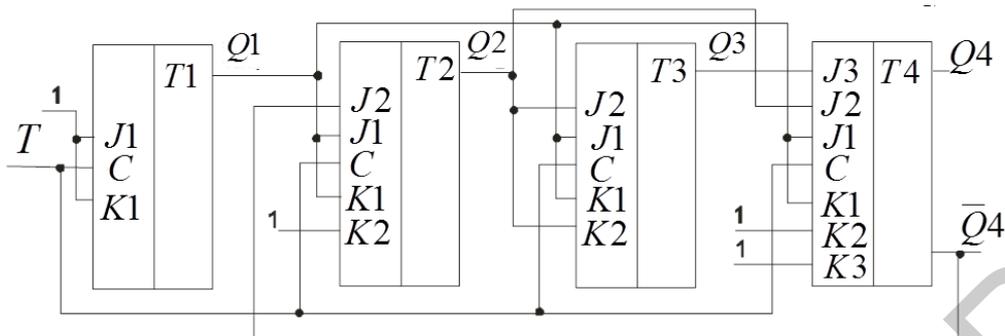


Рис. 13.35. Схема двоично-десятичного счетчика

Таблица 13.6

$C_{сч}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Q_1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
Q_2	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0
Q_3	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
Q_4	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0

Принцип работы счетчика примерно такой же, как и счетчика на RS -триггерах, роль логических элементов выполняют дополнительные J - K - входы.

Счетчики с некрратным коэффициентом деления также часто используются на практике. В этом случае требуемый коэффициент деления счета отличается от 2^n или 10, поэтому в счетчике используются n триггеров на 2^n возможных состояний, в которых за счет введения обратных связей можно часть лишних состояний исключить и получить необходимый численный коэффициент $N < 2^n$ деления.

Схема с коэффициентом счета $M = 5$ имеет представленный на рис. 13.36.

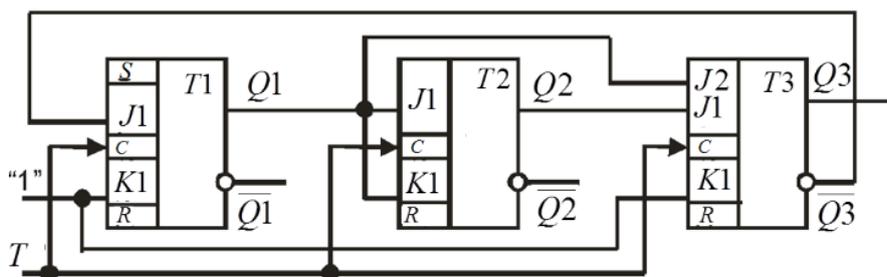


Рис. 13.36. Счетчик с коэффициентом счета 5

Разработка счетчиков направлена в основном на увеличение их быстродействия. У современных счетчиков максимальная частота переключения достигает десяти гигагерц и выше.

13.9. Цифровые регистры

Цифровые регистры – это устройства, предназначенные для хранения и преобразования многоразрядных двоичных чисел. Информация в регистрах хранится, как правило, в течение некоторого количества тактов. Запоминающими элементами регистра являются триггеры, число которых равно разрядности хранимых чисел.

Кроме триггеров регистры содержат также комбинационные схемы, предназначенные для ввода и вывода хранимых чисел, преобразования их кодов, сдвига кодов на то или иное число разрядов. В связи с этим выделяют:

- параллельные регистры (регистры памяти или хранения);
- последовательные регистры (регистры сдвига);
- параллельно-последовательные регистры (например, ввод в параллельном коде, вывод – в последовательном и наоборот).

В **регистрах памяти** число вводится (выводится) за один такт, а в **регистрах сдвига** – за n тактов, где n – разрядность чисел.

По способу ввода-вывода регистры подразделяются **на однофазные и парафазные**. В однофазных ввод (и вывод) производится только в прямом или только в обратном коде, в парафазных возможен ввод и вывод как в прямом, так и в обратном коде.

В параллельных регистрах можно производить поразрядные логические операции с хранимым числом и вновь вводимым. Вид логических операций зависит от типа триггеров, составляющих регистр, и комбинации сигналов управления.

Регистры сдвига применяются для преобразования последовательного кода в параллельный (и обратно), для умножения и деления многоразрядных чисел и т. д.

Общая структурная схема регистра памяти представлена на рис. 13.37. Изменение хранящейся информации (ввод новой информации) происходит после соответствующего изменения сигналов на входах A при поступлении определенного уровня ($C = 0$ или $C = 1$) или фронта синхросигналов.

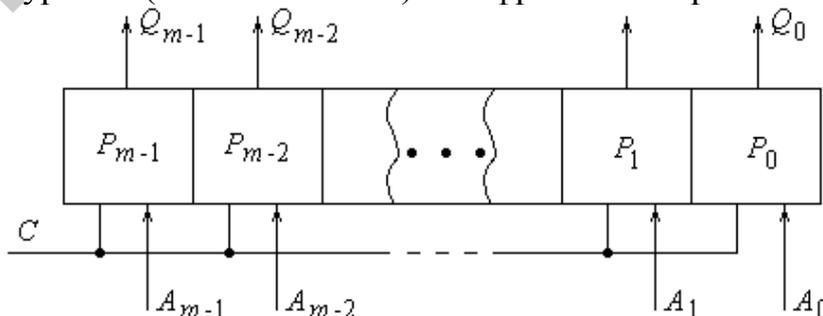


Рис. 13.37. Структура параллельного регистра (памяти)

В качестве разрядов регистра памяти используются синхронизируемые D -триггеры, если информация поступает в виде однофазных сигналов, или RS -триггеры, если информация поступает в виде парафазных сигналов (рис. 13.38).

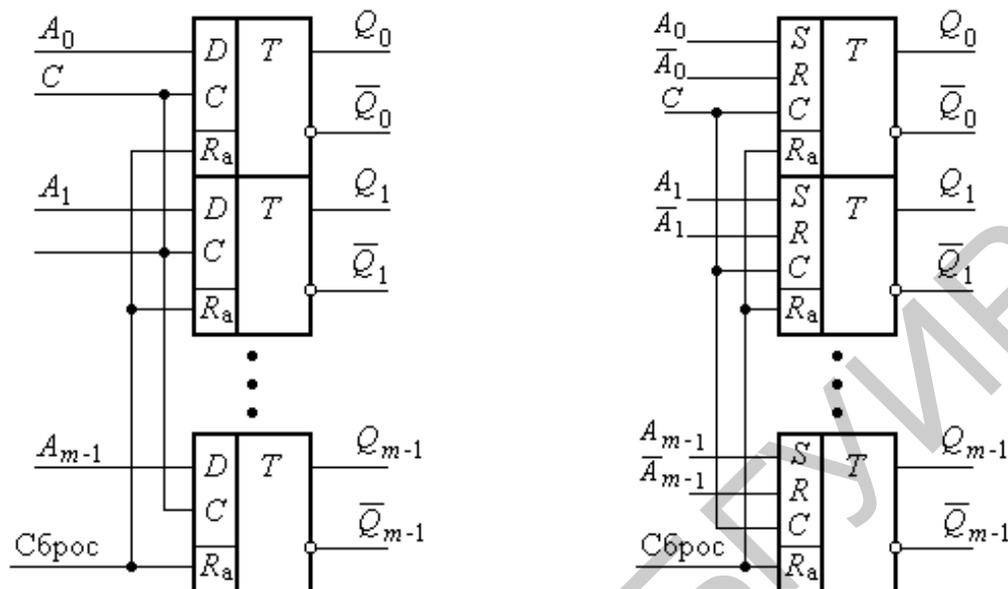


Рис. 13.38. Регистры памяти:
а – однофазный; б – парафазный

Предварительная очистка регистра производится с помощью асинхронных входов R_a установки триггеров в нулевое состояние.

В ряде случаев регистр хранения содержит устройства, выполняющие также операцию сдвига, образуя, таким образом, регистр хранения и сдвига. Можно осуществлять сдвиг в сторону старших (влево) и в сторону младших (вправо) разрядов. Причем можно осуществлять сдвиг как двоичных чисел, так и двоичных кодов на один или несколько разрядов.

Каждый элемент регистра хранения должен сначала передать хранимую информацию, а затем изменить свое состояние за счет приема информации от предыдущего элемента. Естественно, что передача и прием информации не могут происходить одновременно, поэтому необходимо разделить указанные операции во времени.

Эту трудность можно обойти, используя синхронные двухступенчатые триггеры или синхронные триггеры с динамическим управлением записью. В этих триггерах запись информации происходит по переднему фронту синхроимпульса (рис. 13.39). Временная диаграмма построена для случая, когда до сдвига на регистре зафиксирован код ...101010.

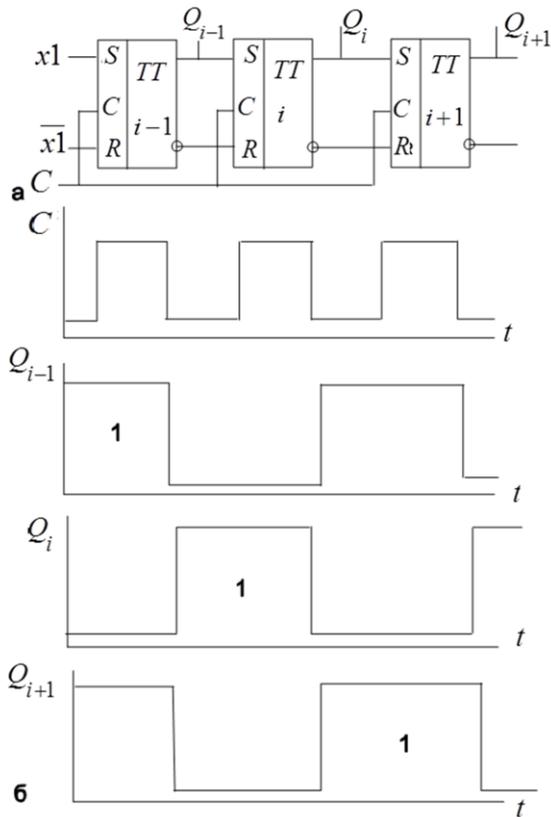


Рис. 13.39. Регистр сдвига на RS-триггерах

в состоянии промежуточным разрядам регистра соответствует код ...101... . После подачи сигнала по шине сдвига C через время задержки распространения $t_{зд.р}$ устанавливается код 010 и т. д.

Важным параметром регистра является время сдвига, которое равно отрезку времени от момента поступления импульса на шину C до момента установления сдвинутого кода в регистре. Для данного случая $t_{сдв} \geq t_{и} + t_{зд.р}$.

Последовательный ввод информации и сдвиг вправо несложно построить на основе **D-триггеров** (рис. 13.40). Здесь используется однофазный входной сигнал.

Рассмотрим запись числа 001. При подаче 1 на вход A_3 триггер T_3 подготовлен к срабатыванию и после первого тактового импульса перейдет в состояние 1.

Перед вторым тактовым импульсом на вход A_3 подается 0, а на вход A_2 – 1. После окончания второго тактового импульса единица записывается в триггер T_2 и состояние триггеров запишется кодом 010.

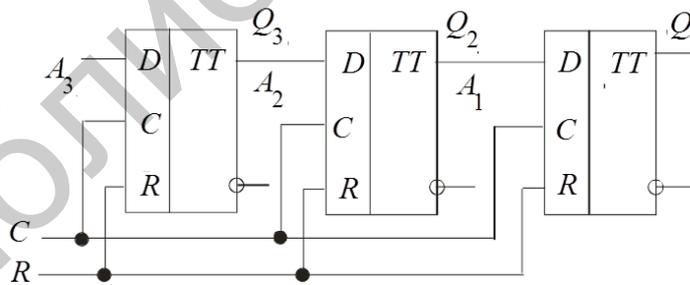


Рис. 13.40. Регистр сдвига на D-триггерах

При реализации регистра на JK-триггерах информация от разряда к разряду передается одновременно по входам J и K (рис. 13.41). Рассмотрим функционирование этой схемы более подробно (табл. 13.7). Первый JK- триггер преобразован в D-триггер, через который передается входной код. Подадим на вход первого триггера информацию D_1 , то есть $J_1 = D_1$, а на вход C – единичный импульс. Таким образом, после первого импульса $Q_1 = D_1$.

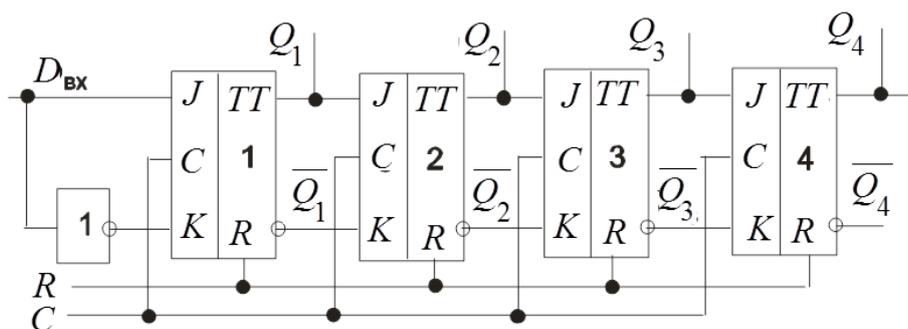


Рис. 13.41. Регистр сдвига на JK -триггерах

При подаче на вход новой информации D_2 и второго тактового импульса на вход C триггер T_2 принимает информацию с выхода T_1 , то есть $Q_2 = 1$, а триггер T_1 примет новую информацию: $Q_1 = D_2$. После третьего синхроимпульса $Q_3 = D_1$; $Q_2 = D_2$; $Q_1 = D_3$, после четвертого – $Q_4 = D_1$; $Q_3 = D_2$; $Q_2 = D_3$; $Q_1 = D_4$.

Таблица 13.7

C	T_1	T_2	T_3	T_4
1	D_1	–	–	–
2	D_2	D_1	–	–
3	D_3	D_2	D_1	–
4	D_4	D_3	D_2	D_1
5	D_5	D_4	D_3	D_2
6	D_6	D_5	D_4	D_3
7	D_7	D_6	D_5	D_4

Данный регистр состоит из четырех триггеров и может хранить четыре бита информации. После четвертого такта на выходе Q_4-Q_1 хранится код D_1-D_4 . С выходов Q_1-Q_4 можно сделать параллельный вывод последовательно введенной информации. Однако возможен и последовательный вывод с триггера T_4 при подаче тактовых импульсов под номером 4–7. При этом по этим тактовым импульсам можно ввести и новую информацию.

Реверсивные регистры – регистры, которые обеспечивают сдвиг влево и вправо на $n \geq 1$ разрядов. Регистры могут иметь несколько цепей сдвига, каждая из которых может обеспечить сдвиг на 1, 2, 4 или 8 разрядов одновременно. Принципы управления остаются теми же. Возможная схема построения реверсивного регистра на D -триггерах приведена на рис. 13.42.

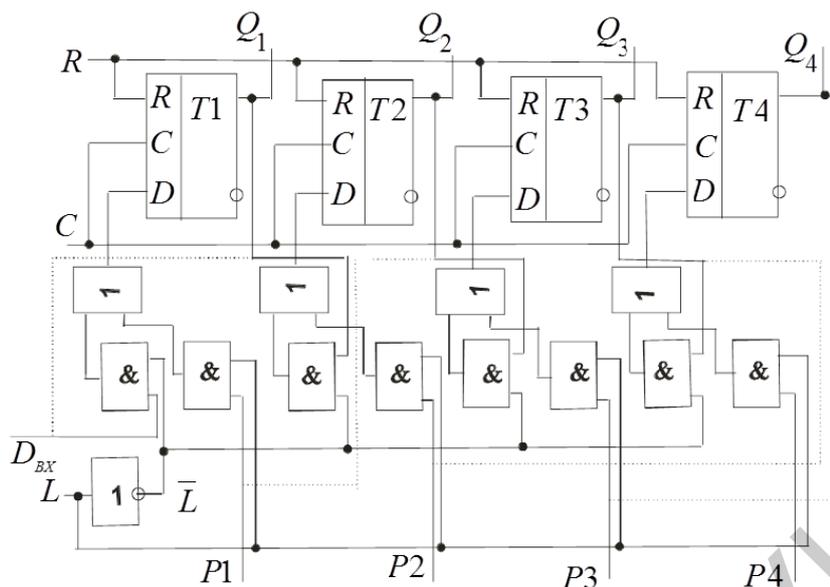


Рис. 13.42. Схема реверсивного регистра на D-триггерах

Для одновременного ввода в регистр всех разрядов числа, что требуется, например, при последовательном умножении или последовательном сложении, имеются шины $P1-P4$. При сигнале $L = 1$ по этим входам осуществляется параллельный ввод информации. Если сигнал на управляющем входе $L = 0$, то осуществляется операция сдвига вправо, а также последовательный ввод информации по входу $D_{\text{вх}}$. Если каждый из параллельных входов соединить с выходом соседнего триггера справа (как это показано штрихпунктирной линией на рис. 13.43), то можно осуществить сдвиг информации влево. Направление сдвига можно менять с помощью управляющего сигнала по входу L .

Кольцевые регистры (рис. 13.43) представляют собой такие регистры, у которых возможно вывести информацию из регистра без ее стирания. С этой целью выведенная информация по цепи обратной связи снова вводится в регистр.

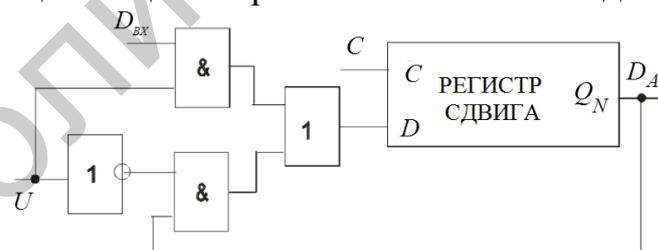


Рис. 13.43. Кольцевой регистр

Если на вход U поступает сигнал логической единицы, то обратная связь отключена и регистр работает в обычном режиме. За первые n тактов в регистре записывается n -разрядный код. Чтобы не потерять введенную информацию, на n -м такте на вход U подается уровень логического нуля, при этом $D = D_n$, а сигнал с $D_{\text{вх}}$ не воспринимается. После подачи n тактовых импульсов в регистре будет записан прежний код. Таким образом, вход управления U определяет, записывается ли старая информация или вводится новая.

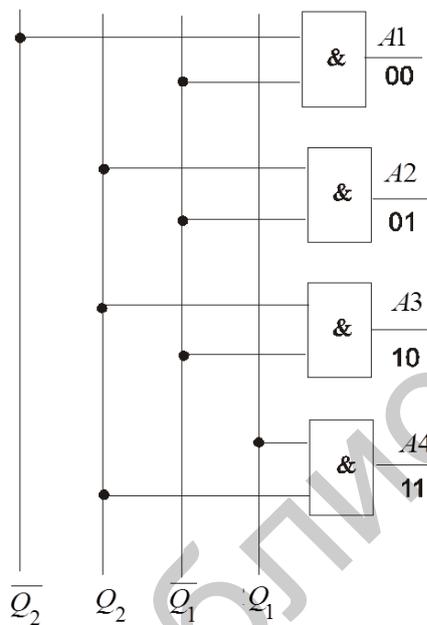
13.10. Цифровые узлы комбинационного типа

Интегральные логические элементы являются основой для построения цифровых устройств, выполняющих более сложные операции и относящихся к классу комбинационных устройств. Комбинационной называют логическую схему без запоминания переменных (логические схемы, не имеющие памяти), при этом выходные сигналы определяются комбинацией входных сигналов.

Основные из них:

- дешифраторы и шифраторы;
- мультиплексоры и демультимплексоры;
- двоичные сумматоры;
- цифровые компараторы;
- преобразователи кодов и др.

Дешифраторы – это устройства, распознающие кодовые комбинации или схемы, используемые для преобразования n -разрядного двоичного кода в определенную комбинацию сигналов на выходе. Они строятся на базе конъюнкторов или других логических схем. Любую схему И можно



рассматривать как элемент дешифратора. Для n -разрядного кода число кодовых комбинаций равно 2^n . Поэтому полный дешифратор должен иметь n входов и 2^n выходов. Так как в код числа входят как единицы, так и нули, а схема И реагирует только на единичные уровни, то для работы конъюнкторов можно использовать инверсные сигналы.

Рассмотрим схему простейшего линейного дешифратора (рис. 13.44). Данная схема имеет два прямых и два инверсных входа и четыре выхода. На выходе указаны комбинации входных сигналов, которые расшифровываются, – при этом на соответствующих выходах $A1$ – $A4$ будет присутствовать единичный уровень.

Рис. 13.44. Схема простейшего линейного дешифратора

Мультиплексоры осуществляют опрос логических состояний большого количества логических схем и передачу этих состояний на один выход.

Мультиплексор реализует логическую функцию

$$F_1 = X_1 \cdot \bar{V}_K \dots \bar{V}_1 + X_2 \bar{V}_K \dots \bar{V}_2 \cdot V_1 + \dots X_{n-1} V_K \dots V_2 \cdot \bar{V}_1 + X_n \cdot V_K \dots V_1, \quad (13.44)$$

где V – адресные входы; X – информационные входы.

Для управления работой мультиплексоров используются дешифраторы. Схема двухступенчатого мультиплексора на $V = 2$ и $X = 4$ показана на рис. 13.45.

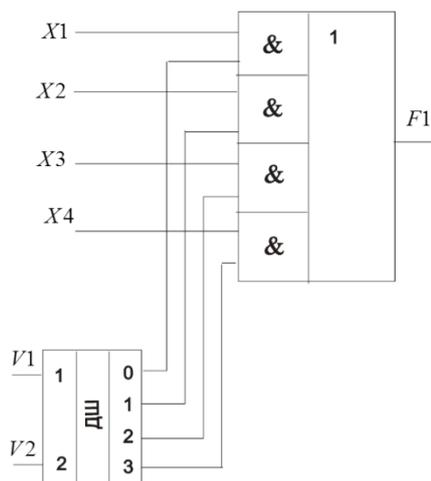


Рис. 13.45. Схема двухступенчатого мультиплексора

Мультиплексор построен как совокупность двухвходовых конъюнкторов (их число равно числу информационных входов), которые управляются дешифратором, имеющим количество выходов, равное числу информационных входов. Выходы конъюнкторов объединены схемой ИЛИ. Недостатком двухступенчатых схем является большое время задержки сигнала в дешифраторе и конъюнкторе.

Схема мультиплексора, построенная по принципу линейного преобразования, приведена на рис. 13.46.

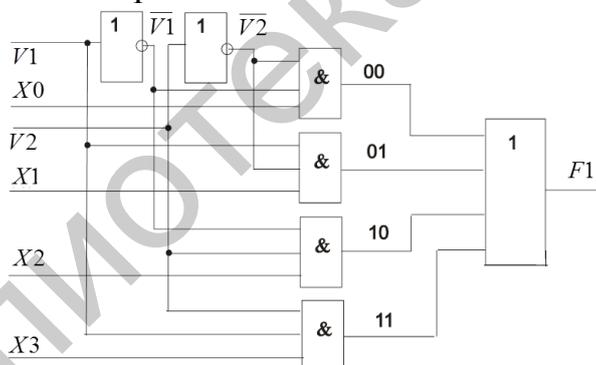


Рис. 13.46. Схема мультиплексора, построенная по принципу линейного преобразования

Работа его описывается выражением

$$F_1 = \bar{V}_1 \cdot \bar{V}_2 \cdot X_0 + V_1 \cdot \bar{V}_2 \cdot X_1 + \bar{V}_1 \cdot V_2 \cdot X_2 + V_1 \cdot V_2 \cdot X_3. \quad (13.45)$$

Если, к примеру, $V_1 = 0$, $V_2 = 1$, то

$$F_1 = 1 \cdot 0 \cdot X_0 + 1 \cdot 0 \cdot X_1 + 1 \cdot 1 \cdot X_2 + 0 \cdot 1 \cdot X_3 = X_2 \quad (13.46)$$

и т. д. По рассмотренному принципу может быть построена любая логическая схема мультиплексора. С помощью n -адресных входов можно выбрать один из 2^n информационных сигналов.

Демультимплексоры. Это схема, осуществляющая передачу одного информационного сигнала (X_1) на n информационных выходов. Она еще называется распределителем и осуществляет функцию, обратную функции мультиплектора. Работа демультимплексора описывается следующими логическими уравнениями:

$$F_1 = X_1 \cdot \bar{V}_{k \dots} \cdot \bar{V}_2 \cdot \bar{V}_1; \quad (13.47)$$

$$F_2 = X_1 \cdot \bar{V}_{k \dots} \cdot \bar{V}_2 \cdot V_1; \quad (13.48)$$

$$F_{n-1} = X_1 \cdot V_{k \dots} \cdot \bar{V}_2 \cdot \bar{V}_1; \quad (13.49)$$

$$F_n = X_1 \cdot V_{k \dots} \cdot V_2 \cdot V_1. \quad (13.50)$$

Если мультиплексор имеет k управляющих входов $V_K - V_1$, то количество выходов $n = 2^k$. Демультимплексор с прямыми и инверсными управляющими входами приведен на рис. 13.47, а. Демультимплексоры можно использовать для преобразования последовательного кода в параллельный, а применение мультиплектора вместе с демультимплексором обеспечивает последовательную передачу информации с преобразованием параллельного кода в последовательный и последовательного в параллельный (рис. 13.47, б.)

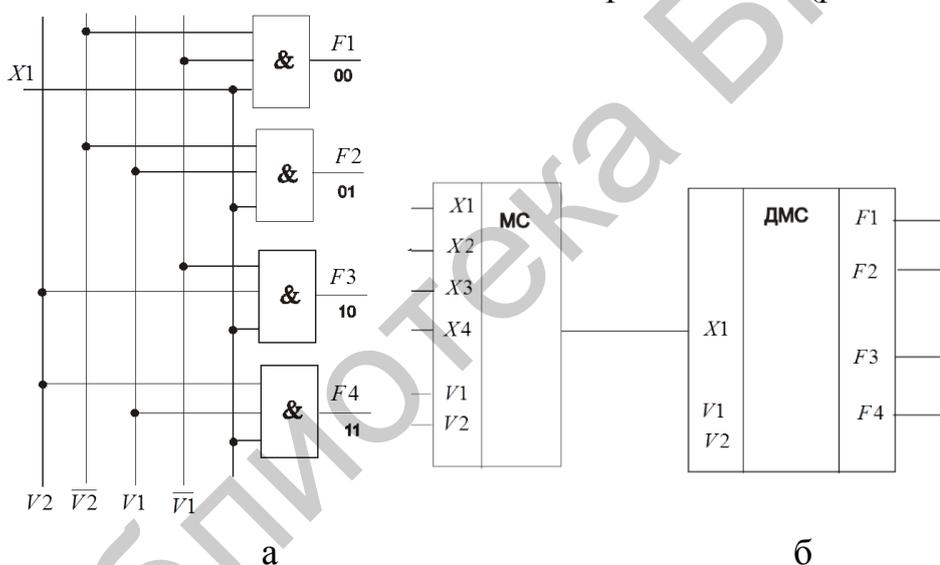


Рис. 13.47. Демультимплексор с прямыми и инверсными управляющими входами (а) и преобразователь кода (б)

Сумматоры – это цифровые функциональные устройства, предназначенные для выполнения операции сложения чисел, представленных в различных кодах. По характеру действия сумматоры подразделяются на **комбинационные**, не имеющие элементов памяти, и **накапливающие**, запоминающие результаты вычислений при снятии входных сигналов.

Сумматор по модулю два – это устройство с двумя входами (a и b), на выходе у которого сигнал «1» появляется только в том случае, когда на входах действуют противоположные сигналы, то есть «0» и «1». Сумматор не обладает памятью. Его таблица истинности представлена в табл. 13.8.

Таблица 13.8

a	b	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Название «по модулю два» этот сумматор получил потому, что выходной сигнал соответствует значению младшего разряда при суммировании одноразрядных двоичных чисел a и b . Построим в базисе **И-НЕ** схему сумматора по модулю два (рис. 13.48).

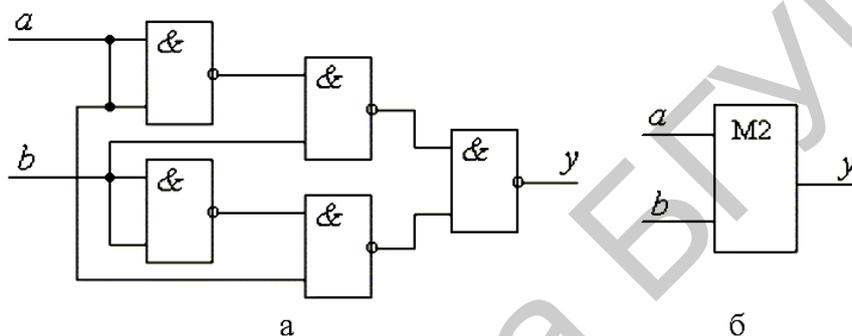


Рис. 13.48. Реализация сумматора по модулю два:
а – принципиальная схема; б – функциональная схема

Полусумматор обеспечивает операцию сложения двух одноразрядных двоичных чисел a и b . Так как при $a = 1$ и $b = 1$ получается перенос единицы в следующий разряд, полусумматор должен иметь два выхода: с одного снимается сигнал суммы по модулю два, а с другого – сигнал переноса $P' = ab$. Таблица истинности полусумматора показана в табл. 13.9.

Таблица 13.9

a	b	S'	P'
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Реализация полусумматора в базисе **И-НЕ** представлена на рис. 13.49. Условное обозначение полусумматора на схемах – HS (halfsum – полусумма), а полного сумматора – SM .

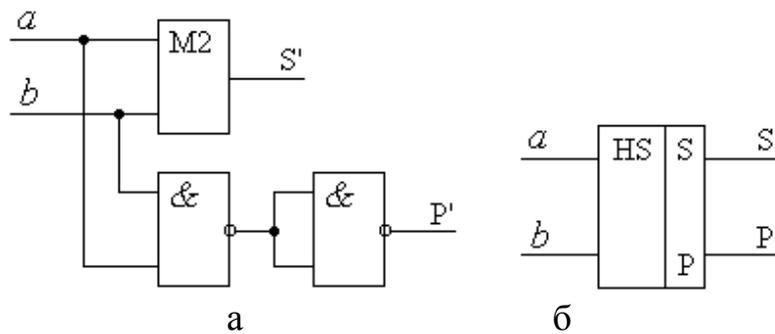


Рис. 13.49. Схема полусумматора:

а – реализация в базисе **И–НЕ**; б – условное обозначение

Полный сумматор – это устройство для сложения трех одноразрядных двоичных чисел a , b , c , где c – сигнал переноса из предыдущего младшего разряда. Имеет два выхода – S (сумма) и P (перенос).

Полный сумматор можно построить из двух полусумматоров (рис. 13.50).

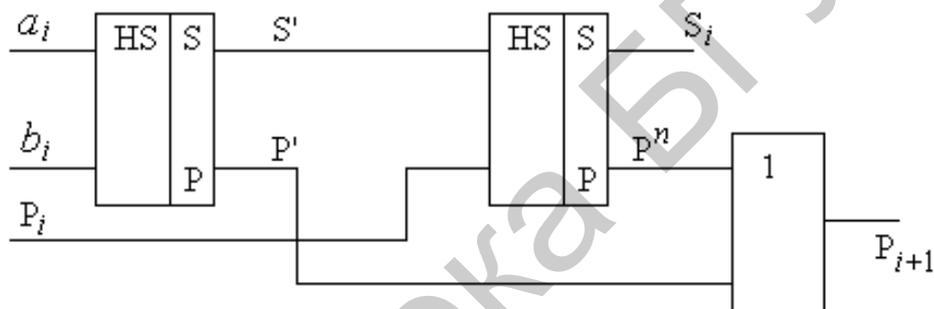


Рис. 13.50. Полный сумматор

На основе полного сумматора можно построить суммирующие устройства параллельного или последовательного действия для сложения многоразрядных двоичных чисел. В цифровой схемотехнике операцию вычитания обычно заменяют сложением уменьшаемого с вычитаемым, представленным в дополнительном коде, поэтому вычитатели могут быть выполнены на основе сумматоров.

14. УСТРОЙСТВА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

14.1. Цифроаналоговые преобразователи

Цифроаналоговые преобразователи 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, ЦАП являются «связующим звеном» между аналоговой и цифровой электроникой. Существуют различные принципы построения ЦАП.

Рассмотрим наиболее используемые из них. На рис. 14.1 приведена схема ЦАП с суммированием весовых токов.

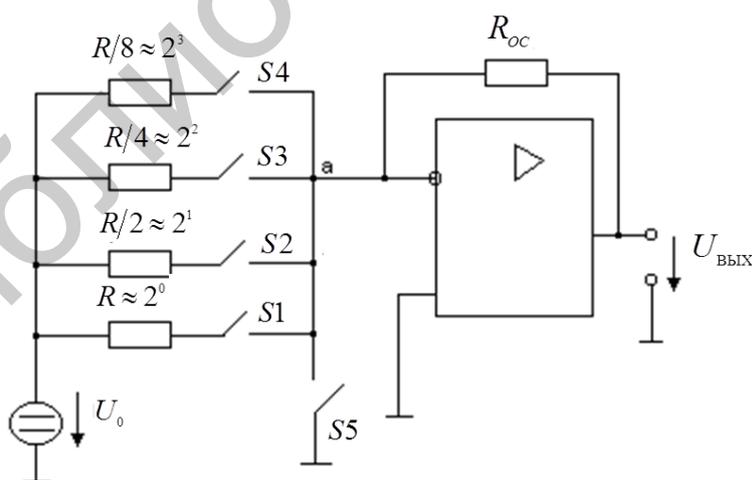


Рис. 14.1. Схема ЦАП с суммированием весовых токов

Ключ S_5 замкнут только тогда, когда разомкнуты все ключи S_1 – S_4 (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 S_1 , то $U_{\text{ВЫХ}} = -U_0 \cdot (R_{\text{ОС}} / R)$, 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 S_1 – S_4 . Токи ключей S_1 – S_4 суммируются в точке «а», причем токи различных ключей различны (имеют разный «вес»). Это и определяет название схемы. Из вышеизложенного следует, что

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_0 \frac{R_{\text{ОС}}}{R} S_1 - U_0 \frac{R_{\text{ОС}}}{R/2} S_2 - U_0 \frac{R_{\text{ОС}}}{R/4} S_3 - U_0 \frac{R_{\text{ОС}}}{R/8} S_4,$$

то есть
$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_0 \cdot (R_{\text{ОС}} / R) \cdot (8S_4 + 4S_3 + 2S_2 + S_1), \quad (14.1)$$

где S_i ($i = 1, 2, 3, 4$) принимает значение 1, если соответствующий ключ замкнут, и 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. 14.2).

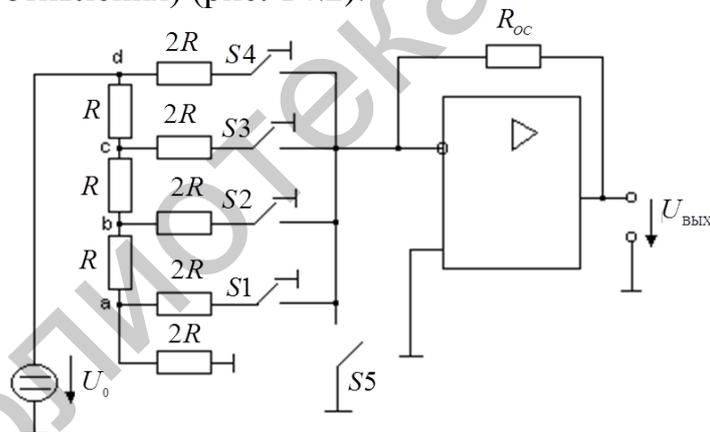


Рис. 14.2. Матрица постоянного сопротивления

В схеме использованы так называемые перекидные ключи S_1 – S_4 , каждый из которых в одном из состояний подключен к общей точке, поэтому напряжения на ключах невелики. Ключ S_5 замкнут только тогда, когда все ключи S_1 – S_4 подключены к общей точке. Во входной цепи использованы резисторы всего с двумя различными значениями сопротивлений.

Из анализа схемы можно увидеть, что и для нее модуль выходного напряжения пропорционален числу, двоичный код которого определяется состоянием ключей S_1 – S_4 . Анализ легко выполнить, учитывая следующее. Пусть каждый из ключей S_1 – S_4 подключен к общей точке. Тогда, как легко заметить, напряжение относительно общей точки в каждой следующей из точек

$a-d$ в 2 раза больше, чем в предыдущей. К примеру, напряжение в точке b в 2 раза больше, чем в точке a (напряжения U_a, U_b, U_c и U_d в указанных точках определяются следующим образом: $U_d = U_0; U_c = U_0/2; U_b = U_0/4; U_a = U_0/8$). Допустим, что состояние указанных ключей изменилось. Тогда напряжения в точках $a-d$ не изменятся, так как напряжение между входами операционного усилителя практически нулевое. Из вышеизложенного следует, что

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_0 \cdot (R_{\text{ОС}} / 2R) \cdot S_4 - (U_0 / 2) \cdot (R_{\text{ОС}} / 2R) \cdot S_3 - (U_0 / 4) \cdot (R_{\text{ОС}} / 2R) \cdot S_2 - (U_0 / 8) \cdot (R_{\text{ОС}} / 2R) \cdot S_1,$$

то есть
$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_0 \cdot (R_{\text{ОС}} / 16R) \cdot (8S_4 + 4S_3 + 2S_2 + S_1), \quad (14.2)$$

где $S_i (i = 1, 2, 3, 4)$ принимает значение 1, если соответствующий ключ замкнут, и 0, если ключ разомкнут.

Приведем схему ЦАП для преобразования двоично-десятичных чисел (рис. 14.3).

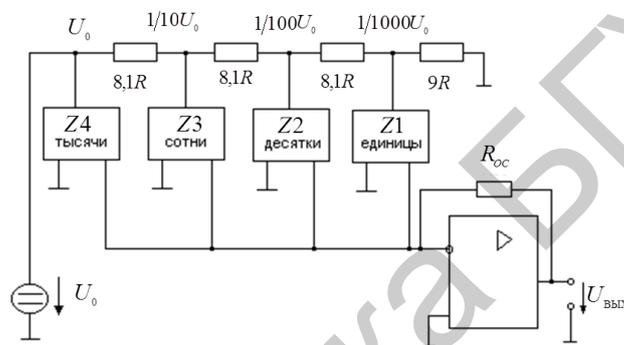


Рис. 14.3. ЦАП для преобразования двоично-десятичных чисел

В этой схеме для представления каждого разряда десятичного числа используются отдельные матрицы Z_1-Z_4 со структурой $R - 2R$. ($Z_1 - Z_4$ обозначают числа, определенные состоянием ключей каждой матрицы $R - 2R$). Принцип действия становится понятным, если учесть, что сопротивление каждой матрицы равно R и выполнить анализ фрагмента схемы рис. 14.3, представленного на рис. 14.4.

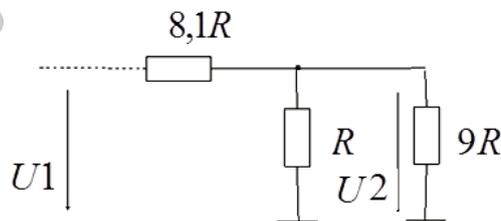


Рис. 14.4. Фрагмент схемы ЦАП

Из анализа следует, что $U_2 = U_1 \cdot (R // 9R) / (8.1R + R // 9R),$

где

$$R // 9R = (R \cdot 9R) / (R + 9R) = 0,9R.$$

Следовательно, $U_2 = 0,1 \cdot U_1$. С учетом этого получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_0 \cdot (R_{\text{ОС}} / 16R) \cdot 10^{-3} \cdot (10^3 \cdot Z_4 + 10^2 \cdot Z_3 + 10^1 \cdot Z_2 + Z_1). \quad (14.3)$$

Наиболее распространенными являются ЦАП серий микросхем 572, 594, 1108, 1118 и др. В табл. 14.1 приведены параметры некоторых ЦАП.

Таблица 14.1

Тип схемы	Число разряд.	$t_{уст}$, мкс	U_0 , В	$U_{пит}/I_{пит}$, В/мА	$I_{вых}$, мА
K594ПА1	12	3,5	9 +11	(5...15)/2,5 –15/3,5	2
K1108ПА1	12	0,4	2,2	+5/15	5
K572ПА1А	10	5	-17 +17	(5...17)/2	1
K575ПА2А	10	15	-15 +15	5/2	0,8

14.2. Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровые преобразователи – это устройства, предназначенные для преобразования аналоговых сигналов в цифровые. Для такого преобразования необходимо осуществить квантование аналогового сигнала, то есть мгновенные значения аналогового сигнала ограничить определенными уровнями, называемыми уровнями квантования.

Характеристика идеального квантования имеет вид, приведенный на рис. 14.5. Квантование представляет собой округление аналоговой величины до ближайшего уровня квантования, то есть 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. Так, 10-разрядный АЦП имеет разрешающую способность ($2^{10} = 1024$) – 1, то есть при шкале АЦП, соответствующей 10 В, абсолютное значение шага квантования не превышает 10 мВ.

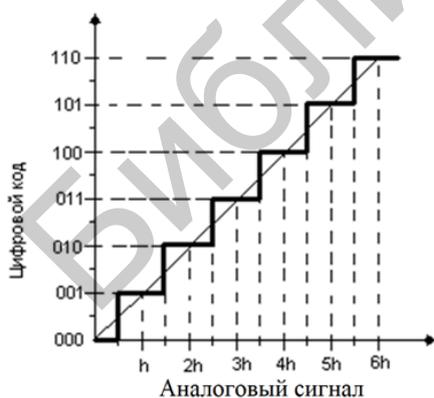


Рис. 14.5. Характеристика идеального квантования

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 последовательное и параллельное преобразование аналоговой величины.

АЦП **временного импульсного преобразования** выполняется по методу последовательного преобразования, важным элементом которого является генератор линейно изменяющегося напряжения – ГЛИН.

Принцип действия такого АЦП (рис. 14.6) основан на подсчете числа импульсов в отрезке времени, в течение которого линейно изменяющееся

напряжение, увеличиваясь от нулевого значения, достигает уровня входного напряжения $U_{ВХ}$.

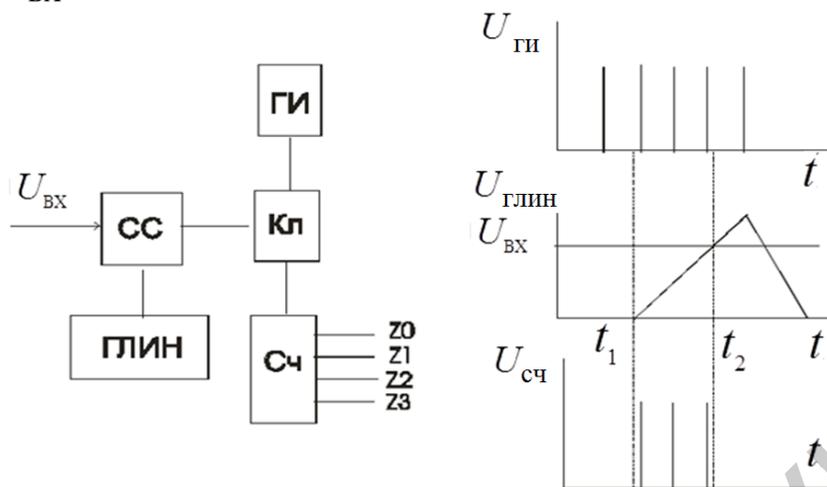


Рис. 14.6. АЦП времяимпульсного преобразования

На рисунке использованы следующие обозначения: СС – схема сравнения, ГИ – генератор импульсов, Кл – электронный ключ, Сч – счетчик импульсов. Отмеченный во временной диаграмме момент времени t_1 соответствует началу измерения входного напряжения, а момент времени t_2 – равенству входного напряжения и напряжения ГЛИН.

Погрешность измерения определяется шагом квантования времени. Ключ подключает к счетчику генератор импульсов от момента начала измерения до момента равенства $U_{ВХ}$ и $U_{ГЛИН}$. Через $U_{Сч}$ обозначено напряжение на входе счетчика. Код на выходе счетчика пропорционален входному напряжению. Одним из недостатков этой схемы является невысокое быстродействие.

АЦП со следящей связью (рис. 14.7) использует принцип последовательного счета. В АЦП рассматриваемого типа используются ЦАП и реверсивный счетчик, сигнал с которого обеспечивает изменение напряжения на выходе ЦАП.



Рис.14.7. АЦП со следящей связью

на выходе ЦАП. В момент равенства $U_{ВХ}$ и $U_{СЧЕТ}$ работа прекращается и с выхода реверсивного счетчика снимается код, соответствующий входному напряжению.

АЦП с двойным интегрированием также реализует метод последовательного преобразования входного сигнала (рис. 14.8). На рисунке использованы следующие обозначения: СУ – система управления, ГИ – генератор импульсов, Сч – счетчик импульсов.

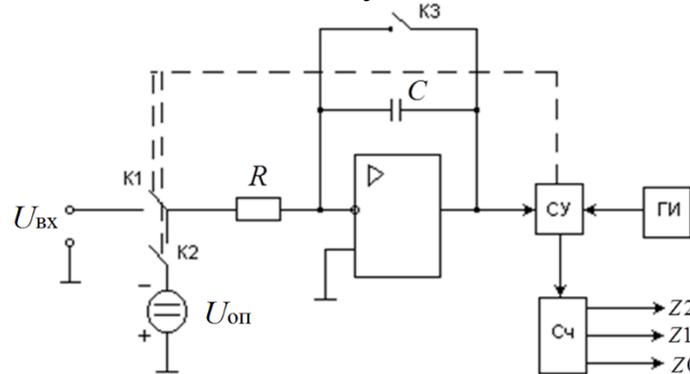


Рис. 14.8. АЦП с двойным интегрированием

Принцип действия АЦП состоит в определении отношения двух отрезков времени, в течение одного из которых выполняется интегрирование входного напряжения $U_{\text{вх}}$ интегратором на основе ОУ (напряжение $U_{\text{и}}$ на выходе

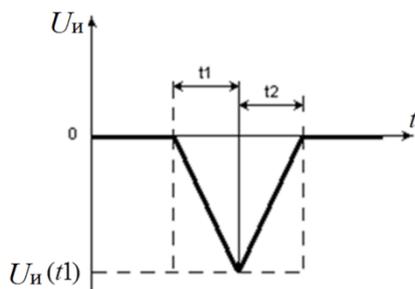


Рис.14.9 Напряжение на выходе интегратора

интегратора изменяется от нуля до максимальной по модулю величины), а в течение следующего – интегрирование опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ ($U_{\text{и}}$ меняется от максимальной по модулю величины до нуля) (рис. 14.9). Пусть время t_1 интегрирования входного сигнала постоянно, тогда чем больше

второй отрезок времени t_2 (отрезок времени, в течение которого интегрируется опорное напряжение), тем больше входное напряжение. Ключ K_3 предназначен для установки интегратора в исходное нулевое состояние. В первый из указанных отрезков времени ключ K_1 замкнут, ключ K_2 разомкнут, а во второй отрезок времени их состояние является обратным по отношению к указанному.

Одновременно с замыканием ключа K_2 импульсы с генератора импульсов ГИ начинают поступать через схему управления на счетчик. Поступление этих импульсов заканчивается тогда, когда напряжение на выходе интегратора оказывается равным нулю. Напряжение на выходе интегратора по истечении отрезка времени t_1 определяется выражением

$$U_u(t_1) = -\frac{1}{RC_0} \int U_{\text{вх}} dt = -t_1 \frac{U_{\text{вх}}}{RC} \quad (14.4)$$

Используя аналогичное выражение для отрезка времени t_2 , получим

$$t_2 = -U_u(t_1) \frac{RC}{U_{\text{оп}}} \quad (14.5)$$

Из записанных уравнений можно получить

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{оп}} \frac{t_2}{t_1}. \quad (14.6)$$

Код на выходе счетчика определяет величину входного напряжения.

Одним из основных преимуществ АЦП рассматриваемого типа является высокая помехозащищенность. Случайные выбросы входного напряжения, имеющие место в течение короткого времени, практически не оказывают влияния на погрешность преобразования. Недосток АЦП – малое быстродействие.

В АЦП с параллельным преобразованием входной аналоговый сигнал с помощью компараторов одновременно сравнивается с n опорными напряжениями, что позволяет определить, между какими двумя опорными напряжениями находится входное напряжение. При этом результат получают быстро, но схема оказывается достаточно сложной.

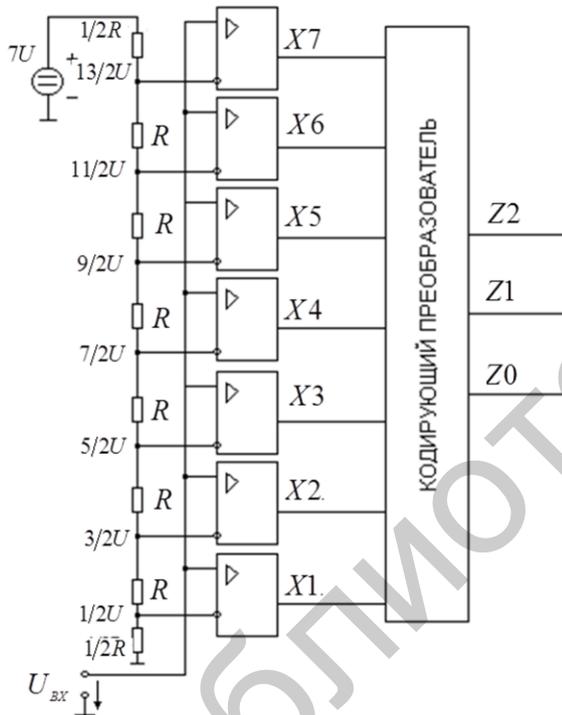


Рис. 14.10. АЦП с параллельным преобразованием

Рассмотрим принцип действия такого АЦП (рис. 14.10). При $U_{\text{вх}} = 0$, поскольку для всех ОУ, используемых в качестве компараторов, разность напряжений $(U_+ - U_- < 0, (U_+, U_-$ – напряжения относительно общей точки соответственно неинвертирующего и инвертирующего входа) напряжения на выходе всех ОУ равны $-E_{\text{пит}}$, а на выходах кодирующего преобразователя (КП) Z_0, Z_1, Z_2 устанавливаются нули.

Если $U_{\text{вх}}$ больше $0,5 U$, но меньше $3/2 U$, то только для нижнего ОУ $(U_+ - U_-) > 0$ и лишь на его выходе появляется напряжение $+E_{\text{пит}}$, что приводит к появлению на выходах КП следующих сигналов: $Z_0 = 1, Z_2 = Z_1 = 0$.

Если $U_{\text{вх}} > 3/2 U$, но меньше $5/2 U$, то на выходе двух нижних ОУ

появляется напряжение $+E_{\text{пит}}$, что приводит к появлению на выходах КП кода 010 и т. д.

Работа преобразователя представлена с помощью таб. 14.2. В данной таблице $U_{\text{вх}} = U_0$ – входное напряжение, U – падение напряжения на одном резисторе, единицей отражено состояние компараторов, когда на их выходах имеет место высокое напряжение $+E_{\text{пит}}$. Чем больше входной сигнал, тем большее количество компараторов имеет единичное состояние.

Таблица 14.2

U_0 \overline{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). Кодировщик преобразователя преобразует унитарный код на выходах компараторов в двоичный, в данном случае в трехразрядный.

Наиболее распространенными АЦП являются микросхемы серий 572, 1107, 1138 и др.

14.3. Микропроцессоры

Микропроцессор (МП), или центральный процессор, – Central Processing Unit (CPU), – функционально законченное программно-управляемое устройство обработки информации, выполненное в виде одной или нескольких больших (БИС) или сверхбольших (СБИС) интегральных схем.

Микропроцессор выполняет следующие функции:

- чтение и дешифрацию команд из основной памяти;
- чтение данных из оперативной памяти (ОП) и регистров адаптеров внешних устройств;
- прием и обработку запросов и команд от адаптеров на обслуживание внешних устройств (ВУ);
 - обработку данных и их запись в ОП и регистры адаптеров ВУ;
 - выработку управляющих сигналов для всех прочих узлов и блоков ПК.

Принцип работы микропроцессора можно рассмотреть по схеме, изображенной на рис. 14.11. В состав МП в упрощенном варианте входят арифметико-логическое устройство, устройство управления, блок внутренних регистров (команд и данных), блоки памяти программ и данных.

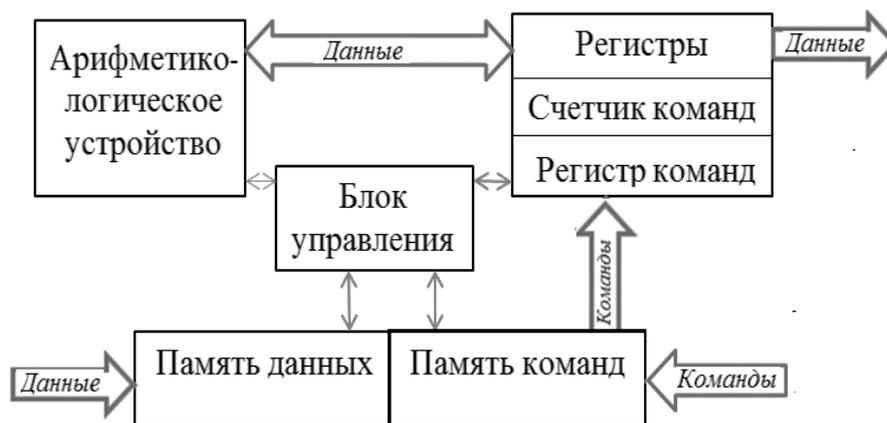


Рис. 14.11. Структурная схема микропроцессора

Один из основных показателей микропроцессора – тактовая частота. Она показывает, сколько тактов микропроцессор совершает в секунду. Производительность процессора компьютера зависит от совокупности показателей, приведенных выше.

Арифметико-логическое устройство (АЛУ) состоит из двоичного сумматора со схемами ускоренного переноса, сдвигающего регистра и регистров для временного хранения операндов. Обычно это устройство выполняет по командам несколько простейших операций: сложение, вычитание, сдвиг, пересылку, логическое сложение (ИЛИ), логическое умножение (И), сложение по модулю 2.

Устройство управления (УУ) управляет работой АЛУ и внутренних регистров в процессе выполнения команды. Согласно коду операций, содержащемуся в команде, оно формирует внутренние сигналы управления блоками МП. Адресная часть команды совместно с сигналами управления используется для считывания данных из определенной ячейки памяти или для записи данных в ячейку. По сигналам УУ осуществляется выборка каждой новой, очередной команды.

Блок внутренних регистров (БВР), расширяющий возможности АЛУ, служит внутренней памятью МП и используется для временного хранения данных и команд. Он также выполняет некоторые процедуры обработки информации.

Архитектура типичной небольшой вычислительной системы на основе микропроцессора показана на рис. 14.12. Такая система содержит все 5 основных блоков цифровой машины: устройство ввода информации, управляющее устройство, арифметико-логическое устройство (входящее в состав микропроцессора), запоминающие устройства (ЗУ) и устройство вывода информации.

Микропроцессор координирует работу всех устройств цифровой системы с помощью шины управления (ШУ). Помимо ШУ имеется 16-разрядная адресная шина (ША), которая служит для выбора определенной ячейки памяти, порта ввода или порта вывода. По 8-разрядной

информационной шине или шине

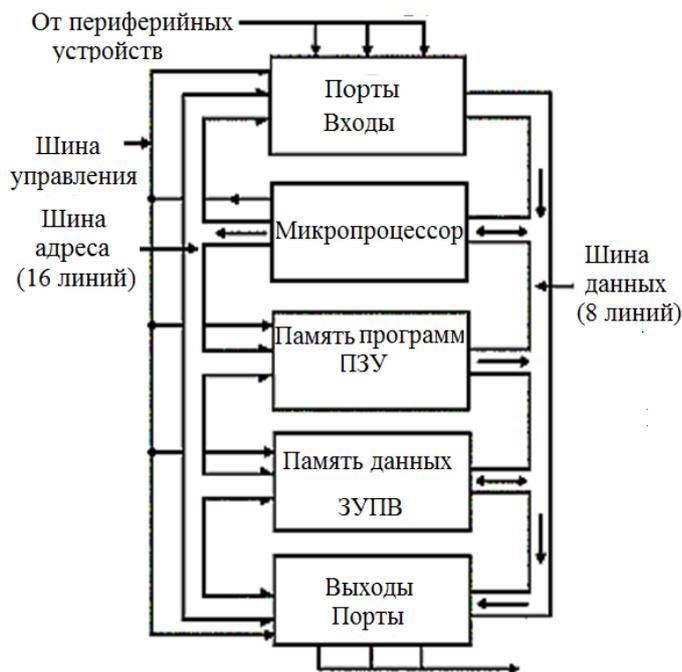


Рис.14.12. Архитектура типичной вычислительной системы

данных (ШД) осуществляется двунаправленная пересылка данных к микропроцессору и от микропроцессора. МП может посылать информацию в память или к одному из портов вывода, а также получать информацию из памяти или от одного из портов ввода. Постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) в вычислительной системе содержит некоторую программу (на практике программу инициализации ЭВМ). Программы могут быть загружены в запоминающее устройство с произвольной выборкой (ЗУПВ) и из внешнего запоминающего устройства (ВЗУ). Это программы

пользователя. Микропроцессор является ядром системы и осуществляет управление всеми операциями. Его работа представляет последовательную реализацию микропроцедур выборки – дешифрации – исполнения. Фактическая последовательность операций определяется командами, записанными в памяти программ.

Таким образом, микропроцессор выполняет следующие функции:

- выборку команд программы из основной памяти;
- дешифрацию команд;
- выполнение арифметических, логических и других операций, закодированных в командах;
- управление пересылкой информации между регистрами и основной памятью, между устройствами ввода-вывода;
- обработку сигналов от устройств ввода-вывода, в том числе реализацию прерываний с этих устройств;
- управление и координацию работы основных узлов МП.

15. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ И РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

15.1. Назначение, классификация и основные параметры радиопередатчиков

Радиопередаточные устройства (РПДУ) применяются в сферах телекоммуникации, телевизионного и радиовещания, радиолокации, радионавигации. Стремительное развитие микроэлектроники, аналоговой и цифровой микросхемотехники, микропроцессорной и компьютерной техники оказывает существенное влияние на развитие радиопередаточной техники как с точки зрения резкого увеличения функциональных возможностей, так и с точки зрения улучшения ее эксплуатационных показателей.

Радиопередаточные устройства предназначены для формирования колебаний несущей частоты; модуляции их по закону передаваемого сообщения и излучения полученного радиосигнала в пространство или передачи его по физическим линиям связи.

Радиопередаточные устройства классифицируют по следующим признакам:

- 1) назначению: вещательные (радиовещательные, телевизионные), связные, радиолокационные, навигационные, телеметрические и др;
- 2) диапазону рабочих волн (километровые, гектометровые, декаметровые, метровые и т. д.);
- 3) виду модуляции сигнала;
- 4) условиям эксплуатации: стационарные, бортовые (космические, корабельные, самолетные, автомобильные) и переносные (портативные);
- 5) средней излучаемой мощности передаваемых сигналов. Под мощностью передаточника понимают мощность, отдаваемую в антенну. Она является одним из наиболее характерных показателей, определяющих дальность действия и надежность работы радиолинии. По величине мощности передаточники могут быть очень малой (менее 3 Вт), малой (3–100 Вт), средней (0,1–10 кВт), большой (10–100 кВт), сверхбольшой (более 100 кВт) мощности.

Основными узлами РПДУ являются генератор несущей частоты и модулятор (рис. 15.1). В современных системах связи РПДУ содержит и другое вспомогательное оборудование, обеспечивающее совместную работу средств связи: источники питания, системы синхронизации, средства автоматического и дистанционного управления; контрольно-измерительные приборы, устройства дистанционного контроля и сигнализации; устройства защиты и блокировки; выключающие цепи высокого напряжения при аварийных режимах или опасности для обслуживающего персонала и др.

Преобразования, выполняемые радиопередаточными устройствами:

- получение высокочастотных колебаний требуемой частоты и мощности;
- модуляция высокочастотных колебаний сигналом, поступающим от источника информации;
- фильтрация гармоник и прочих колебаний, частоты которых выходят

за пределы необходимой полосы излучения и могут создать помехи другим радиостанциям;

- излучение модулированных, отфильтрованных и усиленных колебаний через антенну.

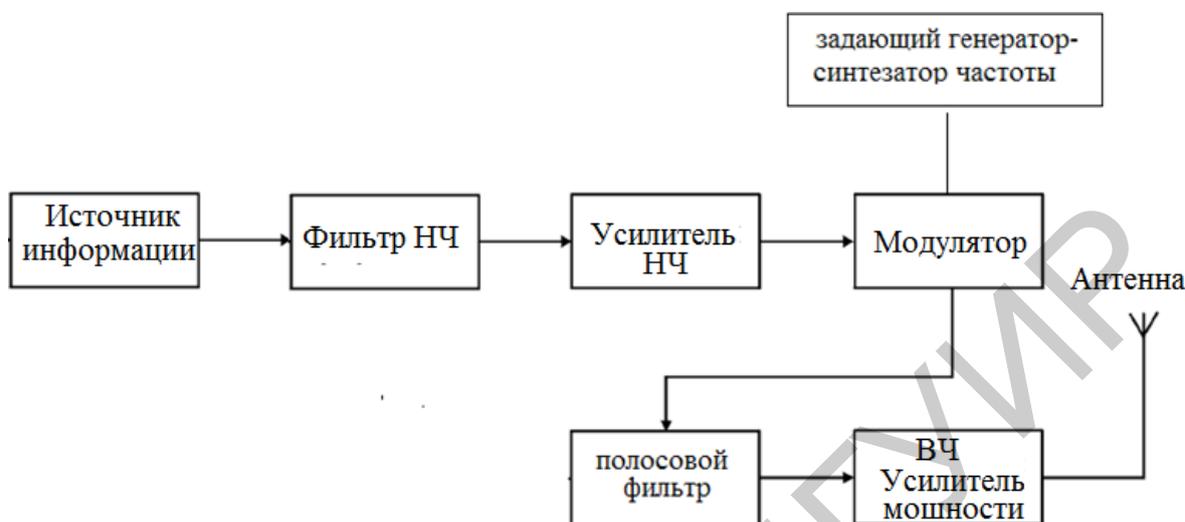


Рис. 15.1. Блок-схема радиопередающего устройства

Задающий генератор-синтезатор служит для получения высокочастотных колебаний, частота которых соответствует высоким требованиям к точности и стабильности частоты радиопередатчиков.

Наличие синтезатора позволяет проводить преобразование частоты задающего генератора, которая обычно постоянна, в любую другую частоту, которая необходима для обеспечения радиосвязи или вещания.

Синтезатор позволяет создавать ряд частот с высокой точностью и стабильностью, так как стабильность обеспечивается на фиксированной низкой частоте, а ВЧ-колебания формируются с использованием системы фазовой автоподстройки частоты.

Современные синтезаторы также выполняются с возможностью дистанционного или автоматического управления синтезируемой частотой.

Усилитель мощности позволяет увеличить мощность радиосигнала до заданного уровня. Одним из основных показателей также является высокий коэффициент полезного действия. Выходная цепь усилителя мощности выполняет функции согласования выхода мощного оконечного усилителя с антенной, фильтрации высокочастотных колебаний и передачи усиленных колебаний в антенну.

Для существенного повышения мощности используют метод сложения мощностей активных элементов, соединяя их параллельно или последовательно с нагрузкой. Иногда производят сложение в нагрузке мощности от отдельных блоков, общей нагрузкой которых является промежуточный контур, связанный с антенной, так как получить большую мощность от одного каскада усиления даже на мощных транзисторах зачастую невозможно. При сложении одной из важных

задач является наличие взаимной связи через нагрузку и источник возбуждения, которая ослабляется при использовании мостовых схем сложения мощности.

Модулятор служит для модуляции несущих высокочастотных колебаний передатчика передаваемым сигналом. В зависимости от назначения передатчика и вида модуляции (амплитудная, частотная, однополосная и др.) процесс модуляции может происходить по-разному.

Например, амплитудная модуляция (рис. 15.2) может производиться до усилителя мощности на низком уровне сигнала или же в усилителе мощности на высоком уровне сигнала, частотная модуляция может получаться в синтезаторе частоты либо (реже) в генераторе высокой частоты.

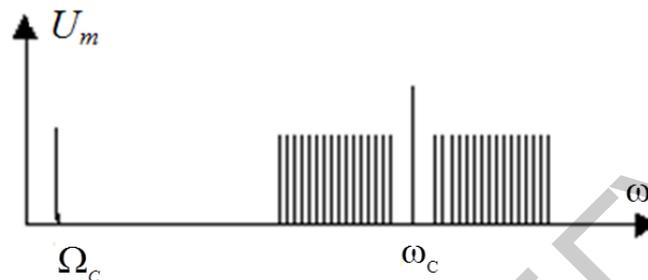


Рис. 15.2. Амплитудно-модулированный сигнал

Параметры любого радиопередающего устройства должны удовлетворять требованиям ГОСТов и рекомендациям МСЭ.

Технические показатели радиопередатчиков определяются рядом параметров в зависимости от назначения:

1. Диапазон частот несущих колебаний f_1, \dots, f_N .
2. Количество рабочих частот N внутри этого диапазона.
3. Шаг сетки рабочих частот, определяемый согласно выражению $\Delta f_{ш} = (f_N - f_1) / (N - 1)$, где $N \geq 2$.

Радиопередатчик может работать на любой из фиксированных частот внутри диапазона f_1, \dots, f_N .

4. Нестабильность частоты несущих колебаний. Различают абсолютную и относительную нестабильность частоты.

Абсолютной нестабильностью частоты называется отклонение частоты f излучаемого радиопередатчиком сигнала от номинального значения частоты $f_{ном}$. Относительной нестабильностью частоты называется отношение абсолютной нестабильности частоты к ее номинальному значению $\Delta f = \Delta f_{нест} / f_{ном}$. По существующим международным нормам отклонение от номинала частоты передатчика для радиосвязи на гектометровых волнах не должно превышать 0,005 %.

5. Выделенная полоса частот излучения.

6. Выходная мощность несущих колебаний – это максимальная активная мощность высокочастотных колебаний, поступающая в антенну при отсутствии модуляции при непрерывном излучении. Помимо цифры максимальной мощности, при непрерывной работе выходную мощность характеризуют

значениями *пиковой* мощности, которая может быть обеспечена в течение ограниченных промежутков времени.

7. Суммарная мощность, потребляемая передатчиком от источника или блока питания по всем цепям.

8. Коэффициент полезного действия, или промышленный КПД, – определяется как отношение выходной мощности радиопередатчика к потребляемой им мощности.

9. Вид модуляции и определяющие его параметры.

10. Параметры передаваемого сообщения.

11. Параметры, характеризующие допустимые искажения передаваемого сообщения.

12. Побочные излучения радиопередатчика – излучения на частотах, расположенных за пределами полосы, которую занимает передаваемый радиосигнал. К побочным излучениям относятся гармонические излучения передатчика, паразитные излучения и вредные продукты взаимной модуляции.

15.2. Радиоприемные устройства. Назначение, классификация и основные параметры

Радиоприемные устройства (РПрУ) предназначены для приема радиосигналов и преобразования их к виду, позволяющему использовать содержащуюся в них полезную информацию.

К **основным задачам радиоприема** относятся:

1) *обнаружение сигнала* – принятие решения о его наличии или отсутствии;

2) *различение сигналов* – принятие решения о том, какой из возможных сигналов принят;

3) *измерение параметров* сигнала;

4) *фильтрация сигнала* – принятие решения относительно формы модулирующего колебания;

5) *разрешение сигналов* – решение одной из задач радиоприема, сформулированных выше, при одновременном действии нескольких сигналов;

6) *распознавание образов* – принятие решения относительно источника сигнала по характеристикам сигнала.

Приемники классифицируют по следующим признакам:

1. По основному функциональному назначению: профессиональные и вещательные.

Вещательные приемники обеспечивают прием программ звукового и телевизионного вещания. Они имеют невысокую стоимость и, соответственно, при их производстве используются более простые технические решения.

К профессиональным приемникам относят связные, телеметрические, радиолокационные, телеуправления и многие другие. Они, как правило, отличаются большой сложностью и стоимостью.

2. По диапазону рабочих частот, то есть области частот настройки, в пределах которой обеспечиваются все другие электрические характеристики приемника.

3. По виду модуляции принимаемого сигнала классификация включает приемники:

- амплитудно-модулированных сигналов;
- частотно-модулированных сигналов;
- фазомодулированных сигналов;
- однополосных сигналов;
- импульсно-модулированных сигналов;
- цифровых сигналов

4. По условиям эксплуатации: стационарные, бортовые и переносные.

В радиоприемниках реализуются следующие **основные операции**: выделения сигнала от нужного радиопередатчика и из всей совокупности электрических колебаний, создаваемых в антенне внешними электромагнитными полями; усиления высокочастотного сигнала; детектирования, то есть преобразования высокочастотного модулированного сигнала в ток, изменяющийся по закону модуляции; усиления продетектированного сигнала.

Принятый сигнал после детектирования и усиления:

1) в аналоговых приемниках преобразуется в звук и изображение при помощи телефона, громкоговорителя и приемной телевизионной трубки

2) в цифровых системах происходит цифровая демодуляция, (далее в многоканальных приемниках разделение сигналов по отдельным каналам) и их обработка в цифровом тракте приема.

Основные показатели радиоприемников

Чувствительность – способность приемника принимать слабые сигналы. Она обычно оценивается наименьшим значением мощности радиосигнала в антенне, при которой возможен устойчивый прием с нормальным воспроизведением сигнала (1 В на нагрузке 1 кОм). На практике используют два понятия:

- предельная чувствительность – минимальная мощность $P_{c\ min}$ или напряжение $U_{c\ min}$ на входе приемника, при которых отношение сигнал/шум на выходе линейной части РПрУ равняется единице ($P/P_{ш}=1$ или $U/U_{ш}=1$);

- реальная (пороговая) чувствительность – минимальная мощность или напряжение на входе приемника, при которых обеспечивается заданное качество приема (заданное отношение сигнал/шум на выходе линейной части РПрУ).

Реальная чувствительность радиовещательных приемников находится в пределах 50–300 мкВ в зависимости от класса качества. Чувствительность приемников спутникового телевидения может составлять 10^{-14} – 10^{-15} Вт.

Высокая чувствительность может быть реализована на практике лишь в том случае, когда уровень внешних помех или собственных шумов на выходе приемника в несколько раз ниже уровня сигнала. Поэтому приемники разных

видов необходимо характеризовать не только их чувствительностью, но и так называемой реальной чувствительностью, под которой понимается минимальный уровень наводимого сигнала в антенне, при котором обеспечивается не только нормальная мощность на выходе, но получается определенное превышение уровня сигнала над уровнем внешних помех или собственных шумов.

Избирательность (селективность) радиоприемного устройства –

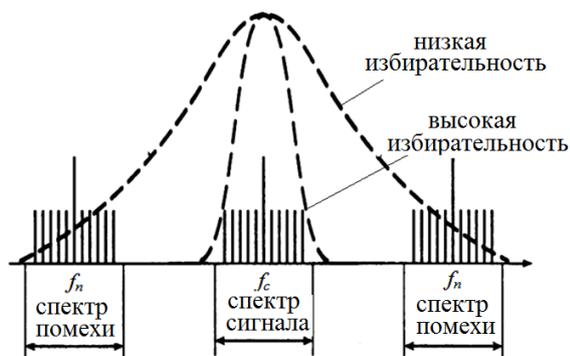


Рис.15.3. К пояснению избирательности радиоприемника.

способность выделять из различных сигналов, отличающихся по частоте, сигнал принимаемой станции. Избирательность зависит от формы амплитудно- частотной характеристики радиоприемника, то есть от зависимости коэффициента усиления от частоты входного сигнала при постоянной настройке приемника (рис. 15.3). Количественно избирательность оценивается коэффициентом избирательности, который показывает

относительное ослабление сигналов посторонних радиостанций, работающих на различных волнах по отношению к сигналам принимаемого передатчика, на частоту которого этот приемник настроен.

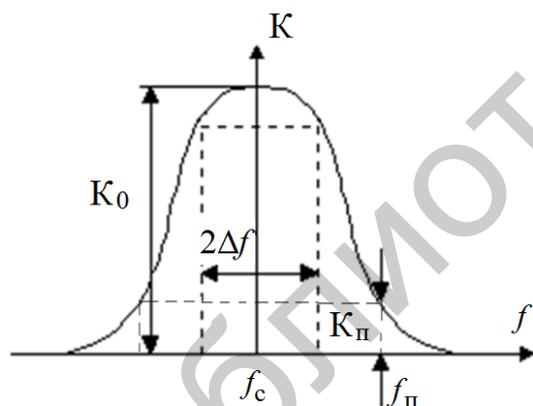


Рис. 15.4. Резонансная характеристика радиоприемника

Избирательность по соседнему каналу – основная для радиоприемных устройств, определяется как величина, равная отношению коэффициента усиления на частоте приема к коэффициенту усиления в полосе задерживания $S = K_0 / K_n$.

На рис. 15.4 показана резонансная характеристика приемника, где K_0 – коэффициент усиления на частоте приема для полосы пропускания на уровне 0,7; K_n – коэффициент усиления на частоте задерживания f_n на уровне 0,1K.

Избирательность удобно определять также в децибелах:

$$S_e(\text{дБ}) = 20 \lg S_e = K_0(\text{дБ}) - K_n(\text{дБ})$$

15.3. Структурные схемы радиоприемных устройств

По принципам обработки принимаемого сигнала радиоприемники принято делить на следующие типы: прямого усиления; прямого

преобразования; супергетеродинные с одинарным и двойным преобразованиями частоты

Структурная схема приемника прямого усиления изображена на рис. 15.5. Усиление сигнала производится непосредственно на частоте принимаемого сигнала вплоть до детектора, то есть на частоте, которая воспринимается антенной. В данной структурной схеме можно выделить основные тракты радиоприемника: высокой частоты (до детектора) и низкой частоты.

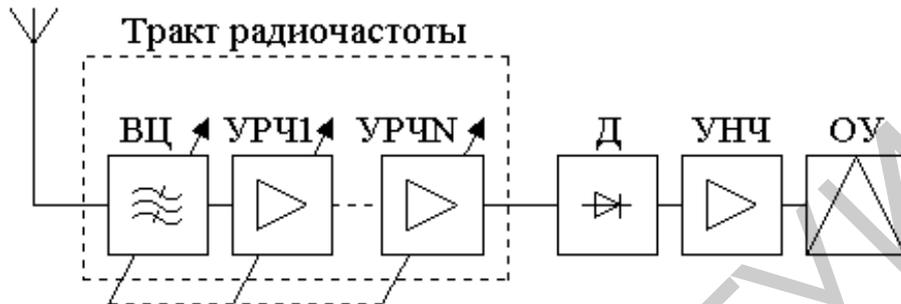


Рис. 15.5. Структурная схема приемника прямого усиления

Входная цепь (ВЦ) выделяет полезный сигнал из колебаний, наводимых в антенне от различных радиопередатчиков и других источников электромагнитных колебаний, и ослабляет мешающие сигналы.

Усилитель радиочастоты (УРЧ) усиливает поступающие из входной цепи полезные сигналы высокой частоты и обеспечивает дальнейшее ослабление сигналов мешающих станций.

Детектор (Д) преобразует модулированные колебания радиочастоты в колебания, соответствующие передаваемому сообщению: звуковому, телеграфному и др.

Усилитель низкой частоты (УНЧ) усиливает протектированный сигнал по напряжению и мощности до величины, достаточной для приведения в действие оконечного устройства (громкоговорителя, реле, приемной телевизионной трубки и др.).

Оконечное устройство (ОУ) преобразует электрические сигналы в исходную информацию (звуковую, световую, буквенную и др.).

Приемник прямого усиления обладает плохой избирательностью и невысокой чувствительностью, особенно в диапазонах коротких и ультракоротких волн, так как по мере повышения частоты возрастает полоса пропускания резонансной цепи и кроме полезного сигнала контур будет пропускать помеху.

Сделать селективную цепь приемника прямого усиления с прямоугольной или даже близкой к ней характеристикой практически невозможно, так как этот контур должен быть перестраиваемым, что снижает добротность контура. Полоса пропускания одиночного контура $2\Delta f$ и его добротность Q связаны

соотношением $2\Delta f = \frac{f_c}{Q}$, где f_c – частота принимаемого сигнала.

Фильтры, обеспечивающие близкие к прямоугольным характеристики избирательности, – это многоконтурные системы, перестраивать которые одной ручкой настройки невозможно, тем более на высоких частотах.

Усилитель радиочастоты на высокой частоте (при наличии неизбежной паразитной обратной связи, например, через источники питания или паразитные емкости) может самовозбудиться и превратиться в автогенератор. Вероятность самовозбуждения растет с ростом частоты и коэффициента усиления. Для повышения устойчивости работы УРЧ его коэффициент усиления приходится ограничивать.

Плохая избирательность и низкая чувствительность, изменяющиеся в рабочем диапазоне частот, являются существенными недостатками приемника прямого усиления, ограничивающими его использование.

Супергетеродинный приемник (рис. 15.6) использует преобразователь частоты, состоящий из смесителя (С) и гетеродина (Г). На выходе преобразователя мы получаем промежуточную частоту, усиливаемую в дальнейшем усилителе промежуточной частоты (УПЧ).

Преобразователь частоты – устройство, предназначенное для переноса спектра сигнала из одной области частот в другую без изменения амплитудных и фазовых соотношений между компонентами спектра.

Форма спектра сигнала и закон модуляции сигнала не меняются. Изменяется только значение несущей частоты сигнала f_c , которая становится равной некоторой преобразованной частоте $f_{пр}$.

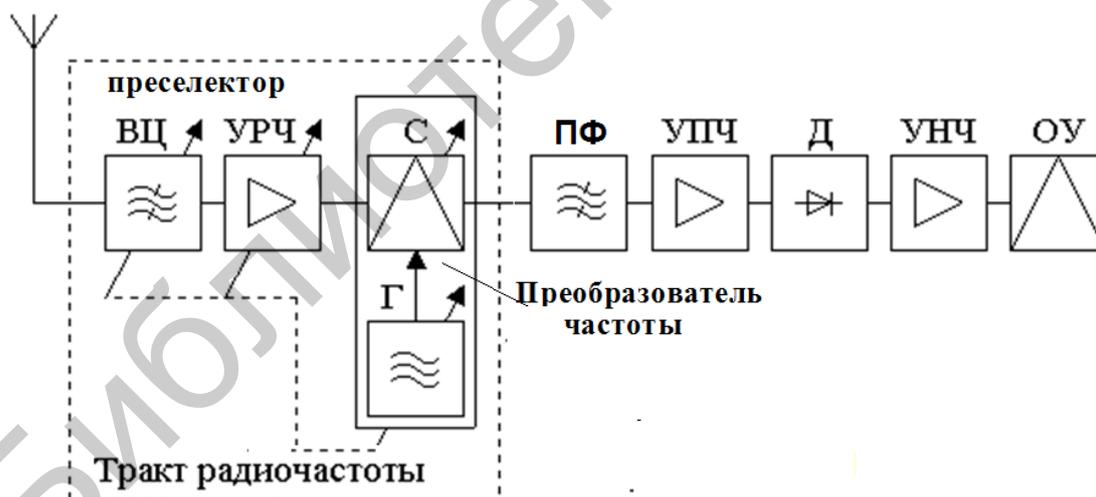


Рис. 15.6. Структурная схема супергетеродинного приемника

К преобразователю частоты кроме напряжения сигнала с частотой f_c , подводится напряжение гетеродина (маломощного автогенератора) с частотой f_g . При взаимодействии этих напряжений в преобразователе частоты возникают составляющие различных комбинационных частот, из которых используется только одна (рис. 15.7). Обычно используется составляющая $f_{пр} = f_g - f_c$, которая выделяется полосовым фильтром.

Как и в преобразователе, закон изменения модулирующего параметра сигнала в УПЧ не меняется. Поэтому часть супергетеродинного радиоприемника от входа до детектора называют *линейной* относительно модулирующего напряжения высокочастотного сигнала.

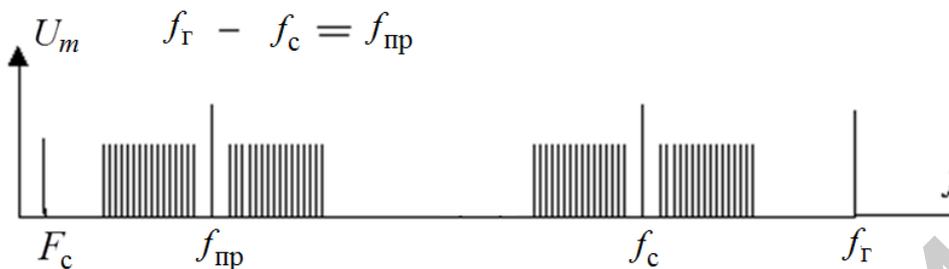


Рис. 15.7. Спектр сигнала на выходе преобразователя частоты

Преобразование несущей частоты радиосигнала в промежуточную приводит к улучшению фильтрации соседних каналов радиосвязи.

Например, пусть в антенне действует ЭДС сигналов с несущими частотами $f_1 = 20$ МГц (полезный сигнал) и $f_2 = 20,2$ МГц. Относительная разность частот между станциями $\frac{\Delta f}{f} = \frac{20,2 - 20}{20} = 0,01 = 1 \%$.

Контур в радиочастотном диапазоне имеет добротность 20–50, то есть относительную полосу пропускания 5–2 %.

В рассматриваемом примере станция f_2 отличается от избранной всего на 1 % и поэтому будет создавать заметную помеху.

Если произвести преобразование несущей частоты f_1 , то при частоте сигнала гетеродина $f_g = 20,5$ МГц получаются две промежуточные частоты $f_{пр1} = 20,5 - 20 = 0,5$ МГц и $f_{пр2} = 20,5 - 20,2 = 0,3$ МГц, относительная разность между которыми $\frac{\Delta f}{f} = \frac{0,5 - 0,3}{0,5} \cdot 100 = 40 \%$.

Как видно, относительная разность (при использовании переноса частоты) увеличилась от 1 до 40 %. В этих условиях станция, работающая на частоте f_2 , не будет помехой для фильтров преобразователя частоты, настроенных на частоту $f_{пр} = 0,5$ МГц, даже если их добротность соизмерима с добротностью контуров УРЧ.

В супергетеродинных приемниках основное усиление и избирательность осуществляются после преобразования частоты в усилителе промежуточной частоты.

Преобразователь частоты состоит из нелинейного элемента (смесителя) и местного генератора частоты $f_{гет}$ (гетеродина).

На вход смесителя преобразователя частоты поступает напряжение с частотой сигнала f_c и гармоническое напряжение от гетеродина с частотой f_g .

Ток нелинейного элемента преобразователя частоты содержит ряд гармоник с частотами

$$f = nf_c + mf_r,$$

где $n, m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ – целые положительные и отрицательные числа.

Избирательная система, включенная в нагрузку преобразователя, выделяет одну полезную компоненту, называемую промежуточной частотой.

На выходе преобразователя частоты включен фильтр промежуточной частоты ПФ с постоянной полосой частот, который выделяет преобразованный сигнал.

Важным достоинством супергетеродинного приемника является также то, что в процессе его перестройки на другую станцию промежуточная частота $f_{пр}$ не меняется. Достигается это за счет того, что при перестройке приемника на другую частоту сигнала f_c одновременно изменяется *резонансная частота преселектора и частота гетеродина* f_r таким образом, чтобы разность $f_r - f_c = f_{пр}$ осталась неизменной. Обеспечение постоянной разности частоты настройки преселектора и частоты гетеродина в диапазоне рабочих частот называется сопряжением настройки.

Поскольку ПФ и УПЧ не перестраиваются, то их характеристики не меняются и частотная характеристика контуров УПЧ может быть получена достаточно близкой к прямоугольной, так как в нем могут быть использованы фильтры любой степени сложности. Именно по этой причине супергетеродинные приемники обеспечивают высокую избирательность.

Поскольку УПЧ работает на существенно более низкой частоте, чем УРЧ, он может обеспечить существенно большее усиление, так как усилительные свойства элементов улучшаются по мере понижения частоты. Кроме того, при снижении частоты уменьшится влияние паразитных обратных связей, что способствует повышению коэффициента устойчивого усиления УПЧ. Это позволит обеспечить высокую чувствительность супергетеродинного приемника (порядка 1 мкВ).

Недостатком супергетеродинных приемников является наличие в них побочных каналов приема, главным из которых является зеркальный, который имеет несущую частоту $f_{зерк}$, отличающуюся от частоты полезного сигнала f_c на удвоенную промежуточную частоту $f_{зерк} = f_c + f_{пр}$ (рис. 15.8).

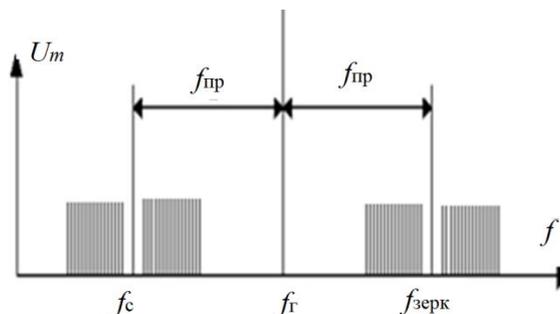


Рис. 15.8. Возникновение зеркальной помехи

Разность между $f_{\text{зерк}}$ и f_{Γ} равна промежуточной частоте, как и в случае полезного сигнала. Поэтому на преобразователь частоты поступают одновременно сигналы станций f_c и $f_{\text{зерк}}$, и на его выходе обе станции дадут напряжение промежуточной частоты.

Сигнал частоты помехи по зеркальному каналу $f_{\text{зерк}}$, попавший на преобразователь, является помехой и его ослабление должно происходить до преобразователя частоты.

Для улучшения избирательности необходимо соблюдение двух условий:

1) промежуточная частота должна быть высокой, тогда несущие частоты f_c и $f_{\text{зерк}}$ значительно различаются, при этом коэффициент передачи входной цепи (она тоже обладает резонансными свойствами) на частоте $f_{\text{зерк}}$ существенно меньше, чем на частоте f_c , и сигнал зеркальной станции будет значительно подавлен входной цепью;

2) при наличии в приемнике УРЧ зеркальная помеха должна дополнительно подавляться за счет избирательных свойств УРЧ.

Другим побочным каналом является также канал прямого прохождения, частота которого равна промежуточной. Помеха на частоте, равной промежуточной, может проходить через смеситель как через обычный усилитель. УПЧ усиливает помеху канала прямого прохождения так же, как и сигнал. В супергетеродинном приемнике существуют также побочные каналы приема, связанные с преобразованием на гармониках гетеродина. Вокруг этих гармоник могут располагаться помехи с частотами, отличающимися от них на промежуточную частоту.

Мешающее действие помехи канала прямого прохождения, как и зеркального канала, может быть ослаблено только в преселекторе.

В приемниках, работающих на магистральных линиях радиосвязи, требуются более высокие чувствительность и избирательность как по соседнему, так и по зеркальному каналам. Это невозможно выполнить при выборе одной промежуточной частоты, поэтому в таких приемниках применяют двойное преобразование частоты (рис. 15.9).

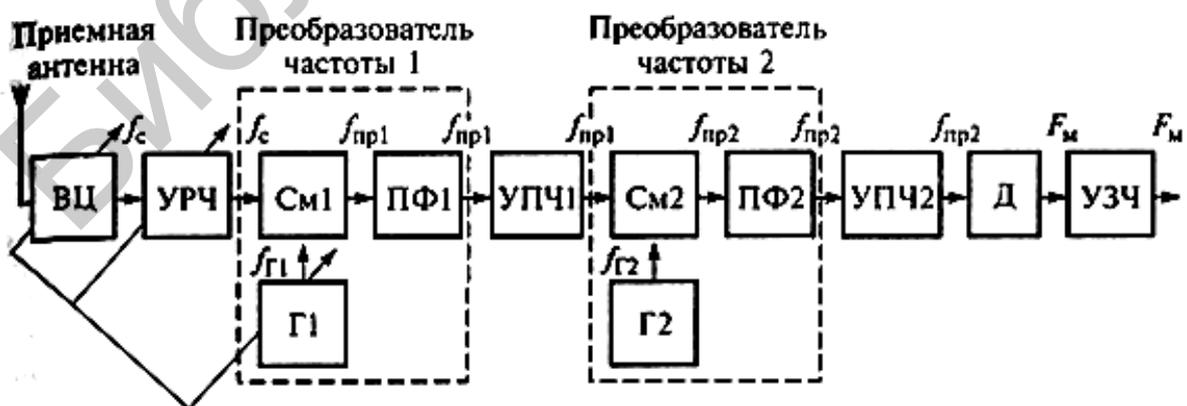


Рис. 15.9. Структурная схема приемника с двойным преобразованием

При двойном преобразовании частоты первую промежуточную частоту выбирают достаточно высокой (порядка 1 МГц), за счет чего обеспечивается высокая избирательность по зеркальному каналу. Вторая промежуточная частота выбирается достаточно низкой (порядка 100 кГц), что позволяет получить высокий коэффициент устойчивого усиления в каскадах УПЧ и таким образом повысить чувствительность приемника при высокой избирательности по соседнему каналу.

При этом частота первого зеркального канала имеет высокое значение и эффективно подавляется в преселекторе. Напряжение с частотой второго зеркального канала опасно лишь в том случае, если оно попадает на вход второго преобразователя. Помехи этой частоты должны быть подавлены до второго смесителя.

Практически это происходит в первом УПЧ. В профессиональных приемниках коротковолнового диапазона первую промежуточную частоту иногда выбирают значительно выше частоты сигнала. Такие приемники называют *инфрадинными*. В инфрадинном приемнике эффективно разрешается противоречие между требованиями к высокой избирательности по зеркальному и соседнему каналам.

При высоких значениях частоты гетеродина на качество радиоприема может оказывать влияние его нестабильность. Здесь особенно важно значение стабильности частоты первого гетеродина. Уменьшить влияние нестабильности частоты первого гетеродина можно путем его выполнения в виде *синтезатора частоты* с заданным шагом перестройки, представляющего устройство для формирования гармонических колебаний с заданными частотами из колебаний одного или нескольких высокостабильных опорных генераторов.

Если частоту гетеродина в супергетеродинном приемнике выбрать равной частоте принимаемого сигнала, то промежуточная частота будет равна нулю. При этом в приемнике обеспечивается прямое преобразование частоты радиосигнала в низкую звуковую частоту без предварительного ее переноса на промежуточную. Подобные приемники получили название *приемников прямого преобразования* и могут использоваться в профессиональных системах радиосвязи.

15.4. Современные радиопередающие и радиоприемные устройства и тенденции развития аналоговых и цифровых систем передачи

Радиопередающие устройства используются в системах телевизионного и радиовещания, телекоммуникации, радиолокации, радионавигации. Современное развитие микроэлектроники, аналоговой и цифровой микросхемотехники, микропроцессорной и компьютерной техники позволило получить резкое увеличение функциональных возможностей и улучшение эксплуатационных показателей передающих устройств.

Это 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.

Радиопередатчики, в которых используются цифровые способы формирования, обработки и преобразования колебаний и сигналов, позволили решить многие проблемы, не решаемые методами аналоговой схемотехники.

В области телекоммуникаций и вещания можно выделить основные непрерывно возрастающие **требования к системам передачи информации:**

- обеспечение помехоустойчивости в перегруженном радиоэфире;
- повышение пропускной способности каналов;
- экономичность использования частотного ресурса при многоканальной связи;
- улучшение качества сигналов и электромагнитной совместимости.

В системах вещания основной задачей является повышение качества сигнала на приемной стороне, что, очевидно, требует повышения объема передаваемой информации и, следовательно, перехода на цифровые стандарты вещания.

Задача обеспечения стабильности рабочих частот радиопередатчиков, а значит, и параметров передаваемых сигналов, требует цифровых методов формирования сигналов радиопередающих устройств, а также встроенных средств программного управления режимами работы каскадов, цифровых систем контроля параметров, авторегулирования и защиты от аварийных ситуаций.

Такие функции в передатчиках осуществляют специализированные микроконтроллеры, иногда совмещающие функции цифрового формирования передаваемых сигналов.

Очевидно, что появление и развитие цифровых радиопередающих устройств явилось неизбежным и необходимым этапом истории радиотехники и телекоммуникаций, позволив решить многие насущные задачи, недоступные аналоговой схемотехнике.

Современные цифровые радиопередатчики используют аналогово-цифровые методы синтеза частот и модуляции ВЧ-сигналов, а также полностью цифровые методы формирования ВЧ-сигналов, в частности, методы прямого цифрового синтеза частот и формирования модулированных сигналов.

При этом также имеется необходимость в аналоговых каскадах (процессы модуляции, фильтрации, усиления) при переносе спектра, сформированного цифровым способом сигнала (цифрового пакета) в область СВЧ.

Основные задачи применения цифровых технологий формирования и обработки сигналов в радиопередающих устройствах можно сформулировать следующим образом:

1. Преобразование передаваемых сообщений (входных аналоговых сигналов) в цифровые и формирование передаваемых цифровых потоков (кодирование, шифрование, формирование пакетов и групповых сигналов в соответствии с видом сигнала и конкретным стандартом цифрового кодирования), которые далее могут передаваться в зависимости от назначения передатчика с использованием цифровых или аналоговых видов модуляции.

2. Формирование эффективных видов модуляции с использованием цифровых методов модуляции ВЧ-сигналов и в перспективе использование универсальных цифровых квадратурных модуляторов.

3. Синтез частот и управление частотой, которые также часто совмещены с процессом модуляции.

4. Использование цифровых технологий в системах автоматического регулирования и управления передатчиками, индикации и контроля, в том числе сопряжения передатчика с компьютером, пользовательского интерфейса и цифрового дистанционного управления.

В современных радиоприемных устройствах важной особенностью является осуществление не только приема (в узком смысле), но и обработки сигналов с целью наилучшего извлечения информации. Особенно это касается радиоприемных устройств, работающих с сигналами современных систем связи.

С развитием цифровых технологий все большее внимание уделяется построению радиоприемных трактов с применением цифровой обработки сигналов (ЦОС), называемых в литературе *SDR* – Software Defined Radio. Эта технология основывается на возможности оцифровки принимаемого радиосигнала в реальном времени и последующей обработки программными или аппаратными цифровыми средствами – цифровыми сигнальными процессорами, ПЛИС и т. д.

Технология *SDR* позволяет осуществлять прием и демодуляцию сигналов, в которых используются цифровые виды модуляции, такие как *DPSK*, *QAM*, *GMSK* и т. д. В зависимости от частоты и ширины спектра принимаемого сигнала цифровая обработка в приемнике может использоваться как после переноса сигнала на фиксированную промежуточную частоту – обработка по ПЧ, так и непосредственно на радиочастоте.

Радиоприемники с цифровой обработкой сигнала по ПЧ относятся к супергетеродинному типу и имеют ряд преимуществ перед приемниками прямого преобразования: возможность работы в большом диапазоне частот, хорошая селективность и чувствительность во всем диапазоне. Приемники такого типа используются в профессиональной связной аппаратуре, к которой предъявляются жесткие технические требования. В числе недостатков цифровых супергетеродинных приемников – относительно высокое энергопотребление и большие размеры из-за использования аналоговых элементов.

При цифровой обработке сигнала по ПЧ для высокочастотных сигналов используется полосовая дискретизация (*under sampling*), которая позволяет обойти ограничение, накладываемое теоремой Котельникова для обработки узкополосных сигналов, у которых ширина спектра много меньше абсолютного значения центральной частоты. Этому условию соответствуют практически все радиосигналы. В этом случае теорема Котельникова звучит следующим образом: для сохранения информации о сигнале частота его дискретизации должна быть равной или большей, чем удвоенная ширина его полосы.

Общую структурную схему современных систем связи, ТВ и передачи данных можно представить в виде, показанном на рис. 15.10. Практически во всех современных системах связи используются методы *цифровой модуляции* и цифровая обработка сигналов при демодуляции.



Рис. 15.10. Структурная схема цифровой системы связи

На выходе источника может быть аналоговый (звуковой или видеосигнал) или цифровой сигнал. Далее сообщения, выданные источником, преобразуются в последовательность двоичных символов. При этом стоит задача эффективного преобразования выходного сигнала источника – как аналогового, так и цифрового – в последовательность двоичных символов (преобразования с наименьшей избыточностью). Этот процесс называют кодированием источника, при котором также происходит сжатие данных.

Последовательность двоичных символов от кодера источника поступает на **кодер канала**, который вводит избыточность в информационную двоичную последовательность, тем самым производит помехоустойчивое кодирование, позволяющее повысить надежность принятых на приемной стороне данных и улучшить верность воспроизведения принятого сигнала. Фактически избыточность в информационной последовательности помогает приемнику в декодировании переданной информационной последовательности.

Двоичная последовательность на выходе кодера канала поступает на **цифровой модулятор**, основная цель которого сводится к отображению информационной двоичной последовательности в соответствующий сигнал.

Канал связи – это физическая среда, которая используется для передачи сигнала от передатчика к приемнику. При беспроводной связи каналом может быть атмосфера (свободное пространство). С другой стороны, телефонные каналы обычно используют ряд физических сред, включая линии проводной связи, волоконно-оптические кабели и беспроводные линии (например, микроволновую радиолинию).

Средняя вероятность ошибки на бит для выходных символов декодера является удобной характеристикой качества демодулятора-декодера. В общем случае вероятность ошибки является функцией от характеристик кода, форм сигналов, используемых для передачи информации по каналу, мощности

передатчика, характеристик канала, а именно уровня шума, природы интерференции и т. д., и методов демодуляции и декодирования.

На заключительной стадии, когда восстанавливается аналоговый выходной сигнал, декодер источника принимает выходную последовательность от декодера канала и, используя метод кодирования источника, примененного на передаче, восстанавливает исходную форму сигнала источника. Ошибки декодирования и возможные искажения в кодере и декодере источника приводят к тому, что сигнал на выходе декодера источника является приближенной копией исходного сигнала источника. Разность или некоторая функция разности между исходным и восстановленным сигналом является мерой искажения, внесенной цифровой системой связи.

Библиотека БГУИР

16. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ТВ

16.1. Цифровое ТВ и стандарты ТВ-вещания

Преимущества цифровых методов передачи ТВ-сигналов по сравнению с аналоговыми заключаются в следующем:

- возможность широкого применения электронных запоминающих устройств, причем качество цифровых сигналов почти не зависит от времени их хранения;

- отношение сигнал/шум почти не зависит от числа выполняемых с цифровыми ТВ-сигналами операций;

- выходной сигнал цифровых ТВ-трактов не зависит от стабильности их коэффициентов усиления;

- в значительно меньшей степени проявляются нелинейные искажения;

- возможность применения методов электронно-вычислительной техники при кодировании, преобразовании и анализе ТВ-изображения.

Поскольку разработка новых цифровых стандартов базировалась на аналоговых системах ТВ, исходя из принципа совместимости, то необходимо рассмотреть основные *характеристики стандартов аналогового ТВ*.

Стандартом ТВ-сигнала называют совокупность определяющих его основных характеристик, таких, как способ разложения изображения, число строк и кадров, длительность и форма синхронизирующих и гасящих импульсов, полярность сигнала, разнос между несущими частотами изображения и звукового сопровождения и метод модуляции последней, параметры предыскажающей цепи звукового сигнала.



Рис. 16.1. Телевизионный растр

Независимо от стандарта **общим принципом формирования изображения является принцип разбиения изображения на отдельные элементы и поэлементной передачи всего изображения в виде совокупности строк и кадров** (телевизионного растра). Сигнал изображения формируется во время прямого хода луча. Во время обратного хода луч должен быть погашен, иначе, двигаясь в противоположном направлении, он нарушит правильное

распределение электрических зарядов на фотомишени передающей трубки, а на экране кинескопа появятся светлые наклонные линии, ухудшающие качество изображения. На рис. 16.1 показан принцип линейной построчной развертки. Электронные лучи гасятся подачей на электронные прожекторы передающей и приемной трубок специально сформированных гасящих импульсов. Для правильного воспроизведения изображения все развертывающие устройства телевизионной системы должны работать синхронно и синфазно, то есть если, например, на экране кинескопа

воспроизводится начало первой строки передаваемого изображения, то электронный луч должен находиться в верхнем левом углу экрана, а при воспроизведении конца последней активной строки второго полукадра – в правом нижнем углу. Синхронная и синфазная работа развертывающих устройств передающих камер и телевизионных приемников достигается подачей специальных синхронизирующих импульсов в конце прямого хода каждой строки.

Для черно-белого телевидения в различных странах существует 10 стандартов, которые принято обозначать латинскими буквами *B, D, G, H, I, K, K1, L, M, N*. Для цветного телевидения добавляется метод передачи сигналов цветности совместно с сигналом яркости. По способу передачи сигналов цветности различают три стандарта цветного телевидения: *SECAM, NTSC* и *PAL*. Каждая из трех систем может применяться с любым из 10 стандартов черно-белого ТВ-вещания, давая 30 возможных комбинаций. На практике применяются девять разновидностей *PAL*, шесть – *SECAM* и один стандарт из группы *NTSC*.

Стандарты аналогового ТВ:

NTSC (National Television Standards Committee). Эта система была разработана в США и принята для вещания в 1953 г. Стандарт обеспечивает разрешение в 525 строк, обновляется с частотой 30 кадров в секунду (или 60 полукадров (полей) с учетом чересстрочной развертки). Основным недостатком *NTSC* – высокая чувствительность к искажениям сигнала на уровне канала передачи. В настоящее время этот стандарт используется в большинстве стран Северной и Южной Америки и некоторых азиатских государствах.

PAL (Phase Alternation Line) – используемый практически во всем мире стандарт, принятый в 1967 г. Его главное преимущество перед американской разработкой – высокая стабильность информации об оттенке изображения. Сигнал имеет разрешение 625 строк при 25 кадрах в секунду (50 полей).

SECAM (Sequential Color With Memor) начали использовать в некоторых странах с 1969 г. Этот стандарт, как и *PAL*, имеет большое вертикальное разрешение (625 строк). При этом передача двух цветоразностных сигналов производится последовательно, а сигнал яркости – непрерывно, что позволяет получать устойчивый оттенок и стабильную насыщенность изображения.

Общую структуру ТВ-сигнала рассмотрим на примере сигнала *SECAM*. На рис. 16.2, а показан вид видеосигнала вместе со строчными синхроимпульсами, на рис. 16.2, б – вместе с кадровыми синхроимпульсами.

Рассмотрим структуру и основные особенности ТВ-сигнала.

1. Видеосигнал несет информацию о яркостях передаваемых точек изображения – это то, что мы видим на экране телевизионного приемника.

2. Строчные и кадровые гасящие импульсы (СГИ и КГИ) предназначены для гашения лучей передающих трубок и кинескопа на время обратного хода разверток по строкам и кадрам соответственно. Это необходимо для того, чтобы светлые линии обратного хода не создавали помех на изображении в виде ряби от горизонтальных линий строчной развертки и наклонных линий по экрану от

кадровой развертки. Гасящие импульсы передаются в конце каждой строки и полукадра на уровне черного.

3. Строчные и кадровые синхронизирующие импульсы (ССИ и КСИ) предназначены для обеспечения синхронной (одновременной) работы развертывающих устройств на передающей и приемной стороне. Этим достигается привязка начала координат разверток по горизонтали и вертикали телевизора и передающего оборудования.

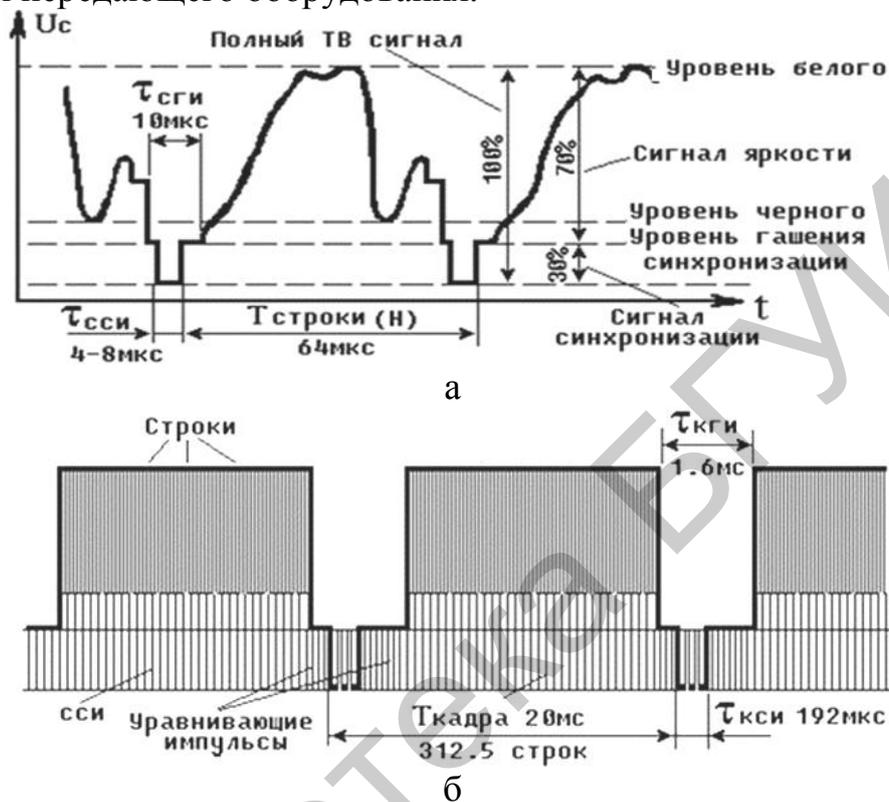


Рис. 16.2. ТВ-сигнал со строчными (а) и кадровыми (б) синхроимпульсами

Это очень важные составляющие полного ТВ-сигнала, поскольку отсутствие КСИ приведет к срыву кадровой синхронизации, где изображение будет бежать вверх или вниз, а отсутствие ССИ – к срыву строчной синхронизации, где изображение будет бежать влево или вправо.

4. Врезки в КСИ обеспечивают нормальную работу строчной синхронизации во время действия КСИ. Отсутствие врезок приведет к искажению изображения в верхней части экрана за счет срыва строчной синхронизации во время действия КСИ, так как при одинаковом размахе синхроимпульсов во время действия КСИ ССИ передаваться не будут.

5. Уравнивающие импульсы предотвращают слипание строк четного и нечетного полукадра. Дело в том, что при чересстрочной развертке в каждом поле разворачивается 312,5 (целое число + половина) строк, причем если нечетный полукадр начинается с начала строки, то четный с ее половины. При этом меняется интервал между соседними строчными и кадровыми синхроимпульсами. Кроме того, в КСИ нечетного полукадра находится три врезки, а в КСИ четного полукадра – две. Для выравнивания импульсной

картины в четном и нечетном полукадрах применяют врезки двойной строчной частоты, а также вводят специальные уравнивающие импульсы двойной строчной частоты по пять штук до и после КСИ, как показано на рис. 16.2.

Системы SECAM, NTSC и PAL были разработаны для наземных ТВ-сетей, использующих амплитудную модуляцию несущей изображения.

При использовании аналоговых методов модуляции для передачи по волоконно-оптическим линиям связи также может использоваться АМ. В то же время при передаче по спутниковым каналам, где основной является частотная модуляция, сигнал проходит через тракты с неравномерной амплитудной и нелинейной фазовой характеристикой, что приводит к перекрестным искажениям сигналов яркости и цветности, ухудшающим качество изображения.

К тому же из-за треугольного спектра демодулированного шума при ЧМ сигналы цветности оказываются в области повышенной спектральной плотности мощности шума, что снижает помехоустойчивость приема этих сигналов. **Полное избавление от недостатков аналоговых систем стало возможным только при применении цифровых методов передачи.**

Однако **в цифровых системах** для передачи цветного ТВ-изображения с высоким качеством возникла новая общая для всех систем ТВ проблема, а именно большая скорость цифрового потока (около 200 Мбит/с), что значительно превышает пропускную способность как наземного ТВ-канала (полоса частот 8 МГц), так и спутникового ретранслятора с полосой пропускания 27–36 МГц.

В конце 80-х гг. был создан **алгоритм цифрового сжатия**, позволявший передать высококачественное изображение со скоростью 7–9 Мбит/с, изображение вещательного качества – со скоростью 3,5–5,5 Мбит/с и кинофильм (совокупность неподвижных изображений) со скоростью не более 1,5 Мбит/с.

На основе этого алгоритма Международная организация стандартизации приняла два стандарта обработки ТВ-изображения: *MPEG-1* для телевидения с невысокой разрешающей способностью и прогрессивной разверткой (компакт-диски, компьютерные игры, мультимедиа) и *MPEG-2* для вещательного телевидения с чересстрочной разверткой.

Дальнейшим развитием *MPEG-2* стал европейский стандарт цифрового ТВ-вещания *DVB* (Digital Video Broadcasting – широковещательное цифровое видео и его модификации), содержащий нормы на параметры модуляции, кодирования и передачи по каналам связи. Работы по проекту *DVB* начались в 1993 г. В результате для каждой физической среды передачи вещательного сигнала был разработан свой стандарт обработки и передачи транспортного потока, учитывающий ее специфику и одновременно максимально похожий на родственные стандарты. Стандарт спутникового вещания получил название *DVB-S* (Satellite – спутник), эфирного (наземного) вещания – *DVB-T* (Terrestrial – наземный), кабельного вещания *DVB-C* (Cable – кабель), вещания на переносной приемник – *DVB-H* (Hand-held – переносной).

Стандарты *DVB* обеспечивают условный доступ к передаваемым программам, что позволяет организовывать интерактивное ТВ-вещание.

В основе *DVB* лежит стандарт кодирования движущихся изображений и звукового сопровождения *MPEG-2*, а также, помимо методов кодирования и параметров транспортного потока, описанных в *MPEG-2*, определены методы помехоустойчивого кодирования, канального кодирования, модуляции несущих частот, передачи дополнительной информации, защиты информации от несанкционированного доступа.

Кроме сокращения данных, повышается информационная плотность результирующего цифрового потока путем использования эффективного математического кода для его описания.

***MPEG*-кодеры** сокращают видеоданные следующим образом:

- сокращается временная избыточность (кодируется только разностная информация);
- сокращается пространственная избыточность путем исключения мелких деталей там, где при просмотре сюжета это визуально не заметно;
- сокращается незначительная часть данных цветности.

Процесс сокращения данных в процессе *MPEG*-кодирования производится следующим образом. Прежде всего в оцифрованном ТВ-сигнале последовательно создается ряд опорных ***кадров*** (***I, Intra frame***).

Кадры состоят из макроблоков, представляющих собой небольшие фрагменты изображения размером 16×16 пикселей. Процессор *MPEG*-кодера анализирует текущие кадры и ищет идентичные или очень близкие макроблоки, сравнивая базовый и последующие кадры. В результате сохраняются только данные о различиях между кадрами, называемые вектором смещения (vector movement code). Макроблоки, которые не содержат изменений, игнорируются, и количество данных для передачи, таким образом, значительно снижается.

Для снижения влияния ошибок при передаче данных последовательные макроблоки объединяют в независимые друг от друга разделы (slices). В свою очередь каждый макроблок состоит из шести блоков, четыре из которых несут информацию о яркости (*Y*), а остальные два блока – информацию цветоразностных сигналов (*U/V*). Размер блоков, как правило, 8×8 пикселей. Блоки являются базовыми единицами, над которыми осуществляются основные математические операции кодирования, например, *дискретно-косинусное преобразование* (ДКП), являющееся частным случаем двухмерного преобразования Фурье, позволяющий провести замену массива отсчетов изображения соответствующего фрагмента на массив коэффициентов, соответствующих амплитудам частотных составляющих Фурье.

Возможность дальнейшего уменьшения скорости передачи двоичных символов при помощи ДКП основана, во-первых, на том, что корреляционные связи между коэффициентами ДКП значительно меньше, чем между элементами исходного изображения; во-вторых, на неравномерном распределении мощности ТВ-сигнала по частотным составляющим; в-третьих, на ограниченной способности человеческого зрения воспринимать изменения и искажения мелкой структуры изображения.

Все эти факторы позволяют уменьшать количество передаваемой информации путем отбрасывания тех частотных составляющих, для которых коэффициенты $F(U, V)$, получаемые при выполнении ДКП, оказываются меньше заданного порога. Однако отбрасываемая информация оказывается несущественной для зрительного восприятия, а возникающие изменения и искажения изображения не снижают или почти не снижают его субъективно-восприимчивого качества. Таким образом, использование ДКП совместно с принципом передачи данных о различиях между кадрами создает возможность уменьшения скорости передачи двоичных символов и, следовательно, требуемой ширины полосы частот канала связи.

16.2. Дискретизация ТВ-сигнала при цифровом кодировании

В табл. 16.1 указан ряд уровней, то есть форматов кодирования, обеспечивающих указанное разрешение в телевизионном растре и соответствующее сокращение количества передаваемых данных и уменьшение скорости цифрового потока.

Таблица 16.1

	Название уровня	Формат/ Макс. скорость потока	Профили				
			Простой (Simple Profile)	Главный (Main Profile)	Масштабируемый по шуму (SNR Scaleable Profile)	Масштабируемый по разрешению (Spatially Scaleable Profile)	Высокий (High Profile)
Уровни	Низкий (Low Level)	352×288×25 352×240×30 4 Мбит/с		MP@LL	SNRP@LL		
	Главный (Main Level)	720×576×25 720×480×30 15 Мбит/с	SP@ML	MP@ML	SNRP@LL		HP@ML
	Высокий- 1440 (High-1440 Level)	1440×1152×25 1440×960×30 60 Мбит/с		MP@H14L		SSP@H14L	HP@H14L
	Высокий 1920 (High-1920 Level)	1920×1125×25 1920×960×30 80 Мбит/с		MP@HL			HP@HL
Формат дискретизации			4:2:2	4:2:0		4:2:0 4:2:2	

Для понимания параметров, указанных в табл.16.1, необходимо отметить, что первой операцией процесса цифрового кодирования аналогового ТВ-сигнала является его дискретизация, которая представляет собой замену непрерывного аналогового сигнала $U(t)$ последовательностью отдельных во времени отсчетов этого сигнала.

Что касается дискретизации ТВ-сигнала, установлено, что глаз человека содержит совокупность рецепторов (рецептивные поля), кодирующих одновременно большие группы элементов изображения, реагируя при этом не

столько на их яркость, сколько на форму, выделяя из фона изображения наиболее его информативную часть: контуры, перепады восстанавливать яркости. Такие свойства позволяют зрительному аппарату восстанавливать целостные контуры даже при их распаде на отдельные элементы вследствие дискретизации или из-за воздействия случайных помех. В изображениях существуют значительные статистические связи, к которым в результате эволюционного развития приспособился наш зрительный аппарат.

Эти свойства зрительного анализатора позволяют допустить, что в ТВ-системе необязательно обеспечивать условия для передачи каждого из элементов изображения. Можно удовлетвориться возможностью передачи ТВ-системой определенного ансамбля конфигураций, при этом с пониженным (по отношению к стандарту) числом элементов. Это позволяет определить требования к дискретизации ТВ-сигнала.

Формат дискретизации, указанный в табл.16.1, означает соотношение частот дискретизации яркостной и цветоразностной составляющей ТВ- сигнала. Согласно теореме Котельникова: «частота дискретизации f_d должна быть в два раза больше граничной (максимальной) $f_{гр}$ ». Второе важное соображение, которое необходимо учитывать – **частота дискретизации должна быть целым кратным от частоты строк, чтобы на периоде строки помещалось целое число отсчетов сигнала.** В соответствии с рекомендацией *ITU* (Международного телекоммуникационного союза) выбрано одно значение частоты дискретизации сигнала яркости $f_d (EY) = 13,5$ МГц (по теореме Котельникова), которое дает возможность получить 864 отсчета в строке с разложением на 625 (*SECAM*) и 858 отсчетов при разложении на 525 строк (*PAL*).

Для цветоразностных сигналов выбрана частота дискретизации 6,75 МГц. При этом достигается фиксированная относительно телевизионного раstra структура отсчетов. Они располагаются в узлах прямоугольной решетки образуя так называемую ортогональную структуру дискретизации (рис. 16.3), которая характеризуется заметной избыточностью в разрешающей способности системы по диагональным направлениям.

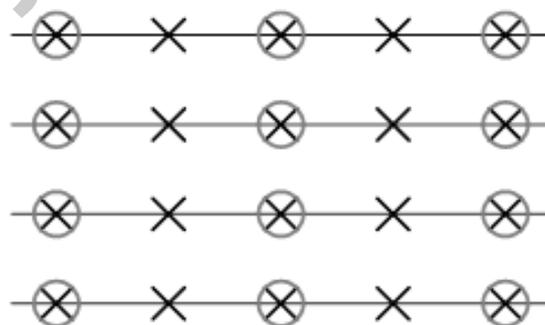


Рис. 16.3. Ортогональная структура дискретизации:
 X – отсчеты сигнала яркости; \otimes отсчеты сигнала цветности

Устранить эту избыточность можно путем уменьшения числа отсчетов (то есть уменьшая частоту дискретизации).

После дискретизации $u(t)$ можно представить в виде суммы произведений отсчетов сигнала и δ -функции:

$$u(nT) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} u(t)\delta(t-nT), \quad (16.1)$$

где δ – дельта-функция; T – период дискретизации.

Спектр дискретизированного сигнала $S_D(f)$ можно получить после преобразования Фурье:

$$S_D(f) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} S(f - nf_D), \quad (16.2)$$

где $S(f)$ и $S_D(f)$ – спектры исходной функции и дискретизированного сигнала, которые сдвинуты один относительно другого на $f_D, 2f_D, \dots$ и т. д. (рис. 16.4).

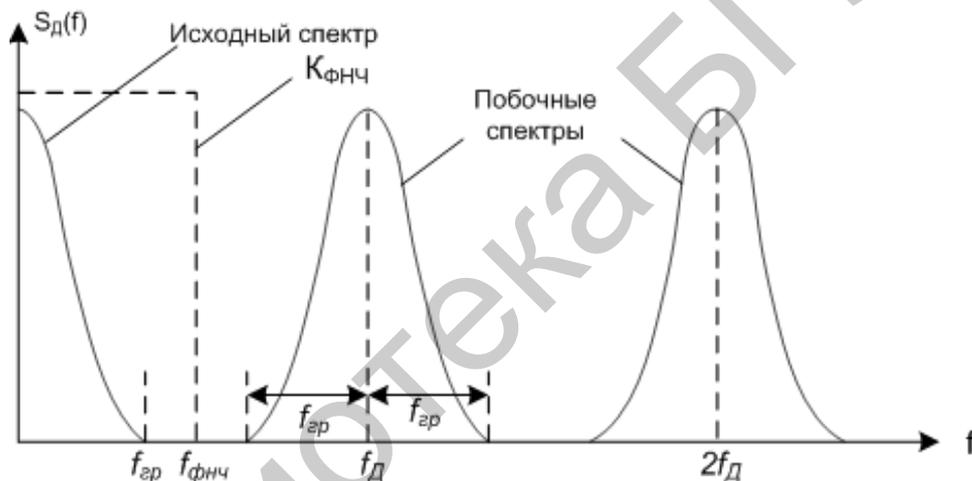


Рис. 16.4. Спектр сигнала после дискретизации

Из рис. 16.4 видно, что для выбранной частоты дискретизации 13,5 МГц при полосе частот яркостного сигнала, равной 5,75 МГц, выполняется теорема Котельникова и возможно восстановление сигнала после дискретизации. Таким образом, частота дискретизации должна быть выбрана не менее 12,5 МГц, а для цветоразностных сигналов в два раза меньше – 6,75 МГц.

По аналогии с аналого-цифровым преобразованием композитных сигналов *PAL* и *NTSC*, где частота дискретизации выбиралась равной учетверенной частоте цифровой поднесущей, частота 13,5 МГц называется «четверкой», а частота 6,75 МГц – «двойкой». Таким образом, полный цифровой компонентный видеосигнал из Рекомендации ВТ.601 описывается в формате 4:2:2. Компоненты его называются Y, C_B, C_R и связаны с исходными яркостными и цветоразностными составляющими $Y, R-Y, B-Y$ следующими соотношениями [18, 19]:

$$Y = 0,299 R + 0,587 G + 0,114 B; \quad C_R = 0,713 (R-Y); \quad C_B = 0,546 (B-Y).$$

В формате изображения 4:2:2 на четыре отсчета сигнала яркости приходится по два отсчета сигнала цветности в четных и нечетных строках. В формате 4:2:0 на четыре отсчета сигнала яркости приходится по два отсчета сигнала цветности в четных строках и ни одного в нечетных.

Как видно из рис. 16.5, в форматах 4:2:2 и 4:2:0 цветовая четкость по горизонтали в два раза меньше, чем яркостная. В форматах 4:2:2 и 4:1:1 цветовая четкость по вертикали такая же, как и яркостная. В формате 4:2:0 цветовая четкость по вертикали в два раза меньше, чем яркостная. Ясно, что в формате 4:4:4 яркостная и цветовая четкость равны в обоих направлениях, а формат 4:0:0 – черно-белое телевидение.

В формате 4:4:4 оба цветоразностных сигнала передаются в каждой строке и дискретизируются с частотой яркостного сигнала. Такой формат называется расширенным.

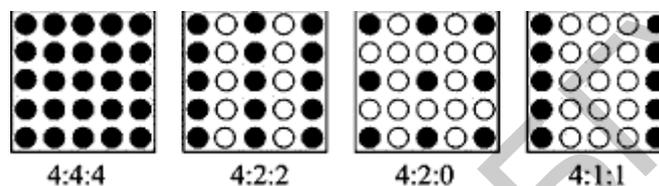


Рис. 16.5. Графическое представление стандартов цифрового кодирования телевизионного сигнала

Очевидно, что **формат напрямую связан с качеством передаваемого цифрового сигнала и с уровнем ТВ-вещания** (см. табл. 16.1).

Уровень High-1440 (1440 x 1152 элементов) соответствует телевидению высокого разрешения (высокой четкости) с форматом экрана 4:3 (стандартный экран), а уровень High (1920 x 1152 элементов) – телевидению высокого разрешения (*HDTV*) с форматом экрана 16:9 (широкоформатное изображение). Вертикальные столбцы таблицы соответствуют новой градации (то есть *MPEG-2*) цифровых телевизионных систем – профилям. С переходом на более высокие профили, то есть при продвижении по таблице направо, увеличивается количество используемых методов кодирования, появляются новые свойства телевизионной системы, но, естественно, усложняется аппаратура и алгоритмы обработки сигналов.

Как видно из табл. 16.1, на главном уровне (Main), соответствующем телевидению обычного разрешения, скорость передачи двоичных символов в канале связи достигает 15 Мбит/с.

Сравнив эту величину с исходной величиной до сжатия, составляющей 216 Мбит/с, что соответствует параллельному стыку по Рекомендации 601 МККР, можно видеть, что осуществляется **сжатие потока информации примерно в 15 раз**.

Режим Main Profile @ Main Level (MP@ML) в настоящее время широко используется в системах *DVB*.

На более высоких уровнях главного профиля, соответствующих HDTV, скорость передачи в канале связи возрастает до 60 или 80 Мбит/с. Следует подчеркнуть, что для всех уровней разрешения данного профиля используется один и тот же набор методов кодирования. В этом заключается совместимость разных уровней. На более высоких уровнях кодеры и декодеры должны иметь большее быстродействие и больший объем памяти. Аппаратура более высоких уровней разрешения может работать на более низких уровнях разрешения.

Высшие профили стандарта MPEG-2 характеризуются наличием масштабируемости, которая была упомянута выше. Кроме того, на высших профилях возможно применение компонентного кодирования сигналов не только через строку (4:2:0), но и в каждой строке (4:2:2).

16.3. Особенности передачи цифровых ТВ-сигналов по каналам связи

Можно считать, что в настоящее время в мире завершается второй этап развития цифрового ТВ и идет реализация третьего этапа развития цифрового телевидения – создание полностью цифровых телевизионных систем. Это же касается и систем передачи как цифровых потоков ТВ, так и потоков передачи данных любой природы по каналам связи.

Главными требованиями к средствам передачи цифровых сигналов ТВ по каналам связи являются использование существующих каналов телевизионного вещания и обеспечение при этом высокой помехоустойчивости. Невыполнение первого из этих требований привело бы к необходимости менять сложившееся распределение частотных диапазонов по каналам, заменять передающие и приемные антенны, переходить к использованию более широкополосных передатчиков и радиочастотных трактов ТВ-приемников.

На рис. 16.6 показана структурная схема системы ТВ-вещания, отражающая общие принципы построения системы цифрового телевидения.

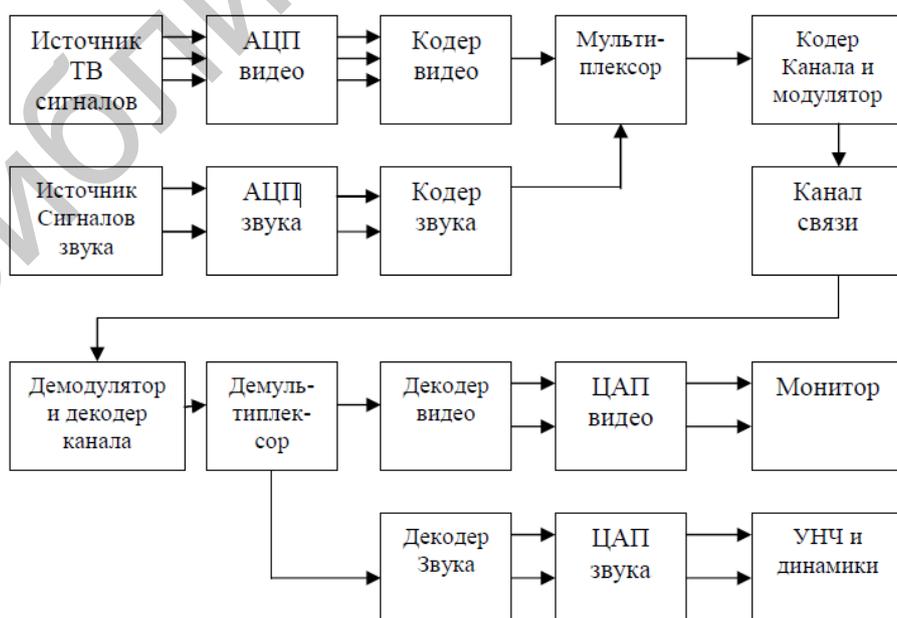


Рис. 16.6. Структурная схема системы ТВ-вещания

Источник аналоговых телевизионных сигналов формирует яркостный сигнал E_Y и цветоразностные сигналы E_{R-Y} , E_{B-Y} (а также тактовые импульсы, синхронизирующие моменты выборок), которые поступают на АЦП, где преобразуются в цифровую форму.

В современной аппаратуре АЦП реализуется в виде одной БИС. Выходные сигналы АЦП образуют параллельный n -разрядный двоичный код, представляющий получающееся в результате аналого-цифрового преобразования число.

В следующей части системы, называемой кодером изображения, или кодером видео, осуществляется эффективное кодирование видеoinформации с целью уменьшения скорости передачи двоичных символов в канале связи.

При передаче высокоскоростных цифровых потоков информации требуется выполнить условие, вытекающее из известного уравнения Шеннона, а именно, по каналу связи с шириной полосы пропускания ΔF можно передавать ΔF бит информации за 1 с. То есть эффективность использования полосы частот канала связи составляет 2 бит/с/Гц.

Таким образом, для передачи в последовательной форме цифрового телевизионного сигнала со скоростью передачи двоичных символов 216 Мбит/с (без сжатия) необходим канал связи с шириной полосы 108 МГц.

Ясно, что ни стандартный канал наземного телевизионного вещания, имеющий ширину полосы 8 МГц, ни спутниковый канал связи, имеющий ширину полосы 27 МГц, непригодны для передачи цифрового телевизионного сигнала. Поэтому одной из важнейших задач в области цифрового телевидения была задача сокращения скорости передачи двоичных символов и, соответственно, требуемой полосы частот связи. Частично эту задачу решили рассмотренные ранее системы канала цифрового сжатия, основанные на стандартах группы *MPEG*. Так, используя стандарт *MPEG-2* мы получаем все еще большую скорость цифрового потока, например, на выходе кодера *MPEG-2* высокого уровня основного профиля (кодера видео) – до 80 Мбит/с (см. табл. 16.1).

Очевидно, что без эффективного кодирования невозможно обеспечить передачу сигналов цифрового телевидения по стандартным каналам связи. Поэтому для передачи сигналов цифрового ТВ необходимо увеличивать эффективность использования полосы частот канала связи, что достигается применением более сложных цифровых методов *модуляции несущей при выполнении канального кодирования*.

16.4. Методы канального кодирования и системы передачи цифрового ТВ

Используемые в телевещании три канала связи – спутниковый, кабельный и наземный – существенно отличаются по своим параметрам. Самое большое отличие при организации вещания заключается в различном характере помех, действующих в каналах вещания.

Кроме того, поскольку система цифрового ТВ-вещания должна была использовать существующие частотные планы и в течение длительного

переходного периода обеспечивать вещание наряду с действующими аналоговыми телевизионными системами (в СНГ – это системы стандарта *D, K/SECAM*), она должна обладать требуемой помехозащищенностью со стороны аналоговых систем и не должна создавать для них недопустимых помех. Поэтому в стандарте *MPEG*, а также в *DVB* проводится дополнительное канальное кодирование.

Стандарты *MPEG* устанавливают два уровня кодирования (рис. 16.7): пакетированные элементарные потоки *PES* (Packetized Elementary Stream) и мультиплексированные транспортные потоки *TS* (Transport Stream).

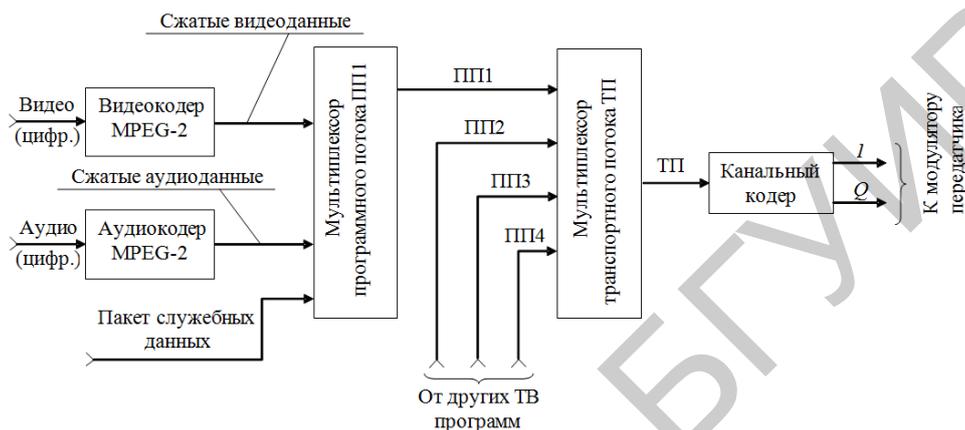


Рис. 16.7. Тракт формирования *MPEG*-сигнала

Стандартизированный пакетный транспортный поток цифрового телевидения *TS* содержит дополнительные данные, которые помогают приемнику распознать возможные ошибки и избавиться от них. Но поскольку это увеличивает объем передаваемой информации, устанавливается разумный компромисс между требованиями к безопасной передаче сигнала и экономичным использованием всего объема канала.

В наземных и спутниковых системах цифрового телевидения для этого применяют предварительную коррекцию ошибок, использующую код Рида – Соломона с перемежением: исходный цифровой сигнал разбивается на блоки при помощи системы Interleave со сверточным кодом (еще один вид помехоустойчивого кодирования). Декодер Рида – Соломона обрабатывает каждый блок для исправления ошибок и восстановления исходных данных. Число и типы ошибок, которые могут быть исправлены, зависят от характеристик кода Рида – Соломона.

В кабельных сетях, поскольку сигнал в них менее подвержен внешним помехам и обладает, как правило, на два порядка лучшим соотношением сигнал/шум, необходимость в разбивке на блоки и применении сверточного кода отпадает.

Канальный кодер также использует квадратурные виды модуляции, что позволяет одновременно увеличить количество передаваемой информации в единицу времени, сократить используемую полосу частот и повысить

помехоустойчивость ТВ-системы. В разд. 3 были рассмотрены принципы формирования таких сигналов.

Чем выше количество информации, переносимое одним символом, тем выше число возможных состояний, которое может принять изменяемый в процессе модуляции параметр модулируемого сигнала (виды модуляции с большим числом таких состояний называют *многопозиционными*), и соответственно тем выше эффективность использования частотного спектра.

Однако, чем большее число состояний может принимать модулирующий сигнал, тем меньше существует различий в параметрах этих состояний, а значит, демодуляция такого сигнала в условиях помех может стать затруднительной. Поэтому эффективность использования частотного спектра обычно связана с возможно достижимым отношением сигнал/помеха, и при выборе этих параметров (то есть методов канального кодирования) необходим компромисс.

В телевидении может применяться *QAM*-модуляция различного уровня от *16-QAM* до *256-QAM*. Уровень модуляции определяет количество состояний несущей, используемых для передачи информации. Число бит, передаваемых одним состоянием, определяется как $\text{Log } N$, где N – уровень модуляции.

Так, модуляция *16-QAM* передает 4 бита информации, а модуляция *256-QAM* – 8 бит.

Стандарт *DVB-C* (рис. 16.8), например, предлагает в качестве основной использовать 64-уровневую *QAM*-модуляцию, позволяющую в кабельном канале с полосой пропускания 7,92 МГц обеспечить скорость передачи данных 41,34 Мбит/с и полезную скорость с учетом помехоустойчивого кодирования – 38,1 Мбит/с.

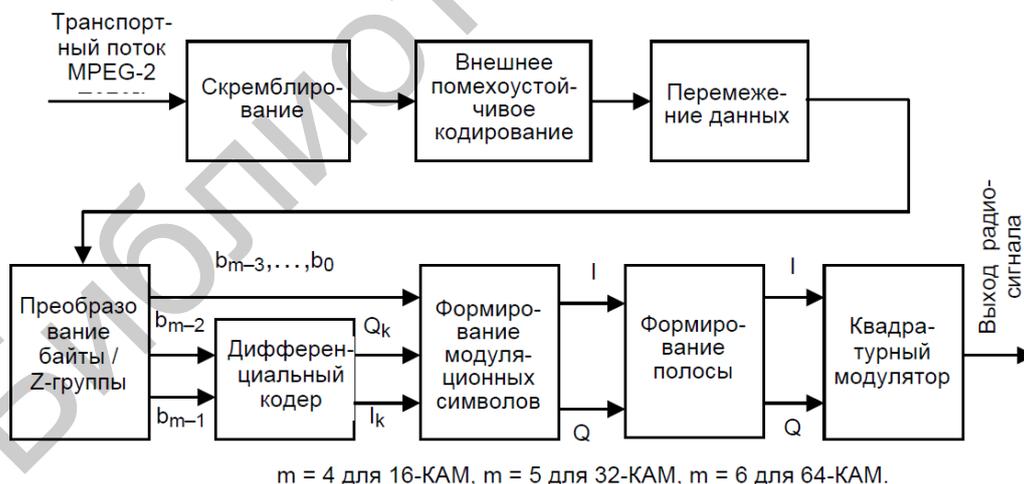


Рис. 16.8. Тракт формирования сигнала цифрового ТВ-стандарта *DVB-C*

Сигналы этого уровня не предъявляют особых требований к качеству распределительного тракта и, как правило, могут быть добавлены в уже существующие сети.

Хорошее отношение сигнал/шум (S/N), согласно теореме Шеннона, снижает вероятность ошибок *BER* (Bit Error Rate – частота ошибочных бит) и

позволяет обойтись одной ступенью помехоустойчивого кодирования. Однако пакетные ошибки не исключены, поэтому перемежение остается составной частью помехоустойчивого кодирования.

В системе *DVB-T* (рис. 16.9) транспортные потоки *MPEG-2* перед канальным кодированием проходят этапы помехоустойчивого кодирования и перемежения данных для повышения равномерности цифрового потока, и далее происходит формирование модуляционных символов и процесс *OFDM*-модуляции.

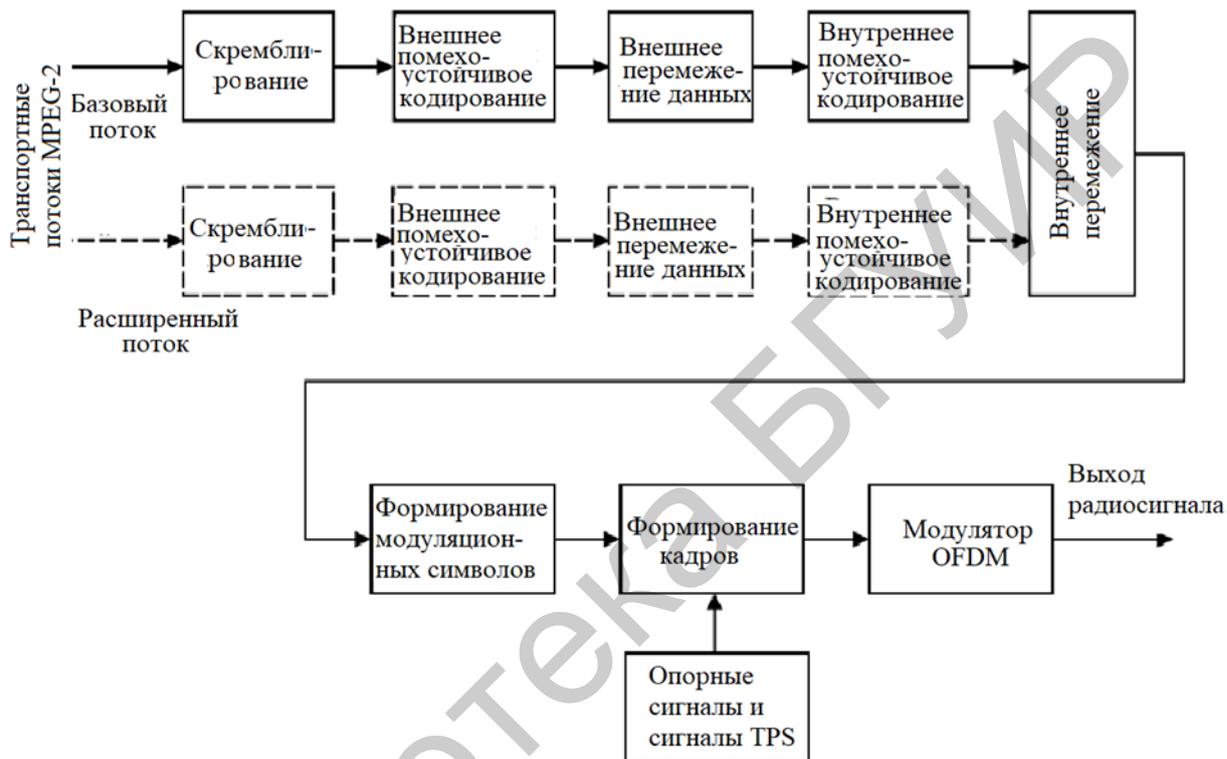


Рис. 16.9. Тракт формирования сигнала цифрового ТВ-стандарта *DVB-T*

При традиционных амплитудных, частотных или фазовых модуляциях информационный сигнал передается одним несущим сигналом. При этом искажениям от воздействия помех может подвергаться как несущий, так и непосредственно модулируемый сигнал. Принцип *OFDM* состоит в использовании не одной несущей частоты с широкой полосой, а нескольких сотен или даже тысяч близко расположенных узкополосных поднесущих. Поэтому при затухании или помехах в одной из них теряется лишь незначительная часть данных, которую потом можно восстановить с помощью алгоритмов коррекции ошибок. Принципы *OFDM* реализованы не только в цифровом ТВ, но и в беспроводных интерфейсах Bluetooth и Wi-Fi.

Использование многочастотных видов модуляции (с большим количеством отдельных поднесущих – до 2000–8000) и модуляции *QAM* на каждой поднесущей позволяет передавать высокоскоростные потоки информации в относительно небольшой полосе частот.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Степень совершенства изделий и технико-экономические показатели продукции в любой отрасли современного производства определяются в первую очередь техническим уровнем используемой электронной компонентной базы. В настоящее время доля радиоэлектроники в стоимости бытовых, промышленных и оборонных изделий и систем составляет от 50 до 80 %. В устройствах функциональной электроники требуются передача, прием, хранение и обработка большого массива информационных сигналов как в аналоговой, так и в цифровой формах.

Основу вопросов, рассмотренных в учебно-методическом пособии, составляют основные типы электрических сигналов и их спектры, элементы электронных цепей, условия прохождения сигналов через различные радиоэлектронные цепи, а также их преобразование, то есть процессы модуляции, усиления, фильтрации, принципы работы и простейшие схемотехнические решения основных электронных устройств.

Решение именно этих задач важно как для специалистов радиоэлектронной техники, так и для будущих разработчиков конструкций этих устройств. В практике обучения специалистов данных направлений на первом плане должна быть их радиотехническая подготовка. Особенностью развития современной радиоэлектроники является выполнение практически всех операций над сигналами в цифровой форме, поскольку устройства современной электроники могут рассматриваться как процессор, одновременно обрабатывающий большой объем информации и способный решить сложные вопросы обработки больших массивов информации в реальном масштабе времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нефедов, В. И. Основы радиоэлектроники и связи / В. И. Нефедов, А. С. Сигов. – М. : Высш. шк., 2009. – 735 с.
2. Каганов, В. И. Основы радиоэлектроники и связи / В. И. Каганов, В. К. Битюгов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2012. – 542 с.
3. Першин, В. Т. Основы радиоэлектроники / В. Т. Першин. – Минск : Высш. шк., 2006. – 399 с.
4. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков. – М. : Высш. шк., 2005. – 462 с.
5. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский, М. П. Демин. – М. : Радио и связь, 1994. – 418 с.
6. Манаев, Е. И. Основы радиоэлектроники : учеб. пособие / Е. И. Манаев. – М. : Радио и связь, 1990. – 512 с.
7. Гусев, В. Г. Электроника : учеб. пособие / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М. : Высш. шк., 1991. – 790 с.
8. Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – М. : Горячая линия – Телеком, 2001. – 320 с.
9. Опадчий, Ю. Ф. Аналоговая и цифровая электроника / Ю. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров. – М. : Горячая линия – Телеком, 1999. – 768 с.
10. Ткаченко, Ф. А. Электронные приборы и устройства : учебник / Ф. А. Ткаченко. – Минск ; М. : Новое знание : ИНФРА-М, 2011. – 682 с.
11. Дробот, С. В. Электронные приборы и устройства. Практикум : учеб. пособие / С. В. Дробот, В. А. Мельников, В. Н. Путилин. – Минск : БГУИР, 2009. – 256 с.
12. Электронные приборы. Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие. В 2 ч. Ч. 2 / А. Я. Бельский [и др.]. – Минск : БГУИР, 2007. – 99 с.
13. Дробот, С. В. Практикум по курсу «Электронные приборы» для студентов всех специальностей БГУИР дневной и вечерней форм обучения / С. В. Дробот, В. А. Мельников, В. Н. Путилин. – Минск : БГУИР, 2003. – 179 с.
14. Бельский, А. Я. Электронные приборы: цифровые устройства / А. Я. Бельский. – Минск : БГУИР, 2011. – 138 с.
15. Волович, Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых устройств / Г. И. Волович. – М. : Изд. дом «Додэка – XXI», 2005. – 528 с.
16. Гусев, В. Г. Электроника и микропроцессорная техника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М. : Высш. шк., 2004. – 790 с.
17. Ерофеев, Ю. Н. Импульсная техника / Ю. Н. Ерофеев. – М. : Высш. шк., 1989. – 391 с.
18. Телевидение : учебник для вузов / В. Е. Джакония [и др.] ; под ред. В. Е. Джакония. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 616 с.
19. Карякин, В. Л. Цифровое телевидение / В. Л. Карякин. – М. : СОЛОН-Пресс, 2008. – 272 с.

Учебное издание

Путилин Владимир Николаевич
Бельский Алексей Якимович

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *М. А. Зайцева*

Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка, оригинал-макет *А. В. Бас*

Подписано в печать 21.11.17. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 16.62. Уч.-изд. л. 18,0. Тираж 200 экз. Заказ 275.

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.

ЛП №02330/264 от 14.04.2014.

220013, Минск, П. Бровки, 6