

Кривопишин В. А.

ОСНОВЫ РАДИОСВЯЗИ

Ташкент – 2007

Министерство высшего и среднего специального образования
Республики Узбекистан

ГАЖК "Ўзбекистон темир йўллари"

Ташкентский институт инженеров железнодорожного транспорта

Кривопишин В. А.

Основы радиосвязи

Учебник

Рекомендовано к изданию Координационным Советом
межвузовских научно-методических объединений
МВиССО Республики Узбекистан
в качестве учебника

Ташкент – 2007

УДК 656.254.16:621.396.931

Рецензенты: Ахмеджанов Х.М. - доктор технических наук, профессор, ведущий специалист Авиационного института;
Насыров М.И. – заместитель начальника Центра сигнализации и связи ГАЖК "Узбекистон темир йыллари"

Учебник по курсу «Основы радиосвязи» содержит все темы, предусмотренные программой данного предмета. Изложены теоретические основы и принципы построения передатчиков, основы теории излучения и распространения электромагнитных волн, основы теории приема электромагнитных волн и устройства радиоприемников.

Предназначено для бакалавров по направлениям образования 5522200 – «Телекоммуникация», 5140900 – «Профессиональное образование» «Телекоммуникация», для магистров по специальности 5A522210 – «Обслуживание и техническая эксплуатация систем и сетей связи на железнодорожном транспорте». Может быть полезным учащимся железнодорожных колледжей и инженерно-техническим работникам. Текст содержит 206 с., ил. 129, табл. 3, библиогр. 6 назв.

Кривопишин В.А. Основы радиосвязи. Учебник, 2007. – 206с.

Владимир Александрович Кривопишин

Основы радиосвязи

Учебник

Редактор

Подписано в печать

Объем

п.л.

Формат бумаги 60x84 1/16

Тираж

Заказ №

Типография ТашИИТ

Ташкент, Адылходжаева, 1

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
1. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОСИСТЕМ	
1.1. Краткие сведения из истории радиосвязи.....	5
1.2. Общие принципы радиосвязи.....	7
1.3. Применение основных радиосредств на железнодорожном транспорте.....	8
2. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА	
2.1. Колебательные системы.....	11
2.2. Последовательный колебательный контур.....	13
2.3. Параллельный колебательный контур.....	15
3. ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ РАДИОЧАСТОТЫ	
3.1. Автогенераторы.....	20
3.2. Умножители частоты.....	22
4 . ГЕНЕРАТОР С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ.	
4.1. Режим колебаний первого рода.....	26
4.2. Режим колебаний второго рода.....	28
5. УПРАВЛЕНИЕ КОЛЕБАНИЯМИ РАДИОЧАСТОТЫ	
5.1 Амплитудная модуляция.....	31
5.2. Балансная модуляция.....	36
5.3. Однополосная модуляция.....	39
5.4. Угловая модуляция.....	42
5.5. Фазовый модулятор.....	48
5.6. Частотные модуляторы.....	51
5.7. Импульсная модуляция.....	53
5.8. Импульсно-кодовая модуляция.....	59
5.9. Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция.....	67
5.10. Дельта-модуляция.....	70
5.11. Дискретные виды модуляции.....	73
5.12. Однократная абсолютная ФМ _Н	76
5.13. Манипулятор однократный ЧМ _Н	85
5.14. Амплитудная манипуляция.....	87
5.15. Модуляция шумоподобных сигналов-переносчиков.....	88
5.16. Минимальная частотная манипуляция.....	91
5.17. Сигнально-кодовые конструкции.....	96

6. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА , ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА	
6.1. Структурная схема радиопередатчика.....	101
6.2. Возбудители частоты.....	103
6.3. Синтезаторы частот.....	104
7. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МОДУЛЯТОРОВ И ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДОВ	
7.1. Амплитудные модуляторы аналоговых сигналов.....	109
7.2. Усилители мощности.....	111
7.3. Согласующие выходные устройства.....	111
8. АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА	
8.1. Передача энергии тока радиочастоты.....	115
8.2. Режим бегущих волн в фидере.....	116
8.3. Режим стоячих волн в фидере.....	117
8.4. Режим смешанных волн в фидере.....	117
9. ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН	
9.1. Объяснение процесса излучения электромагнитной энергии методом наведенных ЭДС.....	121
9.2. Объяснение процесса излучения электромагнитной энергии методом открытого колебательного контура.....	124
9.3. Расчет мощности излучения.....	125
10. ПЕРЕДАЮЩИЕ АНТЕННЫ И ИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА	
10.1. Действующая длина антенны.....	130
10.2. Мощность излучения антенны.....	131
10.3. Диаграмма направленности антенны.....	132
11. ВИДЫ ПЕРЕДАЮЩИХ И ПРИЕМНЫХ АНТЕНН	
11.1. Антенны километровых, гектометровых и декаметровых волн.....	137
11.2. Антенны метровых и дециметровых волн.....	138
11.3. Антенны сантиметровых и миллиметровых волн.....	140
12. РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН	
12.1. Определение напряженности электрического поля в точке приема.....	143

12.2. Понятие о поляризации электромагнитной волны.....	144
12.3. Множитель ослабления электромагнитной волны и его составляющие.....	145
13. РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН РАЗЛИЧНЫХ ДИАПАЗОНОВ	
13.1. Радиосвязь на километровых волнах 1 – 10 км.....	153
13.2. Радиосвязь на гектометровых волнах 100 – 1000 м.....	155
13.3. Радиосвязь на декаметровых волнах 10 – 100 м.....	167
14. РАДИОСВЯЗЬ НА УКВ	
14.1. Особенности распространения радиоволн УКВ диапазона.....	160
14.2. Расчет мощности сигнала в приемной антенне УКВ радиолинии.....	161
14.3. Расчет множителя ослабления.....	162
15. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА	
15.1. Приемники прямого усиления.....	168
15.2. Супергетеродинный приемник.....	169
15.3. Основные электрические параметры радиоприемников.....	170
16. ВХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА, УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКОВ	
16.1. Входное устройство.....	175
16.2. Усилитель радиочастоты.....	175
16.3. Преобразователи частоты.....	178
17. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ, ДЕТЕКТОРЫ ПРИЕМНИКОВ	
17.1. Усилители промежуточной частоты.....	183
17.2. Амплитудные детекторы.....	184
17.3. Частотный детектор.....	187
17.4. Фазовый детектор.....	189
18. УСТРОЙСТВА ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ ПО- СТРОЕНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНЫХ РАДИОСТАНЦИЙ	
18.1. Усилители звуковой частоты.....	195
18.2. Громкоговорители приёмников.....	196
18.3. Особенности построения железнодорожных радиостанций....	198
ЛИТЕРАТУРА.....	201

1. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОСИСТЕМ

1.1. Краткие сведения из истории радиосвязи

В конце XIX столетия были открыты и исследованы свойства невидимых электромагнитных волн, способных распространяться на огромные расстояния без существенного ослабления. Они были названы радиоволнами, так как слово «радио» происходит от слова радиация, что означает «излучение».

Английский физик Д. Максвелл в 60-х годах XIX века создал теорию электромагнитного поля, установившую общую природу световых волн и радиоволн, а также законы их распространения. В дальнейшем были изучены ультрафиолетовое, инфракрасное, рентгеновское и другие излучения. Исследования показали, что, несмотря на различия между всеми этими видами излучения, природа их одна и та же – все они представляют собой электромагнитные волны, а их особенности обусловлены различной длиной волны.

В 1886 – 1888 гг. Г. Герц экспериментально подтвердил основные выводы теории Максвелла, показав, что законы распространения, отражения и преломления радиоволн аналогичны законам распространения света.

Теория электромагнитного поля Максвелла, за исключением гипотезы об эфире, правильно отражает объективную физическую реальность, являясь обобщением основных законов электричества, установленных опытным путем. В нем содержится очень важный вывод, что переменное электрическое поле порождает переменное магнитное поле. С учетом закона электромагнитной индукции, утверждающего, что переменное магнитное поле создает переменное электрическое поле, следует, что переменные электрические и магнитные поля всегда существуют совместно и связаны определенной количественной зависимостью. Поэтому любое возмущение, то есть изменение электрического или магнитного полей, приводит к возникновению единого переменного электромагнитного поля.

Важнейшим свойством переменного электромагнитного поля является то, что оно не локализуется в месте возникновения, а распространяется от точки возникновения во все стороны в окружающем пространстве, порождая электромагнитные волны.

На основании теории Максвелла и из опыта можно установить, что электромагнитные волны представляют собой волны поперечного типа: в любой момент времени в любой точке. А направление дей-

ствия магнитного и электрического полей волны перпендикулярно направлению ее распространения, при этом направление электрического поля всегда перпендикулярно направлению магнитного поля (рис. 1.1).

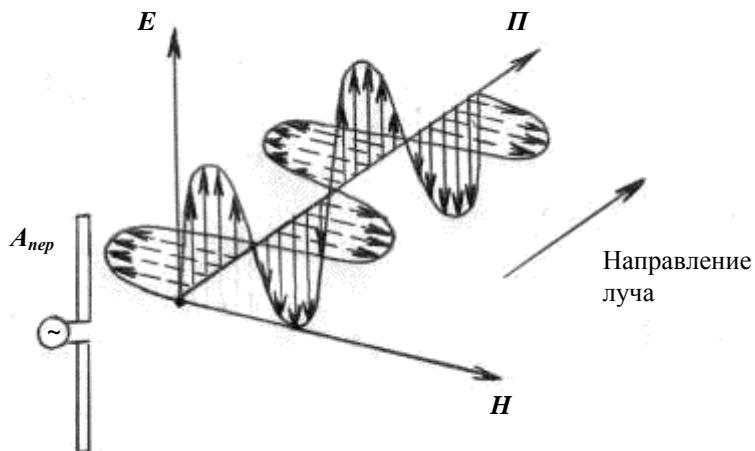


Рис. 1.1

Одним из пионеров применения электромагнитных волн в практических целях является русский физик и электротехник, Попов А.С., который 7 мая 1895 продемонстрировал первый в мире радиоприемник на заседании физико-химического общества в Петербурге. А 24 марта 1896 г. впервые в мире была представлена радиосвязь на расстоянии около 250 м. Была передана и принята телеграфным кодом телеграмма в виде двух слов «Генрих Герц».

За свое изобретение в 1900 г. в Париже на Всемирной выставке получил золотую медаль. Многие ученые разных стран занимались использованием электромагнитных волн для целей связи. Так, например, Маркони Гульельмо, итальянский радиотехник и предприниматель, с 1894 г. в Италии, а с 1896 г. в Великобритании проводил опыты по практическому использованию электромагнитных волн. В 1897 г. получил патент на изобретение способа беспроводного телеграфирования и создал акционерное общество по производству аппаратуры. Способствовал развитию радио как средства связи. В 1909 г. совместно с К.Ф. Брауном получил Нобелевскую премию.

За более чем столетие электромагнитные волны нашли применение в системах радиосвязи, телевидении, радиолокации и радионавигации, радиоуправлении, медицине и многих других направлениях.

1.2. Общие принципы радиосвязи

Радиосвязью называется процесс обмена информацией с помощью радиоволн. Радиовещание, служебная радиосвязь, телевидение, радиолокация, радионавигация, радиотелеуправление, радиосвязь с подвижными объектами, космическая связь – вот далеко не полный перечень радиотехнических систем, в которых радиоволны используются для передачи телефонных, телеграфных, телевизионных и специальных сигналов на Земле и в Космосе.

Для того чтобы понять принципы радиосвязи, необходимо ознакомиться с некоторыми основными определениями, которые наиболее часто используются в радиосвязи.

Сообщение – форма представления информации. Это может быть речь, изображение, цифры, буквы, команды, условные знаки. Радио – передача сигналов на расстояние без проводов с помощью электромагнитных волн высокой частоты, распространяющихся в пространстве.

Радиосвязь – передача и прием сообщений по радио. В зависимости от вида сообщений радиосвязь делят на радиотелеграфную, радиотелефонную, телевизионную и др.

Чтобы передать информацию по радио (рис.1.2), необходимо в пункте передачи иметь источник тока радиочастоты - генератор, которым нужно управлять. Устройство, в котором происходят процессы генерации и управления (модуляции) током высокой частоты и его усиления, называется радиопередающим или просто передатчиком. С выхода передатчика энергия радиочастоты поступает в устройство, которое способно излучать электромагнитную энергию в пространство. Такое устройство, часто представляющее собой провод, систему проводов, поверхность, называется передающей антенной A_{nep} (рис.1.2). Свободные электромагнитные колебания, излучаемые антенной A_{nep} , распространяются в пространстве и достигают устройства, в котором наводят электродвижущую силу радиочастоты. Это устройство называется приемной антенной A_{np} (рис.1.2).

Амплитуда принятых колебаний обычно мала, так как энергия в процессе распространения радиоволн от пункта передачи до пункта приема испытывает сильное затухание. Поэтому напряжение радиочастоты необходимо усилить, затем выделить переданный сигнал преобразованием тока радиочастоты в ток звуковой частоты при приеме речи или музыки, в импульсы постоянного тока при приеме телеграфных сигналов и т.п. Устройство, в котором усиливаются при-

нятые колебания и выделяются переданные сигналы, называется радиоприемным устройством или приемником. С выхода приемника сигналы поступают на телефон, громкоговоритель или телеграфный аппарат. Такая связь называется односторонней (рис.1.2), для двухсторонней передачи информации необходимо в каждом из пунктов иметь передатчик и приемник.

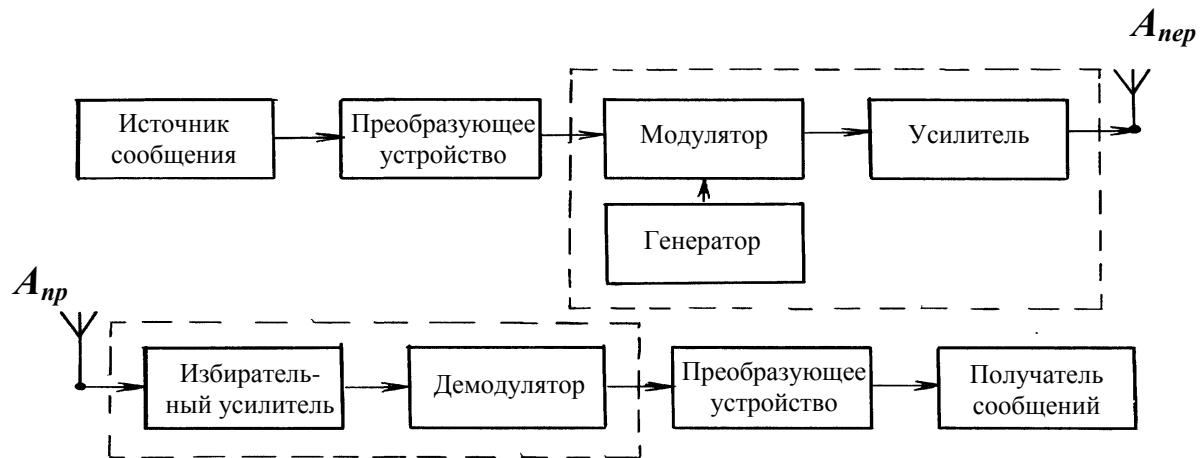


Рис. 1.2

Радиостанция – комплекс радиотехнической аппаратуры, предназначенный для осуществления радиосвязи. Система радиосвязи – совокупность средств и каналов радиосвязи, служащих для преобразования сообщений в радиосигналы их передачи, приема и воспроизведения передаваемых сообщений по принятым сигналам.

1.3. Применение основных радиосредств на железнодорожном транспорте

На железнодорожном транспорте служебная радиосвязь используется для управления технологическими процессами эксплуатации железных дорог, а также организации и планирования грузовых и пассажирских перевозок. В зависимости от места, занимаемого в организационной структуре железнодорожного транспорта, все современные средства радиосвязи можно отнести к трем основным группам:

- низовая технологическая радиосвязь, разновидностями которой являются поездная, станционная и ремонтно-оперативная;
- дорожная радиосвязь, реализуемая на базе радиорелейных линий;

– магистральная радиосвязь, осуществляемая по коротковолновым линиям и спутниковой связи.

Для ускорения процесса сортировки вагонов и формирования поездов на крупных железнодорожных станциях и сортировочных горках используют громкоговорящую связь. Это система станционной двухсторонней парковой связи (СДПС-М), которая обеспечивает возможность одновременного ведения переговоров нескольких абонентов в пределах станции.

На сортировочных станциях используют парковую связь громкоговорящего оповещения (ПСГО), позволяющая руководителям маневров передавать указания работникам парка маневров.

Используется также промышленное телевидение для обзора сортировочных парков дежурными по горкам, маневровыми диспетчераами, для наблюдения за посадкой и высадкой пассажиров на платформах вокзалов, на станциях метрополитенов, что повышает безопасность маневровой работы и культуру обслуживания пассажиров.

Для измерения скорости движения вагонов при роспуске составов на горке применяют радиолокационные измерители скорости РИС-В2, работающие по принципу эффекта Доплера с использованием твердотельных лавинно-пролетных генераторов 8 мм диапазона радиоволн ($f = 37,5$ ГГц). Для культурного обслуживания пассажиров и оперативного управления работой членов бригады пассажирские поезда дальнего следования имеют радиотрансляционную сеть, по которой ведутся передачи программ радиовещания, воспроизводятся концерты и литературно-музыкальные программы, записанные на магнитную ленту, а также передается информация о порядке следования поездов и обслуживании пассажиров.

В будущем радиоканалы предполагается использовать для связи пассажиров поездов с абонентами АТС, передачи на поезд телевизионных программ, цифровой информации в системах автоматического управления работой железнодорожного транспорта, связи бригадира поезда с дежурными по станциям, машинистами локомотивов.

Ключевые слова

1. Длина волны λ – минимальное расстояние, на которое переместится электромагнитное поле в среде за один период T , где T – период электромагнитных колебаний.

2. Передающая (приемная) антенна – устройство, которое способно излучать (принимать) электромагнитную энергию.

3. Радио – передача сигналов на расстояние без проводов с помощью электромагнитных волн высокой частоты, распространяющихся в открытом пространстве.

4. Радиопередатчик (передатчик) – устройство, в котором происходят процессы генерации и управление током радиочастоты по закону изменения сообщения.

5. Радиоприемник (приемник) – устройство для усиления радиочастоты, выделение токов низкой частоты, соответствующему закону изменения принимаемого сообщения.

6. Радиосвязь – передача и прием сообщений по радио.

7. Сообщение – форма представления информации.

8. Скорость распространения электромагнитной волны – в вакууме равна скорости распространения света и составляет $C = 299792458 \pm 1,2$ м/с или $C \approx 300000$ км/с. Это предельная скорость распространения любых воздействий. В произвольной среде скорость распространения зависит от длины волны и определяется по формуле

$$v = \frac{C}{\sqrt{\epsilon\mu}}, \text{ где } \epsilon \text{ – диэлектрическая проницаемость среды, } \mu \text{ – магнитная проницаемость среды.}$$

9. Электромагнитное поле – особая форма материи, посредством которой осуществляется взаимодействие между заряженными частицами. Характеризуется напряженностью (или индукцией) электрического и магнитного полей.

10. Электромагнитные волны – электромагнитное поле, распространяющееся в пространстве с конечной скоростью, зависящей от свойств среды.

Контрольные вопросы

1. Поясните физический смысл электромагнитного поля.
2. От чего зависит скорость распространения электромагнитной волны в пространстве?
3. Дайте определение длины волны электромагнитных колебаний.
4. Чем отличается сообщение от информации?
5. Чем отличается радиопередатчик от радиоприемника?
6. Перечислите, для каких целей используется радиосвязь на железнодорожном транспорте.

2. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

2.1. Колебательные системы

Одним из основных элементов радиопередающего и радиоприемного устройств является колебательный контур.

Контур представляет собой замкнутую электрическую цепь с последовательным соединением емкости C и индуктивности L .

Указанные цепи имеют небольшое активное сопротивление, равное сопротивлению проводов катушки индуктивности r . В зависимости от способа подключения контура к источнику переменного напряжения (тока) различают контуры последовательного (рис. 2.1) и параллельного (рис. 2.2) типов.

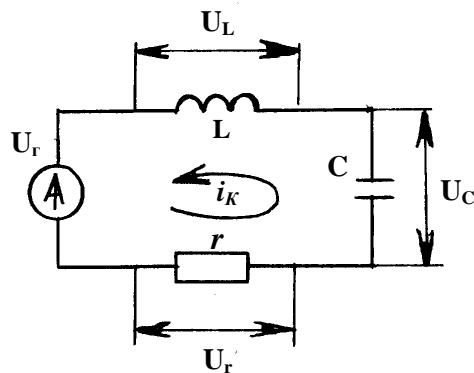


Рис.2.1

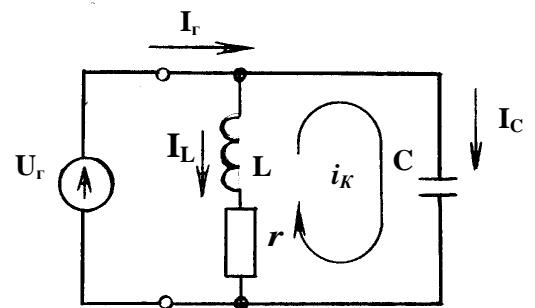


Рис.2.2

При воздействии на контур единичного короткого импульса напряжения U_r (рис. 2.3, а) за время $\tau = t_1 - t_2$ заряжается конденсатор C и ток в контуре достигает максимального значения I_m . После окончания импульса $t > t_2$ за счет перераспределения энергии между электрическим полем конденсатора и магнитным полем катушки и при условии $r = \sqrt{L/C}$ в контуре возникают собственные затухающие колебания (рис. 2.3, б)

$$i_k = I_m e^{at} \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad (2.1)$$

где $a = \frac{r}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q}$ – множитель затухания;

$Q = \frac{\omega_0 L}{r}$ – добротность контура (лежит в пределах 50 – 200);

$\omega = 1/\sqrt{LC}$ – частота собственных колебаний контура;
 φ – начальная фаза колебаний.

Чем меньше сопротивление потерь $r_2 < r_1$, тем больше добротность ($Q_2 > Q_1$) и тем больше продолжительность колебательного процесса в контуре (рис. 2.3, σ). Способность контура создавать переменный ток с частотой, зависящей от параметров L и C , позволяет использовать его в генераторах колебаний радиочастоты, где потери энергии на сопротивлении компенсируются активным элементом и процесс согласно формуле (2.1) превращается в колебательный процесс с постоянной амплитудой

$$i_K = I_m \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi). \quad (2.2)$$

Во многих элементах радиотехники колебательный контур находится под воздействием переменных напряжений и токов радиочастоты и играет роль сопротивления, величина (модуль) и характер реактивности которого зависит от соотношения между собственной ω_0 и частотой внешнего источника ω .

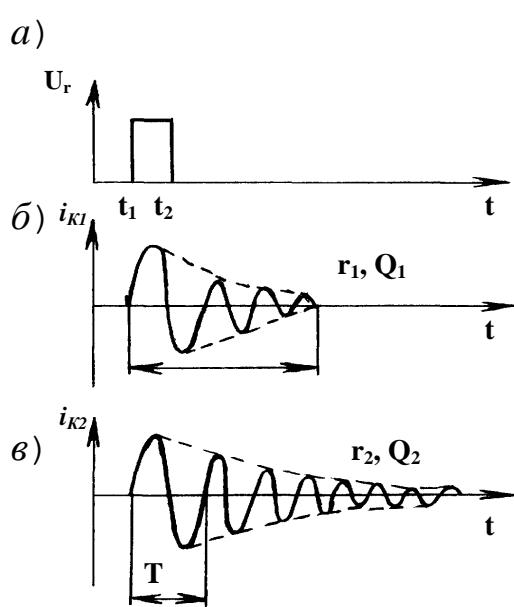


Рис.2.3

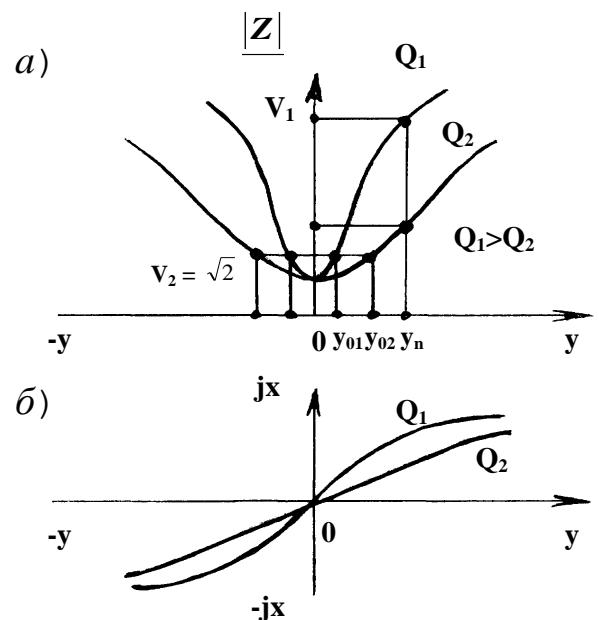


Рис.2.4

2.2. Последовательный колебательный контур

Контур последовательного типа (рис. 2.1) имеет для тока частотой ω сопротивление

$$Z = r + j\omega L + (j\omega C)^{-1}. \quad (2.3)$$

Пусть ω отличается от ω_0 на небольшую величину $\Delta\omega$ тогда

$$\omega = \omega_0 \pm \Delta\omega; \quad \Delta\omega / \omega \ll 1,$$

а сопротивление контура будет равно

$$Z = r + j\omega_0 L \left[1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - \frac{1}{1 \pm \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \right]. \quad (2.4)$$

Так как $(\Delta\omega / \omega_0) \ll 1$, то $1 \left(1 \pm \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right) \approx \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \pm \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$, а сопротивление контура определяется выражением:

$$Z = r \left[1 \pm j \left(\frac{\omega_0 L}{r} \right) \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right]. \quad (2.5)$$

Введем обозначения:

$$\frac{\omega_0 L}{r} = Q \quad \text{— добротность контура;}$$

$$\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = y \quad \text{— относительная расстройка,}$$

тогда (2.5) примет вид: $Z = r(1 \pm jQy)$; $\frac{|Z|}{r} = \sqrt{1 + (Qy)^2}$; $x = j\omega_0 Ly$.

Графики зависимости $\frac{|Z|}{r}$ и x от относительной частоты расстройки y приведены на рис. 2.4. При $\omega = \omega_0$ и $y = 0$ в контуре возникает резонанс и

$$j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = 0.$$

В этом случае сопротивление контура активно и минимально ($x = 0, Z_p = r$). Отклонение частоты внешнего источника от ω_0 ($\omega \neq \omega_0, y \neq 0$) приводит к увеличению $|Z|$ в соответствии с величиной расстройки y добротности контура ($Q_1 > Q_2$). При $\omega > \omega_0, y > 0$ сопротивление контура имеет индуктивный характер ($x > 0$), а при $\omega < \omega_0, y < 0$ – емкостной характер ($x < 0$) (рис. 2.4, б).

Зависимость $|Z| = f(y)$, получившая название частотной (резонансной) характеристики, позволяет оценить избирательные (селективные) свойства контура. Пусть по контуру протекает два тока, один из которых i_c частотой ω_c является полезным сигналом, а другой i_n частотой ω_n – помехой. Если контур настроен на частоту сигнала ($\omega_0 = \omega_c$), то имеет для i_c сопротивление $Z_c = r$. Так как $\omega_c \neq \omega_n$, то для i_n контур расстроен, то есть

$$|\omega_c - \omega_n| = |\omega_0 - \omega_n| = \Delta\omega_n, (2\Delta\omega_n / \omega_0) = y_n,$$

и имеет сопротивление $|Z_n| > Z_c$. Тогда отношение $V = |Z_n|/Z_c$ с учетом (2.5) примет вид

$$V = \frac{|Z_n|}{r} = \sqrt{1 + (Qy)^2}. \quad (2.6)$$

Выражение (2.6) количественно характеризует избирательность контура.

Диапазон частот $\Delta\omega_0$, в пределах которого сопротивление контура остается практически постоянным ($|Z|/r \leq \sqrt{2}$) называется полосой пропускания. Относительная частота y_0 , определяющая границу полосы пропускания, находится из соотношения:

$$\frac{|Z|}{r} = \sqrt{1 + (Qy)^2} = \sqrt{2}.$$

По определению:

$$y_0 = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{Q}, \quad \text{откуда} \quad \Delta\omega = \frac{\omega_0}{2Q}. \quad (2.7)$$

При подведении к контуру многочастотного сигнала с шириной спектра $\Delta\omega_0$ необходимо выполнять условие $\Delta\omega_c \leq \Delta\omega_0$. В противном случае возникнут частотные искажения. Как видно из формул (2.6), (2.7) и графиков (рис. 2.4), чем больше добротность контура Q (см. рис. 2.4, a $Q_1 > Q_2$), тем выше его избирательность ($V_1 > V_2$), но тем меньше полоса пропускания ($y_{01} < y_{02}$, $\Delta\omega_{01} < \Delta\omega_{02}$).

Указанное противоречие вызывает трудности при построении усилителей радиочастоты в радиоприемниках.

При наступлении резонанса ($\omega_c = \omega_0$) отношение

$$\frac{U_L}{U_r} \cong j\omega_0 \frac{L}{r} = jQ. \quad (2.8)$$

Следовательно, подключая выходную цепь к индуктивной (емкостной) ветви, получим

$$U_{\text{вых}} = U_L \gg U_{\text{вх}} = U_r,$$

что свидетельствует об эквивалентности последовательного контура усилителю по напряжению.

2.3. Параллельный колебательный контур

Контур параллельного типа (рис. 2.2) для тока частотой ω имеет сопротивление:

$$Z = \frac{\frac{r + i\omega L}{i\omega C}}{r + i\omega L + \frac{1}{i\omega C}}. \quad (2.9)$$

При $Q \gg 1$ сопротивление потерь r на частотах, близких к резонансным, мало по сравнению с реактивным сопротивлением, то числитель дроби примерно равен отношению (L/C) , а знаменатель есть сопротивление последовательного типа, определяемого форму-

лой (2.3).

Тогда с учетом сделанных замечаний выражение (2.9) можно переписать:

$$|Z| = \frac{L}{C_r} \frac{1}{(1 + jQy)}; \quad |Z| = \frac{L}{C_r \sqrt{1 + (Qy)^2}}; \quad x = \frac{1}{j\omega_0 C y}. \quad (2.10)$$

Контур, настроенный в резонанс ($\omega = \omega_0, y = 0$), имеет максимальное активное сопротивление:

$$Z_p = \frac{L}{C_r}. \quad (2.11)$$

Расстройка контура ($\omega \neq \omega_0, y \neq 0$) приводит к уменьшению Z (рис. 2.5, а) и изменению характера его реактивности. При $\omega < \omega_0, y < 0, x > 0$, при $\omega > \omega_0, y > 0, x > 0$ (рис. 2.5, б).

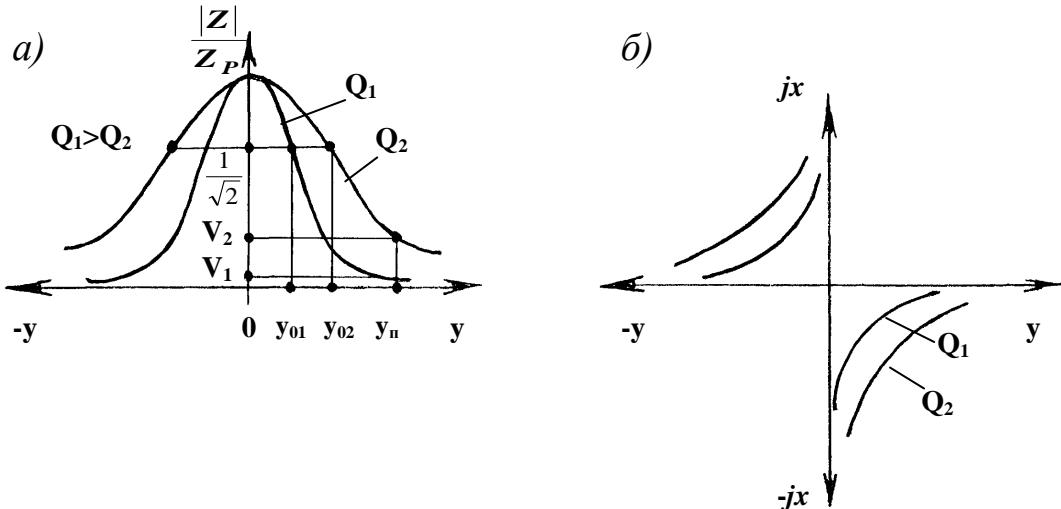


Рис. 2.5

Избирательность контура в этом случае равна:

$$V = \frac{|Z_n|}{Z_p} = \frac{1}{\sqrt{1 + (Qy_0)^2}},$$

полоса пропускания ω , в пределах которой $\frac{|Z|}{Z_p} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$, в соответствии с формулой (2.7) определяется выражением $\Delta\omega_0 = \frac{\omega_0}{2Q}$.

При резонансе амплитуда тока в общей ветви контура (рис. 2.2) равна $I_r = \frac{U_r}{Z_p}$.

Амплитуда токов в ветвях равна: $I_L = \frac{U_r}{(j\omega L + r)} \approx \frac{U_r}{j\omega_0 L}$;

$I_c = \frac{U_r}{j\omega_0 C}$. Очевидно, что $\frac{I_L}{I_c} = -1$, $\frac{I_c}{I_r} \approx \frac{j\omega_0 L}{r} = jQ$.

Контуры параллельного типа в зависимости от способа подключения к источнику переменного напряжения делят на контуры первого (рис. 2.6, *a*), второго (рис. 2.6, *б*) и третьего (рис. 2.6, *в*) видов.

Их эквивалентное сопротивление при резонансе токов равно:

$$Z_{pI} = \frac{L}{Cr}; Z_{pII} = P_1^2 Z_{pI}; Z_{pIII} = P_2^2 Z_{pI},$$

где $P_1 = L_1/L_2$, $P_2 = C/C_1$ – коэффициенты включения источника.

Так как $P_1 \leq 1$, $P_2 \leq 1$, то $Z_{pII} \leq Z_{pI}$, $Z_{pIII} \leq Z_{pI}$.

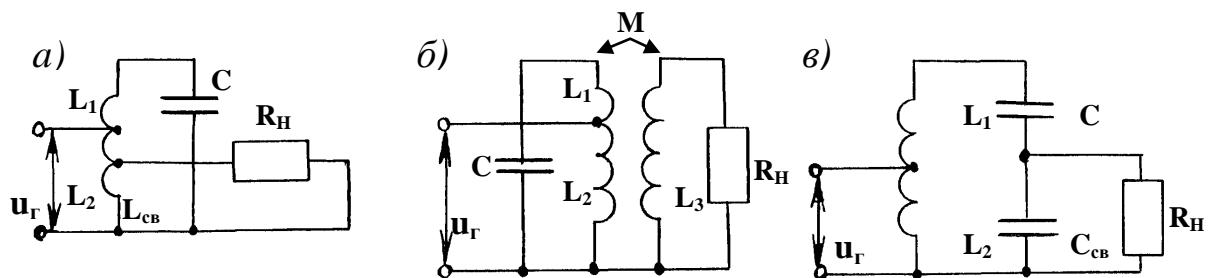


Рис. 2.6

Используются три способа связи: автотрансформаторный (рис. 2.6, *a*), трансформаторный (рис. 2.6, *б*) и емкостный (рис. 2.6, *в*).

При этом увеличивается активное сопротивление контура $r_K = r + r_{cb}$, где $r_{cb} = x_{cb}^2/R_H$ – вносимое сопротивление, значение которого для трех контуров (рис. 2.6) соответственно равно:

$$r_{bh} = \frac{(\omega_0 L_{ce})^2}{R_H}; r_{bh} = \frac{(\omega_0 M)^2}{R_H}; r_{bh} = \frac{1}{(\omega_0 C_{ce})^2 R_H}. \quad (2.12)$$

Подключение нагрузки R_H к контуру увеличивает сопротивление потерь контура, уменьшает Zp и Q , снижает его избирательность V и увеличивает полосу пропускания $\Delta\omega_0$.

Для увеличения избирательности применяют колебательные системы, состоящие из двух или более связанных между собой контуров. Кроме подобных фильтров широко используются электромеханические и кварцевые колебательные системы, основанные на эффектах соответственно механического и пьезоэлектрического резонанса.

В аппаратуре радиосвязи ультра- и сверхвысоких частот на смену контуров с сосредоточенными параметрами приходят колебательные системы с распределенными параметрами, представляющие собой отрезки двухпроводных и коаксиальных линий, а также коаксиальные и объемные резонаторы.

Ключевые слова

1. Вносимое сопротивление – величина сопротивления потерь колебательного контура параллельного типа за счет сопротивления связи колебательного контура с нагрузкой. Различают автотрансформаторную, трансформаторную и емкостную связь.

2. Добротность контура – характеристика резонансных свойств колебательного контура, показывающая, во сколько раз амплитуда вынужденных колебаний при резонансе превышает амплитуду при его отсутствии.

3. Избирательность контура – полоса пропускания колебательного контура: на уровне **1,41** для последовательного и на уровне **0,707** для параллельного.

4. Колебательный контур – замкнутая электрическая цепь с последовательным соединением индуктивности и емкости. По способу подключения к источнику переменного тока различают контуры последовательного и параллельного типов.

5. Полоса пропускания – диапазон частот, в пределах которого сопротивление контура остается практически постоянным.

6. Частота собственных колебаний – перераспределение энергии

между электрическим полем емкости и магнитным полем индуктивности после окончания кратковременного импульсного воздействия.

Контрольные вопросы

1. Дайте точное определение понятиям колебательный контур, колебательная система и поясните в чем их различие?
2. Поясните физический смысл понятий – резонанс напряжений и резонанс токов.
3. Физический смысл добротности колебательного контура.
4. Как зависит избирательность контура от его добротности?
5. Перечислите способы подключения нагрузки к параллельному контуру.
6. От чего зависит вносимое сопротивление в колебательный параллельный контур при включении нагрузки?

3. ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ РАДИОЧАСТОТЫ

3.1. Автогенераторы

Для получения колебаний радиочастоты используют электронное устройство – автогенератор. В автогенераторе основным элементом, задающим частоту, является колебательный контур.

Колебательный контур будет служить источником незатухающих колебаний радиочастоты только в том случае, если для его компенсации потерь энергии на сопротивлении r (рис. 2.1, 2.2) периодически возбуждать переменной ЭДС, например, подключать с частотой $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ к источнику постоянного напряжения (рис. 3.1, *a*).

Роль безинерционного ключа может играть транзистор, на базе которого подается управляющее (возбуждающее) напряжение U_y (рис. 3.1, *б*).

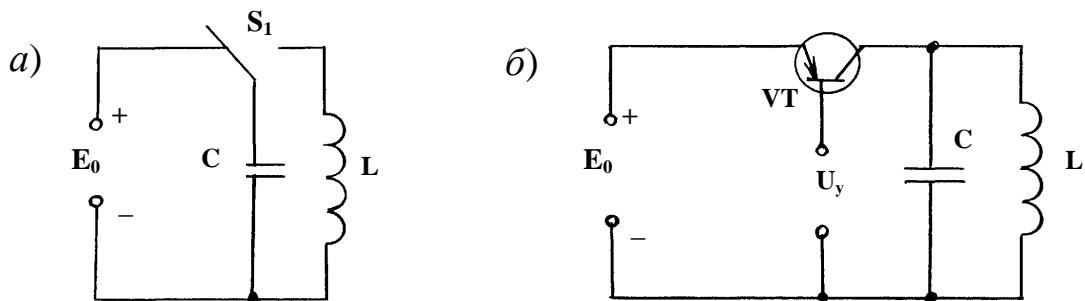


Рис. 3.1

Если напряжение U_y снимать с собственного контура (рис. 3.2) и

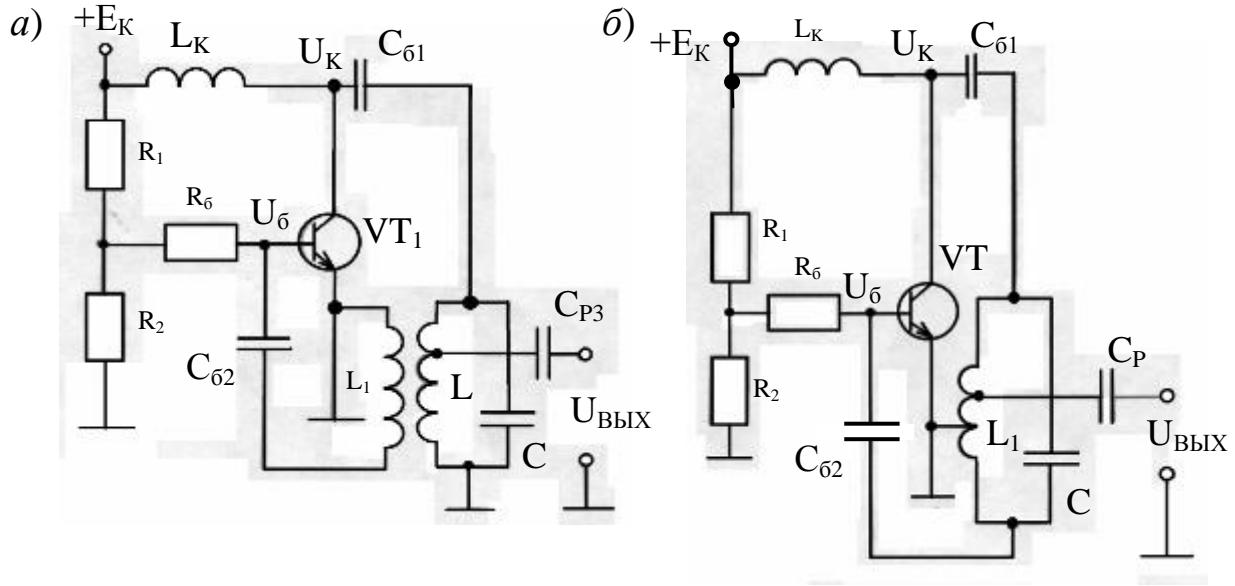


Рис 3.2

подавать по цепи обратной связи на базу транзистора, то в подобной схеме, получившей название генератора с самовозбуждением, при определенных условиях возникнут незатухающие колебания радиочастоты. Если напряжение U_y подается от внешнего источника радиочастоты, то схема называется генератором с внешним возбуждением.

Транзисторный генератор с самовозбуждением (автогенератор) – это источник колебаний радиочастоты, содержащий следующие основные элементы: колебательный контур, транзистор с цепями питания и цепь обратной связи. На рис. 3.2, *а* приведен генератор с самовозбуждением и трансформаторной обратной связью, элементом которой является катушка индуктивности L_1 .

При включении источника постоянного коллекторного напряжения $+E_K$ в цепи возникнет ток переходного процесса, которым зарядится конденсатор C , и в контуре возникнет колебательный процесс. В одиночном контуре этот процесс был бы затухающим (рис. 2.3).

В данной схеме переменный ток контура i_1 , протекая по L , индуцирует в цепи обратной связи, индуктивность L_1 , переменную ЭДС. В результате чего на базе транзистора VT появляется переменное напряжение U_b , вызывающее в коллекторной цепи переменный ток I_K . Последний, протекая по контуру, создает в нем вторичный ток i_2 . Если амплитуда i_2 будет достаточной, и он совпадет по фазе с пер-

вичным током i_1 , то суммарный ток контура $i_{\text{конт}}$ возрастет по амплитуде. Это вызовет увеличение соответственно амплитуд U_δ , i_κ , i_2 , вновь $i_{\text{конт}}$. Вместо затухающих в контуре появятся возрастающие по амплитуде колебания. За счет нелинейности проходной характеристики транзисторы $i_\kappa = f(e_\delta)$ при определенной амплитуде U_δ рост амплитуды тока i_κ , а, следовательно, и тока $i_{\text{конт}}$ прекратится и наступит стационарный режим, при котором на выходе генератора будет существовать напряжение $U_{\text{вых}} = U_r \cos \omega_r t$ постоянной амплитудой U_r и постоянной частотой ω_r , определяемой параметрами контура $\omega_r = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

На рис. 3.2, б и рис. 3.3 приведены схемы генераторов с самовозбуждением: с автотрансформаторной и емкостной обратными связями соответственно. Процесс возникновения колебаний в них протекает аналогично. Для того чтобы контурные токи i_1 и i_2 были синфазны, необходимо обеспечить сдвиг по фазе на 180° между напряжениями U_δ и U_κ . Это первое условие самовозбуждения.

Для того чтобы ток i_2 имел достаточно большую амплитуду для компенсации потерь в контуре коэффициент обратной связи выбирают из условия $K_{\text{обр}} = \frac{U_\delta}{U_\kappa} \geq (1/Y_{21} \cdot Z_p)$, которое является вторым условием самовозбуждения.

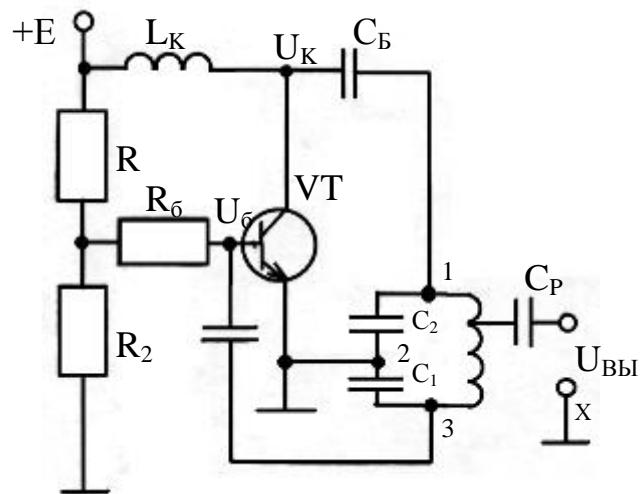


Рис 3.3

Схемы автогенераторов содержат вспомогательные элементы: L_K – индуктивность в цепи коллектора, которая исключает прохождение

коллекторного тока радиочастоты через источник E_k и имеет для этого большое сопротивление $\omega_0 L_k \geq 10Z_p$; блокировочный конденсатор C_{61} , который исключает короткое замыкание источника E_k через катушку индуктивности L контура и попадание напряжения E_k на базу транзистора VT ; блокировочный конденсатор C_{62} , исключающий короткое замыкание базовой цепи для постоянного тока через цепь обратной связи, сопротивление которого $(1/\omega_0 C_6) \leq (Z_p/10)$; разделятельный конденсатор C_p , изолирующий схему по постоянному току от последующих каскадов, возбуждаемых напряжением $U_{вых}$.

3.2. Умножители частоты

Умножители частоты предназначены для увеличения частоты колебаний в целое число раз. Необходимость в умножителях возникает в том случае, когда невозможно создать стабильный кварцевый автогенератор с высокой рабочей частотой. Операцию умножения частоты можно записать в виде $u_{вх} = U_1 \cos \omega t \rightarrow u_{вых} = U_2 \cos n\omega t$, где $n = 2, 3, 4 \dots$ – коэффициент умножения. Для этой цели используют нелинейные или параметрические элементы, в спектре тока которых при косинусоидальном напряжении на входе содержится бесконечное число гармоник с кратными частотами $n\omega_0$.

Для выделения нужной гармоники используется колебательный контур, настроенный на частоту гармоники или фильтр. Умножитель частоты, таким образом, состоит из нелинейного параметрического элемента и колебательного контура (рис. 3.4).

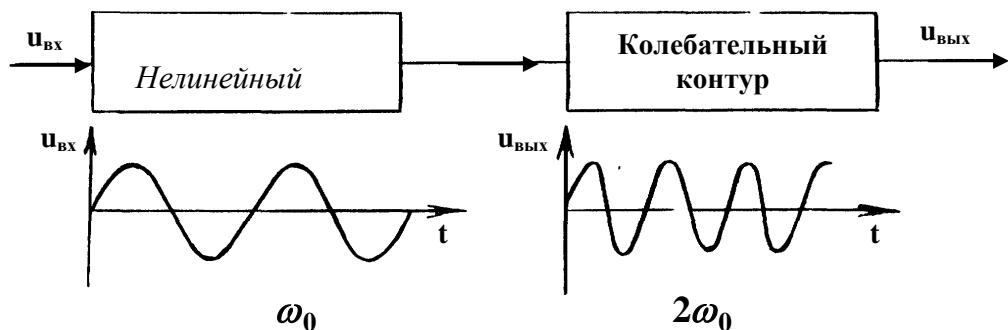


Рис. 3.4

Умножители на параметрических элементах относят к классу варикторных. Умножители частоты с нелинейными элементами называются гармоническими и обычно строятся на базе генераторов с внешним возбуждением, работающих в режиме второго рода, в спек-

трёх которых содержится бесконечное число гармоник, а их колебательный контур настраивается не на первую, а на одну из высших гармоник тока i_k . Временная диаграмма, поясняющая работу утроителя частоты ($n = 3$), приведена на (рис. 3.5).

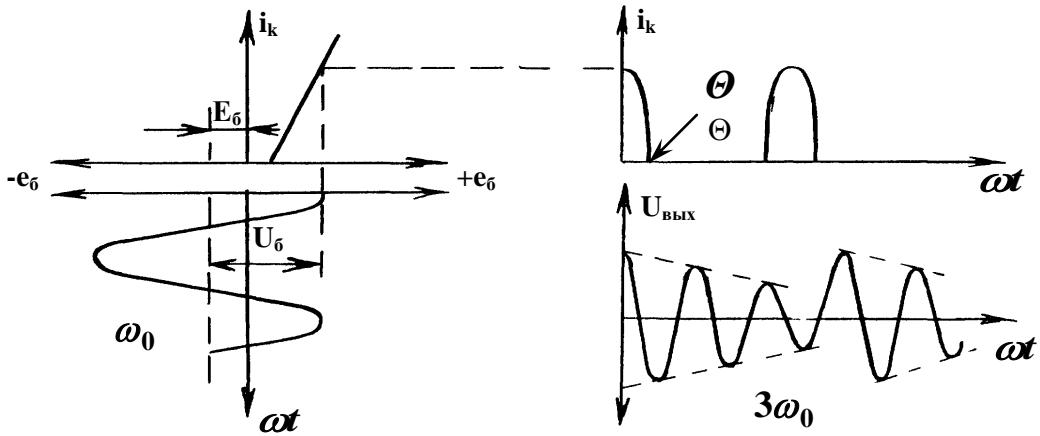


Рис. 3.5

Амплитуда n -ой гармоники тока i_k при кусочно-линейной аппроксимации характеристики $i_k = f(e_6)$ связана с амплитудой импульсов I_{mk} соотношением $I_{nk} = I_{mk} \alpha_n(\Theta)$, где $\alpha_n(\Theta)$ – функция угла отсечки для $n = 2, 3, \dots$ (рис. 3.6). Для каждого n имеется оптимальный угол отсечки Θ_{opt} , при выборе которого функция $\alpha_n(\Theta)$, а, следовательно, I_{nk} и $U_{\text{вых}} = U_k$ максимальны.

Величина Θ_{opt} определяется по формуле $\Theta_{opt} = 120^\circ/n$. Тогда для удвоителя ($n = 2$), утроителя ($n = 3$) частоты Θ_{opt} равны соответственно 60° и 40° . Сам угол Θ_{opt} обеспечивается подбором E_6 и U_6 . Известно, что с увеличением n амплитуда высших гармоник быстро уменьшается, поэтому на практике, как правило, используют умножители на два и три.

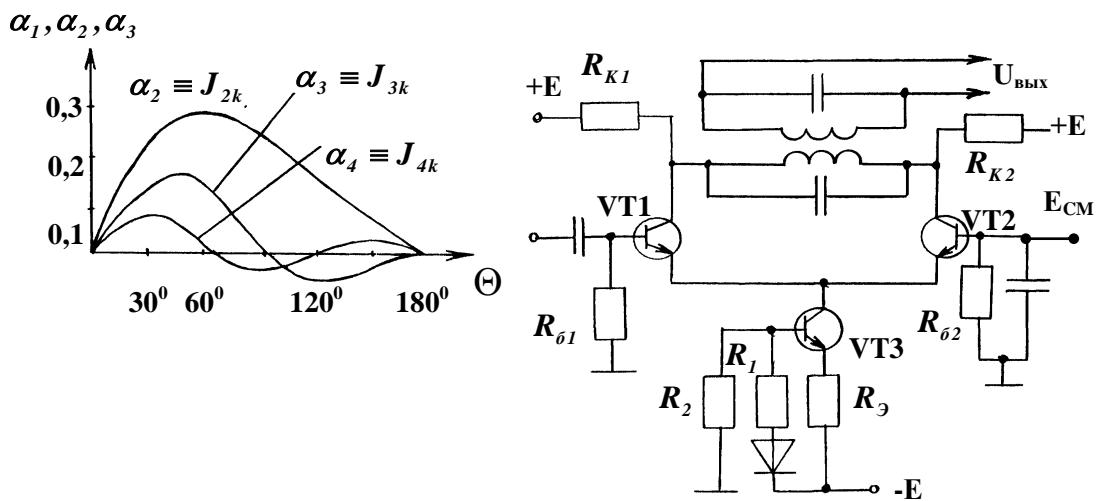


Рис. 3.6

Рис. 3.7

Для увеличения частоты в $n > 3$ используют последовательное включение удвоителей и утроителей. В качестве примера на (рис. 3.7) приведена схема умножителя, построенная на микросхеме дифференциального усилителя, в котором нелинейный режим работы устанавливается подбором напряжения смещения на базе $VT2 - E_{cm}$, а выделение требуемой гармоники тока в коллекторную цепь транзистора $VT1$ включен двухконтурный фильтр.

Ключевые слова

1. Автогенератор – электронное устройство, представляющее собой генератор с самовозбуждением. Вырабатывает электрические колебания, поддерживающиеся в результате подачи части переменного напряжения с выхода на его вход по цепи положительной обратной связи.
2. Обратная связь – способ передачи переменного напряжения с выхода усилителя на его вход.
3. Отрицательная обратная связь – обратная связь, обеспечивающая сдвиг по фазе подаваемого напряжения на 180° по сравнению с входным. Используется в автоматизированной регулировке усиления.
4. Положительная обратная связь – обеспечивает совпадение по фазе подаваемого напряжения с входным. Используется в автогенераторах.
5. Радиоволны – электромагнитные волны с частотой менее **6000** ГГц (длина волны более **100** мкм). Они делятся на сверхдлинные ($\lambda > 10$ км), длинные (**10 – 1** км), средние (**1000 – 100** м), короткие (**100 – 10** м) и УКВ ($\lambda < 10$ м). УКВ делятся на: метровые, дециметровые, сантиметровые, миллиметровые и субмиллиметровые.
6. Радиочастота – частота электрических колебаний соответствующая радиоволнам.
7. Стационарный режим колебаний – режим колебаний не зависящий от времени.
8. Удвоители, утроители частоты – умножители на два, на три соответственно.
9. Умножитель частоты – радиоэлектронное устройство для увеличения в целое число раз подводимых к нему периодических элек-

тромагнитных колебаний. Используется для повышения стабильных колебаний в радиоустройствах.

Контрольные вопросы

1. Начертите схему автогенератора и объясните назначение элементов схемы.
2. Дайте определение стационарного режима работы автогенератора.
3. Какими способами можно осуществить положительную обратную связь от параллельного контура?
4. Поясните работу умножителя радиочастоты.
5. На какую частоту настраивается колебательный контур удвоителя, утроителя?
6. Поясните назначение нелинейного элемента в умножителях частоты.
7. Каким способом достигается баланс амплитуд в автогенераторе?
8. Что происходит в автогенераторе, если не выполняется баланс амплитуд?
9. Какие полупроводниковые элементы используются в качестве нелинейных элементов в умножителях частоты?

4. ГЕНЕРАТОР С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

4.1. Режим колебаний первого рода

Генератор с внешним возбуждением служит для усиления колебаний радиочастоты по напряжению и мощности, используя для этого мощность постоянного тока источника питания (рис. 4.1).

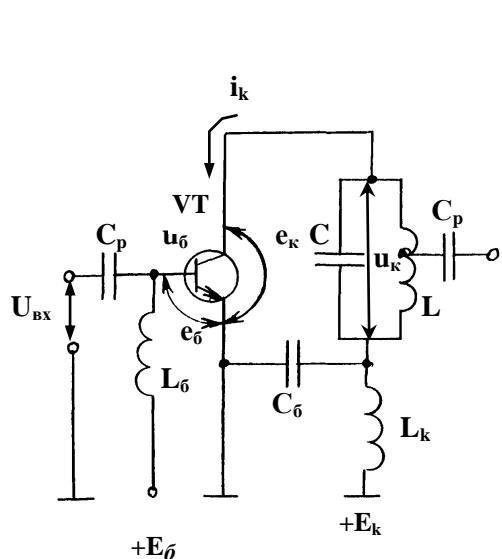


Рис. 4.1

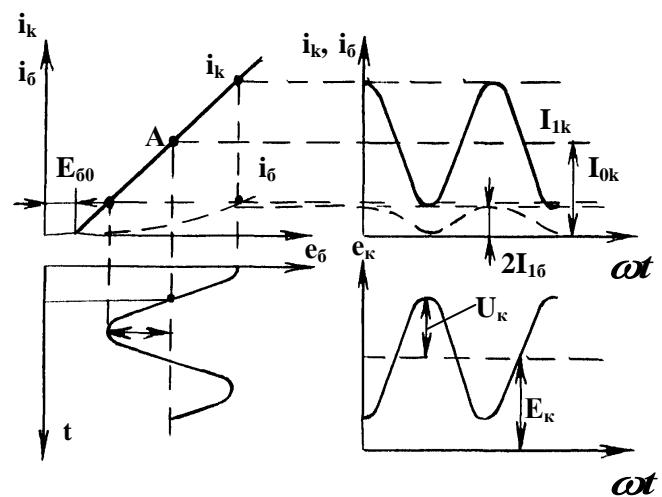


Рис. 4.2

На базу транзистора VT подается два напряжения

$$e_\delta = E_\delta + u_\delta = E_\delta + U_\delta \cos \omega t, \quad (4.1)$$

где E_δ – напряжение смещения (постоянное напряжение);

u_δ – напряжение возбуждения с амплитудой U_δ от внешнего генератора колебаний радиочастоты.

В коллекторной цепи протекает переменный ток i_K , зависящий от соотношения E_δ и U_δ .

Для анализа формы тока i_K удобно использовать аппроксимацию проходной характеристики транзистора на рабочем участке в виде прямой линии с крутизной $\Delta i_K / \Delta e_\delta = Y_{21}$ и с началом в точке $e_\delta = E_{\delta o}$ правомерную при большой амплитуде колебаний U_δ

$$i_K = Y_{21}(e_\delta - E_{\delta o}). \quad (4.2)$$

В зависимости от формы тока i_K различают два режима генератора: режим колебаний первого рода (без отсечки тока) и режим колебаний второго рода (с отсечкой тока).

В режиме колебаний первого рода (в линейном режиме) напряжение смещения E_δ выбрано так, чтобы рабочая точка A находилась на середине рабочего участка характеристики $i_K = f(e_\delta)$, а амплитуда напряжения возбуждения была бы сравнительно мала.

При этом ток i_K протекает непрерывно, имеет косинусоидальную форму, совпадающую с формой напряжения, и содержит две составляющие: постоянную I_{0K} и переменную с частотой ω_0 и амплитудой I_{1K} (рис. 4.2) $i_K = I_{0K} + I_{1K} \cos \omega_0 t$.

Подставив (4.1) в (4.2) имеем

$$i_K = Y_{21}(e_\delta - E_{\delta o}) = Y_{21}(E_\delta + U_\delta \cos \omega_0 t - E_{\delta o}) = Y_{21}(E_\delta - E_{\delta o}) + Y_{21}U_\delta \cos \omega_0 t.$$

Откуда $I_{0K} = Y_{21}(E_\delta - E_{\delta o})$, $I_{1K} = Y_{21}U_\delta$.

В коллекторную цепь включен параллельный колебательный контур LC , собственная частота которого $\omega_K = 1/\sqrt{LC}$ должна совпадать с ω_0 . Тогда он будет иметь для переменного тока i_K максималь-

ное сопротивление $Z_p = \frac{L}{Cr}$ и на нем появится напряжение с **амплитудой** $U_K = I_{1K}Z_p$, которое через конденсатор C_p подается во внеш-

нюю цепь. Мгновенное напряжение на коллекторе $e_k = E_k - U_k \cos \omega_0 t = E_k - I_k Z_p \cos \omega_0 t$.

Большое значение Z_p гарантирует получение большой амплитуды. Генератор служит усилителем колебаний радиочастоты по напряжению с коэффициентом

$$K_H = \frac{U_k}{U_\delta} = Y_{21} Z_p . \quad (4.3)$$

Работая в режиме колебаний первого рода генератор, имеет низкий КПД, который равен

$$\eta = \frac{P_{Ik}}{P_{k0}} = \frac{U_k I_{Ik}}{2E_k I_{0k}} .$$

Так как $I_{Ik} \leq I_{0k}$, а $U_k \leq E_k$, то $\eta \leq 50\%$.

Генератор можно считать усилителем колебаний по мощности, так как $K_p = (P_{Ik}/P_{I\delta}) \gg 1$.

4.2. Режим колебаний второго рода

В режиме колебаний второго рода (в нелинейном режиме) подбором E_δ рабочая точка A устанавливается на нижней части рабочего участка характеристики $i_k = f(e_\delta)$ или даже за его пределами. В результате при большой амплитуде U_δ ток коллектора протекает в виде синусоидальных импульсов с амплитудой I_{mk} и длительностью 2τ (рис. 4.3).

По оси длительность импульса удобно оценивать углом отсечки $\Theta = \omega\tau (0 \leq \Theta \leq \pi)$.

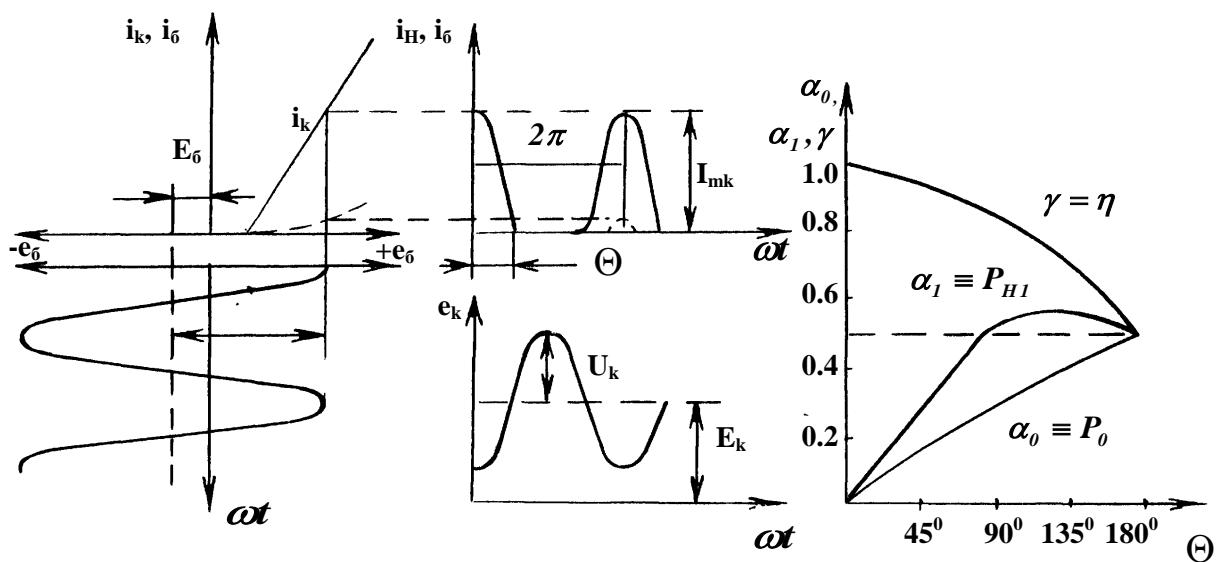


Рис.4.3

При $\Theta \rightarrow 0$ импульсы имеют бесконечно малую длительность, при $\Theta = \frac{\pi}{2}$, $E_\delta = E_{\delta\theta}$ ток протекает в течение половины периода u_δ ; при $\Theta = \pi$, ($E_\delta = U_\delta + E_{\delta\theta}$) – i_k имеет косинусоидальную форму – генератор работает в режиме 1 рода.

Подставляя значения величин из формулы (4.1) в формулу (4.2) при $\omega t = \Theta$, имеем

$$I_{mk} = Y_{2I} U_\delta (1 - \cos \Theta), \quad (4.4)$$

где

$$\Theta = \arccos \left[-\frac{E_\delta - E_{\delta\theta}}{U_\delta} \right].$$

Импульсный ток i_k можно представить с помощью ряда Фурье в виде

$$i_k = I_{0k} + I_{1k} \cos \omega_0 t + I_{2k} \cos 2\omega_0 t + I_{3k} \cos 3\omega_0 t + \dots \quad (4.5)$$

Постоянная составляющая I_{0k} и амплитуда первой гармоники I_{1k} зависят только от I_{mk} и Θ :

$$\begin{aligned} I_{0k} &= I_{mk} \alpha_0(\Theta); \\ I_{1k} &= I_{mk} \alpha_1(\Theta). \end{aligned} \quad (4.6)$$

Первая гармоника тока i_k создаст на нем падение напряжения с амплитудой

$$U_k = I_{1k} Z_p \alpha_1(\Theta).$$

Мощность колебаний в контуре и мощность, расходуемая источником E_k , будет равна соответственно:

$$\begin{aligned} P_{1k} &= 0,5 I_{mk} U_k \alpha_1(\Theta); \\ P_{0k} &= I_{mk} E_k \alpha_0(\Theta). \end{aligned}$$

Тогда КПД генератора будет равно

$$\eta = \frac{P_{1k}}{P_{0k}} = \frac{U_k}{E_k} \gamma(\Theta),$$

где

Рис.4.4

$$\gamma(\Theta) = \frac{\alpha_1(\Theta)}{2\alpha_0(\Theta)}.$$

Из рис. 4.4 следует, что в режиме колебаний второго рода при $90^\circ \leq \Theta \leq 120^\circ$ величины P_{Ik} и η больше, чем показатели при $\Theta = 180^\circ$, т.е. в режиме первого рода.

В транзисторных генераторах метрового и дециметрового диапазонов волн период усиливаемых колебаний становится соизмеримым со временем диффузии носителей заряда в области базы транзистора, за счет чего импульсы коллекторного тока деформируются, а коэффициент усиления уменьшается.

Однако в современных высокочастотных транзисторах с многоэмиттерной планарной структурой инерционность движения носителей заряда можно не учитывать до частот **1000** МГц. При построении схем с внешним возбуждением используются дополнительные элементы L_b , C_b , L_k , C_p , выполняющие те же функции, что и в генераторах с самовозбуждением.

Последовательно включенные автогенератор, умножители частоты и генераторы с внешним возбуждением образуют радиотракт передатчика, на выходе которого можно получить колебание радиочастоты заданной амплитуды и мощности. Перед тем, как подать его в антенну, необходимо осуществить процессы модуляции или манипуляции.

Ключевые слова

1. Амплитуда первой гармоники – максимальное значение тока первой гармоники на выходе усилителя радиочастоты.
2. Генератор с внешним возбуждением – усилитель радиочастоты по напряжению и мощности.
3. Отсечка тока – отсутствие коллекторного тока транзистора при наличии усиливаемого напряжения.
4. Первая гармоника – частота спектра несинусоидального сигнала на выходе усилителя, работающего в режиме второго рода, равная радиочастоте.
5. Проходная характеристика транзистора – зависимость тока коллектора от напряжения на базе.
6. Режим колебаний второго рода – усиление происходит на нелинейном участке характеристики с отсечкой тока.
7. Режим колебаний первого рода – усиление происходит на линейном участке характеристики.

нейном участке характеристики без отсечки тока.

8. Многоэмиттерная планарная структура – способ изготовления среднескоростных интегральных микросхем.

Контрольные вопросы

1. Чем принципиально отличается автогенератор от генератора с внешним возбуждением?
2. Какой режим выгодней энергетически: первого или второго рода?
3. В каких случаях используют генератор с внешним возбуждением?

5. УПРАВЛЕНИЕ КОЛЕБАНИЯМИ РАДИОЧАСТОТЫ

5.1 Амплитудная модуляция

Для передачи сообщения $\lambda(t)$ его преобразует в пропорциональную электрическую величину $b(t)$ – первичный сигнал. При передаче речи такое преобразование выполняет микрофон, а при передаче изображения – телевизионная камера и т. д. Первичный сигнал обычно является низкочастотным колебанием (НЧ). При передаче по радио первичный сигнал преобразуется в высокочастотное (ВЧ) колебание в результате модуляции, которая представляет собой изменение одного или нескольких параметров ВЧ колебания $S(t)$ по закону передаваемого сообщения $\lambda(t)$. Немодулированное ВЧ гармоническое колебание

$$S(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = U_m \cos \Theta(t),$$

где амплитуда U_m , круговая частота ω_0 , фаза φ_0 могут быть постоянными или медленно меняющимися величинами, а $\Theta(t) = \omega_0 t + \varphi_0$ – полный угол (фаза) колебания в момент времени t .

Различают два основных вида (класса) модуляции гармонических колебаний: амплитудную при изменении U_m и угловую при изменении $\Theta(t)$ по закону передаваемого сообщения $\lambda(t)$. Модулированные сигналы различаются также по виду модулирующего сигнала $b(t)$ и модулируемого колебания $S(t)$. В качестве модулируемого (сигнала-переносчика) используется гармоническое колебание, периодическая последовательность импульсов, шумоподобные сигналы (ШПС), а в качестве модулирующего – непрерывные (аналоговые), аналогово-импульсные, цифровые и дискретные сигналы. Соответственно и са-

ми модуляции разделяются на аналоговую, аналого-импульсную, цифровую и дискретную.

При амплитудной модуляции (АМ) в ВЧ гармоническом колебании $u(t) = U_m(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ частота ω_0 и фаза φ_0 постоянные, а амплитуда $U_m(t) = U_m + kb(t)$ изменяется по закону модулирующего сигнала $b(t)$ вокруг среднего значения U_m . Здесь k – постоянный во времени коэффициент пропорциональности, выбранный так, чтобы амплитуда $U_m(t)$ была всегда положительна. Тогда уравнение

$$u(t) = [U_m + kb(t)]\cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (5.1)$$

описывает амплитудно-модулированное колебание (АМК) (рис. 5.1).

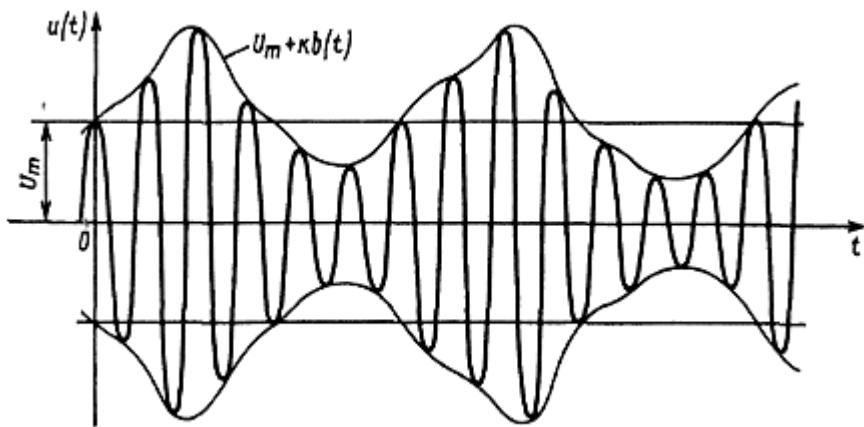


Рис. 5.1

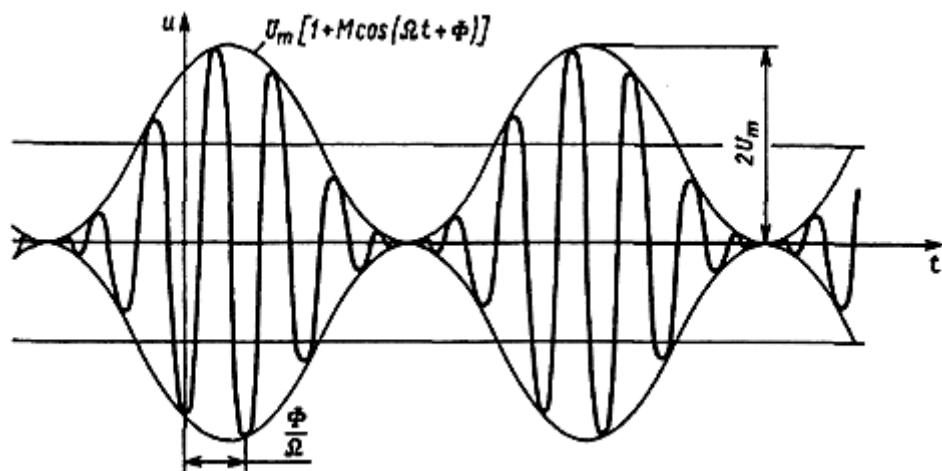


Рис. 5.2

Выражение (5.1) представляет собой уравнение прямой линии отно-

сительно первичного сигнала $b(t)$, поэтому амплитудную модуляцию называют линейной системой. В простейшем случае $b(t)$ является гармоническим колебанием с круговой частотой Ω и начальной фазой Φ : $b(t) = B \cos(\Omega t + \Phi)$. Тогда уравнение (5.1) принимает вид:

$$u(t) = U_m [1 + M \cos(\Omega t + \Phi)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (5.2)$$

где M – глубина (коэффициент) АМ, равный KB/U_m . Так как амплитуда положительна, то $0 < M < 1$. При $M = 0$ выражение (5.2) превращается в простое гармоническое колебание. Если $M = 1$, то выражение (5.2) имеет максимум $U_{max} = U_m + B = 2U_m$ и минимум $U_{min} = U_m - B = 0$ (рис. 5.2). При $M > 1$ (перемодуляция) появляются нелинейные искажения. Выполнив преобразования в (5.2), получим спектр АМК

$$U_{AM}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + 0,5M U_m \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi] + 0,5M U_m \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \Phi],$$

который состоит из колебаний несущей частоты (первое слагаемое),

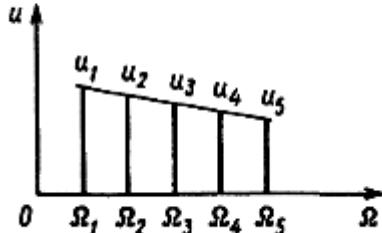


Рис. 5.3

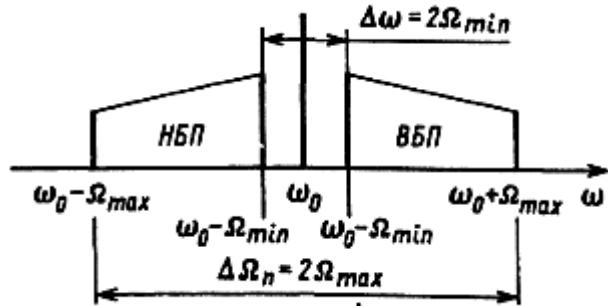


Рис. 5.4

верхней боковой частоты (ВБЧ) $\omega_0 + \Omega$ и нижней боковой частоты (НБЧ) $\omega_0 - \Omega$ боковых частот. Если $b(t)$ содержит ряд гармонических составляющих (рис. 5.3), т. е. $b(t)$ занимает полосу частот, то у АМК имеют место не боковые частоты, а боковые полосы – верхняя боковая полоса (ВБП) и нижняя боковая полоса (НБП). В этом случае боковые полосы изображают в виде прямоугольных трапеций (рис. 5.4). Расстояние между ближайшими спектральными составляющими боковых полос $\Delta\Omega_{min} = 2\Omega_{min}$, а вся полоса частот АМК имеет ширину

$$\Delta\omega_n = 2\Omega_{max}.$$

Решение задач модуляции приобретает большую наглядность при использовании векторных диаграмм амплитудно-модулированных колебаний. На рис. 5.5 изображены векторы несущего, верхнего и нижнего боковых колебаний в предположении, что ось проекций вращается по часовой стрелке с угловой скоростью ω_0 , а модулирующий сигнал – гармонический. При этом несущее колебание изображается неподвижным вектором длиной U_m под углом φ_0 к начальному положению оси проекции. Верхнее и нижнее боковые колебания изображаются векторами одинаковой длины $MU_m/2$, но под разными углами к начальному положению оси: под углом $(\varphi_0 + \Phi)$ – для ВБЧ и под углом $(\varphi_0 - \Phi)$ – для НБЧ. Вектор ВБЧ вращается против часовой, а вектор НБЧ – по часовой стрелке с угловой скоростью Ω . С течением временем сумма векторов боковых частот будет изменяться по модулю, но всегда находится на линии вектора несущего колебания, совпадая или не совпадая с ним по направлению. Поэтому модуль суммарного вектора АМК тоже будет меняться со временем.

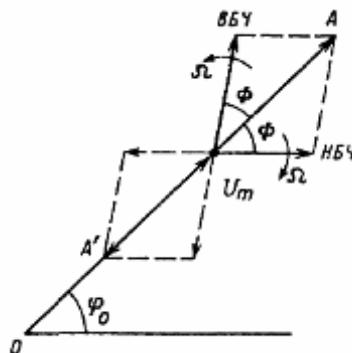


Рис. 5.5

Амплитудный модулятор. Устройства, с помощью которых формируется АМК, называются амплитудными модуляторами. Таким устройством в передатчике является его выходной каскад (мощный), который выполняется на транзисторе. В нем АМ осуществляется благодаря изменению напряжения смещения на базе транзистора или его коллекторного напряжения. В первом случае АМ называется базовой, а во втором – коллекторной. Возможна комбинированная АМ.

На рис. 5.6, *a* приведена схема модулятора базовой АМ и спрямленная проходная характеристика транзистора $i_k = f(e_\sigma)$ при $E_k = \text{const}$. В этом модуляторе транзистор *VT* включен по схеме с общим эмиттером. На его базу (вход) поступают колебание несущей частоты ω_0 и

параллельно НЧ, модулирующее напряжение $b(t)$, а также постоянное напряжение смещения E_b . На коллектор транзистора подается напряжение питания E_k через колебательный контур, который настроен в резонанс с колебанием несущей частоты ω_0 . Дроссель L и конденсатор образуют Г-образный фильтр, который не пропускает ВЧ-колебания в источник постоянного напряжения. Фильтр создает высокое сопротивление токам высокой частоты и незначительное – токам низкой частоты. Напряжение смещения на базе транзистора $E_{bcm} = E_b + b(t)$ изменяется по закону $b(t)$, а ВЧ колебание несущей частоты – вокруг $b(t)$ как вокруг своего среднего значения, создавая однополярные импульсы коллекторного тока i_k разной амплитуды, пропорциональной $b(t)$. На коллекторном контуре выделяется коллекторное напряжение первой гармоники этих импульсов, от чего образуется АМ, соответствующая выражению (5.2).

Отметим, что АМ – нелинейный процесс, поскольку при этом ВЧ напряжение несущей частоты отсекается снизу проходной характеристикой транзистора (рис. 5.6, б), образуя импульсы коллекторного тока. Это достигается выбором постоянного напряжения смещения на базе E_b (рабочей точки) вблизи излома проходной характеристики транзистора. В линейном режиме, которому соответствует значение E_b , в середине линейного восходящего участка проходной характеристики, а результирующее базовое напряжение не выходит за его пределы, АМ не возможна. В этом случае линейная сумма напряжений базовой цепи без изменения пройдет в коллекторную цепь, колебательный контур которой выделит только колебание несущей частоты, так как он на нее настроен.

Если в схеме (рис. 5.6) вторичную обмотку трансформатора T отключить от базовой цепи и подключить к коллекторной цепи последовательно с колебательным контуром, то будет иметь место схема коллекторной АМ. Работу такого модулятора можно пояснить с помощью выходной характеристики транзистора и нагрузочной прямой. Модулятор коллекторной АМ работает в перенапряженном режиме.

Коллекторная АМ обеспечивает больший КПД передатчика, меньшие нелинейные искажения сигнала по сравнению с базовой АМ и поэтому она используется в мощных передатчиках.

Достоинства и недостатки АМ. Достоинство – простота схемных реализаций, а недостатки определяются следующим.

Из выражения (5.2) следует, что амплитуда модулированного колебания изменяется от $U_{min} = U_m(1 - M)$ до $U_{max} = U_m(1 + M)$, а мощ-

нность от $P_{min} = P_H (1 - M)^2$ до $P_{max} = P_H (1 + M)^2$ соответственно, где $P_H = U_m^2 / 2R_H$ – мощность колебания несущей частоты на нагрузке R_H .

Средняя мощность АМ колебания за период низкой частоты T

$$P_{cp} = \frac{U_m^2}{2R_H} \frac{1}{T} \int_0^T U_{AM}^2(t) dt = \frac{U_m^2}{R_H} \frac{1}{2} \int_0^T (1 + M \cos \Omega t)^2 dt = P_H (1 + 0,5M^2).$$

При $M = 1$ мощность $P_{max} = 4P_H$ и $P_{cp} = 1,5P_H$.

Отношение $P_{cp}/P_{max} = 0,375 < 1$, т. е. передатчик плохо используется по мощности, что является существенным недостатком АМ. Это происходит потому, что большая часть общей генерируемой мощности

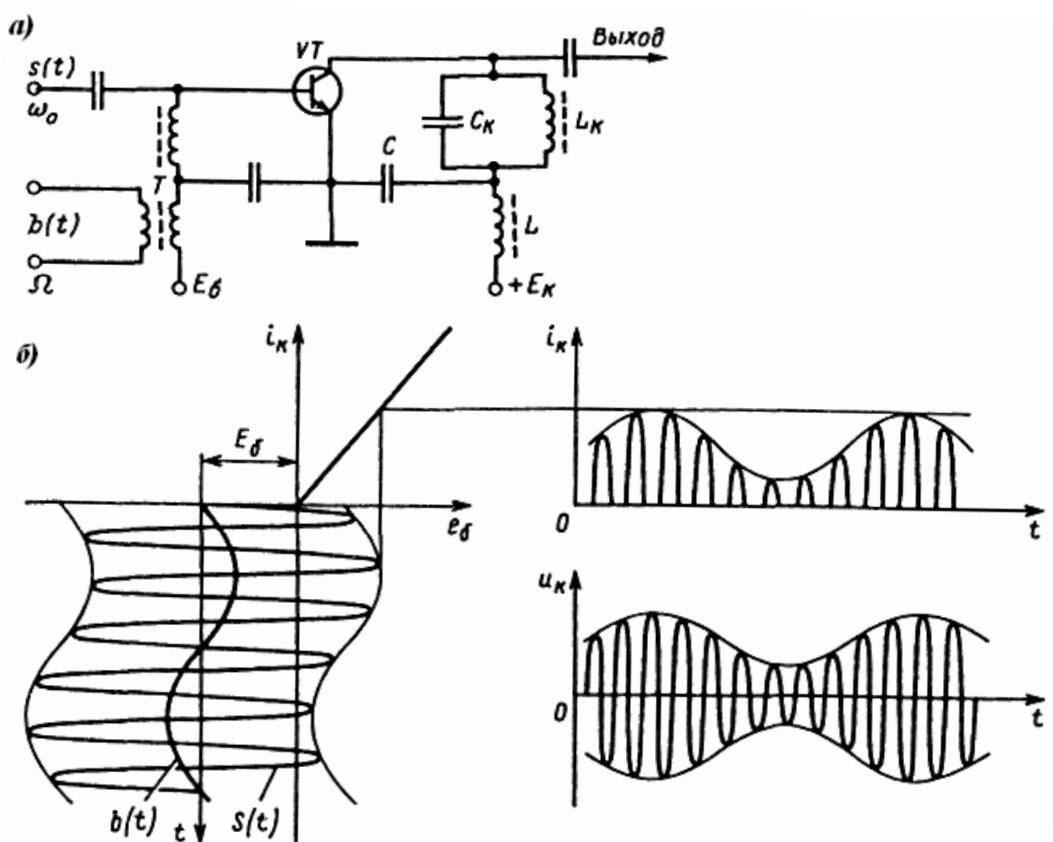


Рис. 5.6

расходуется на передачу колебания несущей частоты, которое не несет передаваемой информации. Эта часть при $M = 1$ составляет:

$$g = \frac{P_H}{P_{общ}} = \frac{P_H}{P_H + P_{бок}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{бок}}{P_H}} = \frac{1}{1 + 0,5M^2} = \frac{2}{3} = 0,67; \quad g \approx 70\%,$$

где $P_{бок}$ – мощность колебания обеих боковых полос, равная $M^2U_m^2/0,25R_H$.

Устранить данный недостаток можно путём исключения из АМК составляющей несущей частоты. АМ без несущей называется балансной модуляцией (БМ).

5.2. Балансная модуляция

Балансно-модулированное колебание (БМК) определяется выражением (5.2) без несущей:

$$u_{БМ}(t) = kbU_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = kb(t)S(t), \quad (5.3)$$

т. е. оно получается в результате перемножения модулирующего сигнала $b(t)$ и сигнала-переносчика $S(t)$. Если оба сигнала гармонические:

$$b(t) = U \cos \Omega t \quad \text{и} \quad S(t) = U_m \cos \omega_0 t,$$

то балансно-модулированные колебания

$$u_{БМ}(t) = kUU_m \cos \Omega t \cos \omega_0 t = 0,5kUU_m [\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t], \quad (5.4)$$

следовательно БМК состоит только из двух боковых частот (полос): верхней $\omega_0 + \Omega$ и нижней $\omega_0 - \Omega$.

Процесс перемножения этих сигналов поясняется рис. 5.7 *a, б, в*. На рис. 5.7, *г* показан частотный спектр этого БМК. Очевидно, что полоса частот БМК такая же, как и АМК: $\Delta f_{БМ} = 2F_{max}$, а боковые полосы отстоят друг от друга на $\Delta f = 2F_{min}$.

Устройства (рис. 5.8) реализующее выражение (5.3), представляет

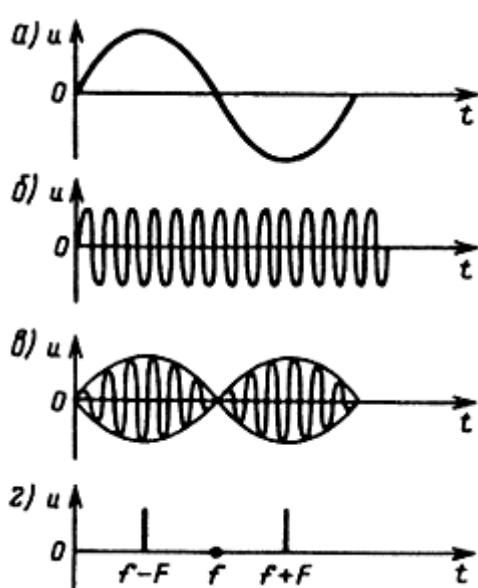


Рис. 5.7

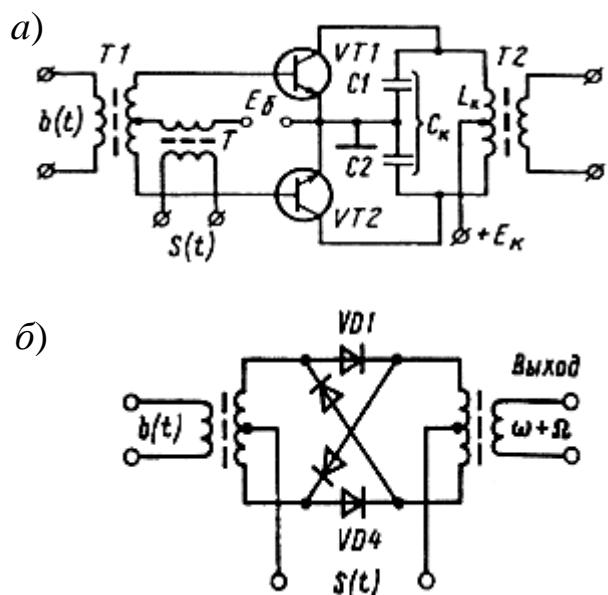


Рис. 5.8

собой балансный модулятор-перемножитель сигналов. Мощный каскад модулятора выполняется на основе двухтактной транзисторной схемы (рис. 5.8, а). Однако на ее выходе присутствуют не только две боковые, но и модулирующий сигнал $b(t)$, что является недостатком схемы, хотя его можно устранить, усложнив схему. Если же модулятор выполнить по двойной диодной двухтактной схеме (рис. 5.8, б), то на его выходе сигнал $b(t)$ будет отсутствовать.

Демодуляция БМК осуществляется когерентным или синхронным детектором. Каждый из них состоит из перемножителя сигналов Π и фильтра низких частот ($\Phi\text{НЧ}$), подключенного к его выходу (рис. 5.9). В блоке Π перемножаются между собой БМК и опорное колебание $u_{\text{оп}}(t)$. Если последнее совпадает с колебанием несущей частоты $u_{\text{оп}}(t) = kS(t)$, т. е. у них одинаковые частоты и фазы или фазы жестко связаны между собой, то детектор называется когерентным. Если же совпадают только частоты, а фазы разные, то детектор называется синхронным. Для АМК можно использовать только когерентный детектор, в противном случае напряжение его выходного сигнала меняется во времени.

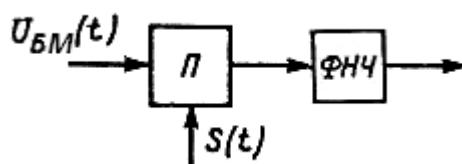


Рис. 5.9

Для детектирования БМК может использоваться любой из названных детекторов. Будем считать, что $u_{оп}(t) = kS(t)$, т. е. используется когерентный детектор. В его блоке Π перемножаются между собой входное БМК (5.3) и опорное колебание

$$u_{оп}(t) = kS(t) = kU \cos \omega_0 t,$$

так, что на выходе перемножителя получается колебание

$$u_n(t) = kb(t)S^2(t) = kb(t)U_m^2 \cos^2 \omega_0 t = kb(t)U_m^2 \frac{1 + \cos 2\omega_0 t}{2} = \frac{1}{2} kU_m^2 b(t) + BЧ,$$

где $BЧ$ – высокочастотные составляющие.

$\PhiЧ$ отфильтровывает высокочастотные составляющие и на его выходе имеет место переданный сигнал $b(t)$.

Обе боковые полосы БМК несут одну и ту же информацию. На выходе перемножителя когерентного детектора имеется сигнал

$$u_n(t) = U_{БМ}(t)kS(t) = kU[\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t]kU_m \cos \omega_0 t.$$

После несложных преобразований с учетом отфильтровывания высокочастотных составляющих на выходе $\PhiЧ$ имеем:

$$u_{\Phi}(t) = 0,5kUU_m(\cos \Omega t + \cos \Omega t) = 0,5kUU_m[b(t) + b(t)] = kU_m b(t),$$

это подтверждает, что при БМК можно использовать некогерентный и когерентный детектор. Кроме того одну из боковых полос можно исключить, а сообщение передавать с помощью другой. Это сокращает полосу частот передаваемого сигнала в 2 раза и увеличивает помехоустойчивость связи. Такая передача называется однополосной амплитудной модуляцией или передачей одной боковой полосы частот.

5.3. Однополосная модуляция

Известно несколько методов формирования одной боковой полосы частот АМ колебания (ОБП АМ): фильтровой, фазовый, фазофильтровой, фильтро-фазовый, синтетический и др. Основным из них является фильтровой метод, суть которого определяется структурой

БМК (5.4), откуда полосовым фильтром выделяется одна боковая полоса:

$$u_\theta(t) = U \cos(\omega_\theta + \Omega)t.$$

На рис. 5.10 приведена структурная схема формирования ОБП АМ, состоящая из перемножителя Π , и полосового фильтра $\Pi\Phi$.

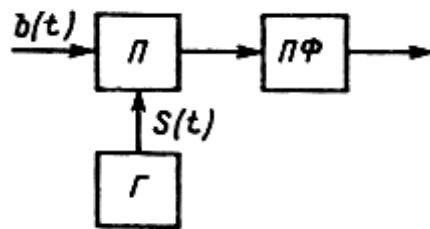


Рис. 5.10

Блок Π выполняется чаще всего по кольцевой диодной схеме (двойной балансной) (см. рис. 5.8), на выходе которой нелинейные искажения сигнала минимальны, отсутствуют модулирующий сигнал $b(t)$ и колебание несущей частоты $S(t)$.

В качестве $\Pi\Phi$ чаще всего используются электромеханические фильтры (ЭМФ), обычно работающие на несущей частоте **500** кГц. На более высокой частоте труднее выдержать требуемую крутизну **0,1** дБ/Гц скатов ее амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), при которой нерабочая боковая полоса подавляется на **60** дБ. Если несущая частота $f_H > 500$ кГц, то требуется как минимум два преобразования частоты, т. е. надо соединить последовательно как минимум два формирователя (рис. 5.10). Причем у второго преобразователя несущая $f_{H2} > f_H$, так же как у третьего $f_{H3} > f_{H2}$. Поэтому фильтровой метод формирования ОБП АМ называют еще и методом последовательных преобразований.

Достоинством фильтрового метода формирования однополосного сигнала является высокая степень подавления нерабочей боковой полосы (60 дБ), недостатком – громоздкость схемы.

Фазовый метод формирования вытекает из выражения однополосного сигнала:

$$u_\theta(t) = kUU_m \cos(\omega_\theta + \Omega)t = kUU_m (\cos\omega_\theta t \cos\Omega t - \sin\omega_\theta t \sin\Omega t),$$

для верхней боковой полосы (ВБП). Для НБП знак в этом выражении меняется на обратный, так что в общем виде:

$$u_o(t) = kUU_m(\cos\omega_0t \cos\Omega t_m \sin\omega_0t \sin\Omega t) = k[S(t)b(t)_m \hat{S}(t)\hat{b}(t)]. \quad (5.5)$$

В выражении (5.5) верхний знак относится к ВБП, нижний – к НБП; $\hat{b}(t)$, $\hat{S}(t)$ – преобразованные по Гильберту функции $b(t)$, $S(t)$, т. е. квадратурные $b(t)$, $S(t)$, или сдвинутые по фазе на 90° .

На рис. 5.11 приведена структурная схема формирователя ОБП АМ фазовым методом согласно правой части выражения (5.5):

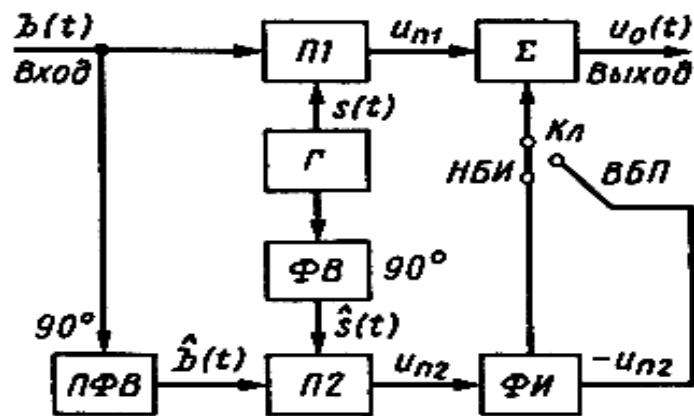


Рис. 5.11

ПФВ – полосовой фазовращатель на 90° сигнала $b(t)$;

П1 и **П2** – перемножители сигналов;

Г – генератор колебания несущей частоты;

ФВ – фазовращатель на 90° колебания несущей частоты;

ФИ – фазоинвертор;

Σ – сумматор.

Работа схемы определяется выражением (5.5).

На выходе перемножителей **П1** и **П2** присутствуют соответственно колебания:

$$\begin{aligned} u_{n1} &= kb(t)S(t) = kU\cos\Omega tU_m\cos\omega_0t = \\ &= 0,5kUU_m[\cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_{n2} &= k\hat{S}(t)\hat{b}(t) = kU\cos\Omega tU_m\cos\omega_0t = \\ &= 0,5kUU_m[\cos(\omega_0 - \Omega)t - \cos(\omega_0 + \Omega)t], \end{aligned}$$

которые в сумме (на выходе блока суммирования **Σ**) дают

$$u_{\Sigma}(t) = u_{PI} + u_{P2} = kUU_m[\cos(\omega_0 - \Omega)t], \quad (5.6)$$

а их разница

$$u_{\Sigma}(t) = u_{PI} - u_{P2} = kUU_m[\cos(\omega_0 + \Omega)t]. \quad (5.7)$$

Выражение (5.6) соответствует – НБП, а выражение (5.7) – ВБП.

Метод называется фазовым потому, что в нем нерабочая боковая полоса подавляется благодаря фазовой компенсации. Степень этого подавления определяется формулой, дБ

$$a = 20 \lg \left| \frac{1 + \alpha}{\sqrt{\alpha^2 - 2\alpha \cos \Delta\varphi + 1}} \right|,$$

где α , $\Delta\varphi$ – соответственно амплитудная и фазовая погрешности. При $\alpha = 1$ (что несложно выполнить) $a = 20 \lg |\sin(0,5\Delta\varphi)|$. Чтобы получить $a = 60$ дБ, как и при фильтровом методе, надо иметь $\Delta\varphi = 7'$, что нереально из-за наличия блока **ПФВ**.

Известные ПФВ на 90° обеспечивают минимум $\Delta\varphi = 1^\circ$, чему соответствует $a = 40$ дБ < 60 дБ, и то только в лабораторных условиях и в полосе частот речевого сигнала $\Delta F = 3,1$ кГц. Реально $\Delta\varphi = 1^\circ$ и $a < 40$ дБ, что является недостатком фазового метода, сдерживающим его широкое использование. Достоинство метода – простота схемы формирователя: ОБП АМ формируется в результате одного преобразования частоты теоретически на любой несущей и может иметь относительно высокую мощность. Согласно выражению (5.5) колебание ОБП АМ состоит из двух БМК, одно из которых квадратурно другому. По отношению к передаваемому сигналу $b(t)$ выражение БМК (5.3) представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат, и поэтому БМ является линейной системой модуляции; ОБП АМ тоже линейная система модуляции, поскольку состоит из двух БМК, но считается косвенной из-за квадратуры второго слагаемого. Балансная и амплитудная модуляции являются линейными и прямыми системами модуляции.

На железнодорожном транспорте АМ непосредственно не используется (кроме внутрипоездного радиовещания). Она используется как промежуточный вид модуляции в детекторах ЧМ сигналов приемни-

ков железнодорожных радиостанций. БМ является промежуточной при формировании ОБП АМ.

5.4. Угловая модуляция

Принципы фазовой и частотной модуляции. При угловой модуляции (УМ) по закону передаваемого сообщения изменяется полный угол (фаза) $\psi(t)$ гармонического несущего колебания. В свою очередь УМ подразделяется на фазовую (ФМ) и частотную (ЧМ) модуляции.

Фазомодулированным колебанием (ФМК) называется колебание

$$u_{\Phi M}(t) = U_m[\cos(\omega_0 t + \Psi(t))],$$

у которого сдвиг фазы изменяется от начального значения ϕ_0 пропорционально модулирующему сигналу $b(t)$:

$$\phi(t) = \phi_0 + kb(t),$$

где k – размерный постоянный коэффициент пропорциональности. Поэтому

$$u_{\Phi M}(t) = U_m[\cos(\omega_0 t + \phi_0 + kb(t))]. \quad (5.8)$$

Уравнение (5.8) является нелинейным по отношению к модулирующему сигналу $b(t)$, поскольку он находится под знаком тригонометрической функции. Поэтому ФМ является прямым нелинейным видом модуляции. В простейшем случае $b(t)$ – гармоническое колебание:

$$b(t) = kU \cos(\Omega t + \varphi),$$

при котором

$$\begin{aligned} u_{\Phi M} &= U_m \cos[\omega_0 t + \phi_0 + kU \cos(\Omega t + \varphi)] = \\ &= U_m \cos[\omega_0 t + \phi_0 + m_{\Phi M} \cos(\Omega t + \varphi)]; \end{aligned} \quad (5.9)$$

Величина $m_{\Phi M} = kU$ называется индексом ФМК или девиацией фазы и численно равна максимальному отклонению начальной фазы колебания от среднего значения ϕ_0 .

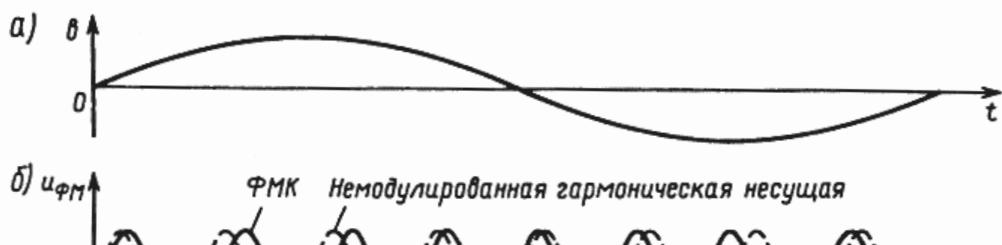


Рис. 5.12

На рис. 5.12, *a* приведены временная зависимость $m \cos(\Omega t + \varphi)$ для $\varphi = \pi/2$ рад.; на рис. 5.12, *б* – ФМК (сплошная линия) и немодулированное колебание несущей частоты (штриховая линия) $\varphi_0 = 0$.

При $m \sin \Omega t > 0$ ФМК отстает, а при $m \sin \Omega t < 0$ опережает по фазе колебание несущей частоты. Этот фазовый сдвиг максимальен по модулю при $\sin \Omega t = \pm 1$, а при $\sin \Omega t = 0$ – отсутствует.

Частотно-модулированным (ЧМК) называется колебание, у которого частота $\omega(t)$ изменяется относительно среднего значения ω_0 пропорционально сравнительно медленному модулирующему сигналу $b(t)$:

$$\omega(t) = \omega_0 + kb(t).$$

Фаза колебаний $\psi(t)$ связана с частотой $\omega(t)$ соотношением

$$\psi(t) = \int \omega(t) dt.$$

Аналитическое выражение ЧМК:

$$\begin{aligned} u_{\text{ЧМК}}(t) &= U_m \cos \psi(t) = U_m \cos \int_0^t \omega(t) dt = U_m \cos \int_0^t [\omega_0 + kb(t)] dt = \\ &= U_m \cos \left[\omega_0 t + j_0 + k \int_0^t b(t) dt \right]. \end{aligned}$$

Частотно-модулированные колебания можно рассматривать как ФМК, у которого фаза изменяется пропорционально не модулирую-

щему сигналу $b(t)$, а интегралу от него.

Поэтому частотная модуляция является нелинейной интегральной системой в отличие от ФМ (прямой нелинейной системы).

В простейшем случае

$$b(t) = U \cos(\Omega t + \varphi)$$

и тогда

$$\begin{aligned} u_{CM}(t) &= U_m \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + kU \int_0^t \cos(\Omega t + \varphi) dt \right] = \\ &= U_m \cos \left[\omega_0 + \varphi_0 + \frac{kU}{\Omega} \sin(\Omega t + \varphi) \right] = \\ &= U_m \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + m \sin(\Omega t + \varphi) \right]. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Здесь $m = kU/\Omega$ является индексом ЧМ, который пропорционален амплитуде U модулирующего сигнала $b(t)$ и обратно пропорционален его частоте Ω . Произведение $kU = \Delta\omega_d$ называется девиацией частоты – наибольшее мгновенное отклонение частоты от среднего значения ω_0 . Поэтому $m = \Delta\omega_d/\Omega$.

На рис. 5.12, в приведена временная зависимость $u_{CM}(t)$. При $m \sin \Omega t > 0$ частота $\omega(t) > \omega_0$ с максимумом при $\sin \Omega t = 1$, а при $m \sin \Omega t < 0$ наоборот, $\omega(t) < \omega_0$ с минимумом при $\sin \Omega t = -1$. При $m \sin \Omega t = 0$ частота $\omega(t) = \omega_0$.

Так как частота $\omega(t)$ и фаза $\varphi(t)$ связаны между собой известным соотношением $\omega(t) = d\varphi(t)/dt$, то ФМ всегда сопровождается ЧМ и наоборот.

У рассмотренного выше ФМК круговая частота

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\omega_0 t + \varphi_0 + k b(t) \right] = \omega_0 + k \frac{db(t)}{dt}.$$

Следовательно, ФМК можно рассматривать как ЧМК, у которого частота изменяется пропорционально не модулирующему сигналу $b(t)$, а его производной по времени:

$$\Delta\omega(t) = k \frac{db(t)}{dt}.$$

В случае гармонического закона модуляции

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d}{dt} [\omega_0 t + \varphi_0 + m \cos(\Omega t + \varphi)] = \omega_0 - m \Omega \sin(\Omega t + \varphi).$$

Так как максимальное значение $\sin \Omega t = 1$, то $\Delta \omega_{max} = m \Omega = kU\Omega$ является максимальным отклонением частоты ФМК от среднего значения ω_0 , т. е. девиацией частоты. Следовательно, при ФМ девиация частоты пропорциональна не только амплитуде ($m = kU$), но и частоте Ω модулирующего сигнала $b(t)$. В рассмотренном ЧМК девиация частоты от Ω не зависит. Это значит, что ЧМ, сопровождающая ФМ, является искаженной. Ее можно исправить, исключив Ω из девиации, интегрируя по времени модулирующий сигнал $b(t)$.

Подставляя $b(t)$ в последнее выражение, получим неискаженную ЧМ, которая называется косвенной, так как получена из ФМ.

$$b_u(t) = \int_0^t b(t) dt = \int_0^t U \cos(\Omega t + \varphi) dt = \frac{U}{\Omega} \sin(\Omega t + \varphi) + C.$$

Аналогично можно получить и косвенную ФМ.

Для этого согласно выражению (5.9) надо модулирующий сигнал подавать на ЧМ модулятор через дифференцирующее по времени устройство.

И ФМК [см. выражение (5.9)] и ЧМК [см. выражение (5.10)] можно представить одним выражением угловой модуляции (УМК):

$$u_{UM}(t) = U_m \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + m \sin(\Omega t + \varphi)]. \quad (5.11)$$

Если при гармоническом законе модуляции $m = kU/\Omega$, то выражение (5.11) представляет собой ЧМК, если же $m = kU$, а φ отличается на $\pi/2$ рад, то выражение (5.11) представляет собой ФМК.

Для определения спектра ФМК и ЧМК преобразуем выражение (5.11) по формуле косинуса суммы двух аргументов:

$$u_{UM}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos[m \sin(\Omega t + \varphi)] - U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin[m \sin(\Omega t + \varphi)],$$

и воспользуемся соотношениями теории Бесселевых функций:

$$\sin(m \sin \Omega t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n}(m) \sin[(2n-1)\Omega t];$$

$$\cos(m \sin \Omega t) = I_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n}(m) \cos(2n\Omega t).$$

В результате получим

$$\begin{aligned} u_{ym}(t) = & U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \\ & + U_m \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos[(\omega_0 + n\Omega)t + \varphi_0 + n\varphi] + \\ & + U_m \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(m) \cos[(\omega_0 - n\Omega)t + \varphi_0 - n\varphi], \end{aligned} \quad (5.12)$$

где $J_n(m)$ – функция Бесселя первого рода n -го порядка от аргумента m .

Данное выражение представляет собой разложение ФМК и ЧМК на гармонические составляющие при гармоническом законе модуляции с частотой Ω гармонической несущей. Даже в этом простейшем случае ФМК и ЧМК имеют теоретически бесконечный спектр, который состоит из составляющей несущей частоты ω_0 (первое слагаемое) и двух боковых полос частот (второе и третье слагаемые): верхней (ВБП) $\omega_0 + n\Omega$ и нижней (НБП) $\omega_0 - n\Omega$ (рис. 5.13).

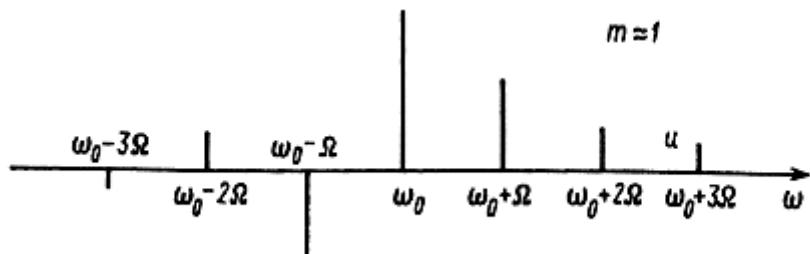


Рис. 5.13

Нечетные гармоники НБП противофазны нечетным гармоникам ВБП, о чем говорит множитель $(-1)^n$ в НБП. Амплитуды боковых частот пропорциональны $J_n(m)$ и достаточно быстро убывают (хотя и немонотонно) с увеличением номера гармоники n . Ширина спектра ограничивается $(1 + m + \sqrt{m})$ парой боковых составляющих, когда пренебрегают боковыми частотами, амплитуды которых составляют 1% и менее амплитуды немодулированной несущей. В этом случае ширина спектра сигнала с УМ

$$\Delta f_{ym} = 2F(1 + m + \sqrt{m}). \quad (5.13)$$

При $m \gg 1$ можно пренебречь слагаемым \sqrt{m} . Есть и другие аналогичные формулы. Сложнее определить ширину спектра ФМК и ЧМК при случайному модулирующему сигнале.

Однако и в этом случае пользуются формулой (5.13), подставляя в нее максимальную частоту модулирующего сигнала $F = F_{max}$ и максимальный индекс $m = m_{max}$.

Особенностью спектра ЧМК в отличие от ФМК является независимость его ширины [(5.13)] от частоты модуляции F .

С увеличением F индекс модуляции $m = \Delta f_d / F$ уменьшается, спектральные составляющие "раздвигаются", а учитываемое их количество $2(1 + m + \sqrt{m}) = 2\left(1 + \frac{KU}{F} + \sqrt{\frac{KU}{F}}\right)$ уменьшается. При ФМК индекс m не зависит от F . Поэтому с увеличением F ширина спектра увеличивается. При этом спектральные составляющие, не изменяясь по амплитуде и количеству, "раздвигаются" по частоте.

При $m \ll 1$ можно учитывать по одной верхней и нижней боковым составляющим, тогда ширина спектра сигнала с УМ будет такой же, как у сигнала с АМ: $\Delta f_{ym} = \Delta f_{ym} = 2F_{max}$. Его структура

$$u_{ym}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{mU_m}{2} \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_0 + \varphi] - \frac{mU_m}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \varphi],$$

отличающаяся от структуры АМК лишь знаком (минус) нижнего бокового колебания. Однако именно этот минус приводит к преобразованию АМК в сигнал с УМ. На рис. 5.14 приведена векторная диаграмма сигнала с УМ при $m \ll 1$. Из-за упомянутого знака (минус) результирующее колебание боковых частот всегда перпендикулярно вектору несущей, а результирующий вектор изменяется не только по углу $\varphi(t)$, но и амплитуде, что обусловлено пренебрежением боковыми составляющими более высокого порядка и приближенностью выражения. У АМК результирующий вектор боковых частот всегда находится на линии вектора несущей, поэтому УМ отсутствует.

Сигнал с УМ имеет ту же мощность, что и немодулированное колебание, хотя и содержит не только несущую, но и боковые полосы частот. С увеличением t происходит перераспределение мощности в

спектре и может отсутствовать составляющая частоты ω_0 , что существенно повышает эффективность использования передатчика.

5.5. Фазовый модулятор

В простейшем случае фазовый модулятор выполняют на одиночном колебательном контуре, перестраиваемом по частоте по закону передаваемого сообщения (рис. 5.15).

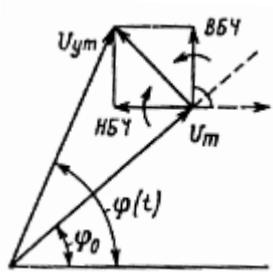


Рис. 5.14

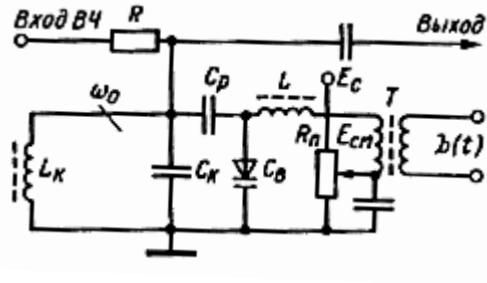


Рис. 5.15

Для этого к контуру подключен варикап (variable capacitor) – конденсатор переменной емкости C_e через разделительный конденсатор C_p . На варикап подаются постоянное напряжение смещения E_{cm} со средней точки потенциометра R_n и последовательно низкочастотное модулирующее напряжение $b(t)$, которые изменяют C_e . Конденсатор C_p исключает короткое замыкание напряжения смещения E_{cm} через цепь, состоящую из последовательно включенных вторичной обмотки трансформатора T , дросселя L , обмотки контура L_K . Эквивалентная емкость контура

$$C_{K\Theta} = C_K + \frac{C_B C_p}{C_B C_p}.$$

Это значит, что C_p осуществляет также неполное подключение варикапа к контуру. Дроссель L , имея высокое сопротивление для высокочастотного колебания несущей частоты ω_0 ($x_{DR} = \omega_0 L_{DR}$), не пропускает его на свой выход и исключает шунтирование контура емкостями цепей, подключенных к дросселю L . Для модулирующего сигнала $b(t)$ сопротивление L незначительное, так как $\Omega \ll \omega_0$.

На рис. 5.16 приведена зависимость емкости варикапа C_B от напряжения u на нем, которая является нелинейной. Напряжение смещения E_{cm} определяет начальную емкость варикапа C_{BO} (рабочую

точку), относительно которой изменяется переменная составляющая, пропорциональная модулирующему сигналу $b(t)$.

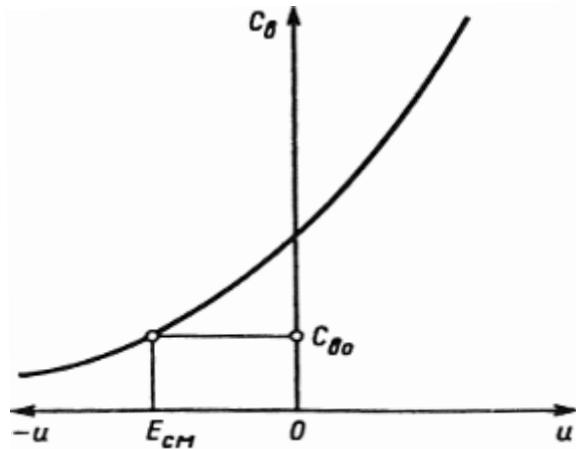


Рис. 5.16

Физическая основа работы фазового модулятора определяется фазочастотной характеристикой (ФЧХ) колебательного контура:

$$\varphi = \operatorname{arctg} a,$$

где a – обобщенная расстройка контура.
Обобщенная расстройка контура

$$a = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q,$$

где ω_0 , Q – соответственно резонансная частота и добротность контура;

$\Delta\omega$ – отклонение входной частоты $\Delta\omega$ от резонансной, т. е.
 $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$.

Последнее означает, что $\varphi = \varphi_1(a) = \varphi_2(a) = \varphi_3(a)$. На рис. 5.17 приведена ФЧХ, имеющая линейный участок в окрестности точки $a = 0$ ($\omega = \omega_0$), достигающий $\pm 30^\circ$, и горизонтальные асимптоты $\varphi_{AC} = \pm 90^\circ$; ФЧХ определяет фазовый сдвиг выходного сигнала относительно высокочастотного входного в зависимости от его частоты ω или расстройки $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$. Последнее может быть достигнуто изменением резонансной частоты контура ω_0 при постоянной частоте входного сигнала ω и $b(t) = 0$. Если напряжение смещения E_{cm} определяет резонансную частоту контура $\omega_0 = \omega$, то $\varphi = 0$. При изменении E_{cm} емкость

варикапа и эквивалентная емкость контура изменяются. При $C_B < C_{Bo}$ эквивалентная емкость контура уменьшается, а его резонансная частота возрастает и становится равной ω_{01} , и ФЧХ смещается вправо (штриховая линия 1).

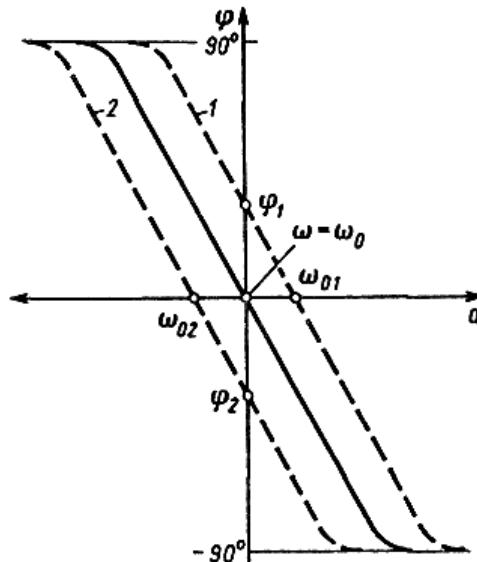


Рис. 5.17

Поскольку при этом несущая частота входного сигнала ω не изменилась, то фаза выходного сигнала определяется кривой 1: $\varphi_1 > 0$. Это значит, что выходное напряжение несущей частоты отстает по фазе относительно входного на угол $\varphi = \varphi_1 > 0$.

Если же емкость варикапа $C_B > C_{Bo}$, то ФЧХ смещается влево (кривая 2) относительно ω . В этом случае $\varphi = \varphi_2 < 0$. Можно считать, что ФЧХ не смещается благодаря E_{cm} (сплошная линия), а рабочая точка "скользит" по ней пропорционально E_{cm} .

Эта пропорция соблюдается при работе на линейном участке ФЧХ. Следовательно, ФЧХ является статической модуляционной характеристикой, определяющей ФМ при подаче модулирующего сигнала $b(t)$.

Используются не только одиночные, но и связанные контуры (от двух до четырех), каждый из которых настроен в резонанс с входным сигналом. В этом случае максимальный линейный участок ФЧХ возрастает до значения, определяемого формулой $\Delta\varphi_{MLn} = \pm(n - 1)\pi/2$ рад, где n — число связанных контуров.

При $n = 2$ значение $\Delta\varphi_{ML2} = \pi/2$ рад = $3\Delta\varphi_{ML1}$. Если же $n = 4$, то $\Delta\varphi_{ML2} = 9\Delta\varphi_{ML1}$.

5.6. Частотные модуляторы

Эти модуляторы могут быть выполнены по косвенному или прямому методу модуляции.

По косвенному методу они представляют собой фазовые модуляторы с интегратором на их модулирующем входе. Модуляторы с прямым методом ЧМ представляют собой автогенераторы, управляемые по частоте по закону передаваемого сообщения.

Как известно, частота колебаний простейшего LC -автогенератора приближенно определяется резонансной частотой его колебательного контура

$$\omega_g \cong 1/\left(\sqrt{L_{k3}C_{k3}}\right).$$

Поэтому управлять частотой ω_g , т. е. осуществлять ЧМ, можно, изменяя непосредственно (прямо) эквивалентную емкость контура C_{k3} или индуктивность L_{k3} по закону модулирующего сигнала $b(t)$. Отсюда и название – прямой метод ЧМ.

На рис. 5.18 приведена схема простейшего частотно-модулированного транзисторного LC -автогенератора, в котором частота автоко-лебаний ω_g изменяется в результате изменения емкости варикапа C_B , подключенного к контуру автогенератора также, как и в случае фазового модулятора (рис. 5.15).

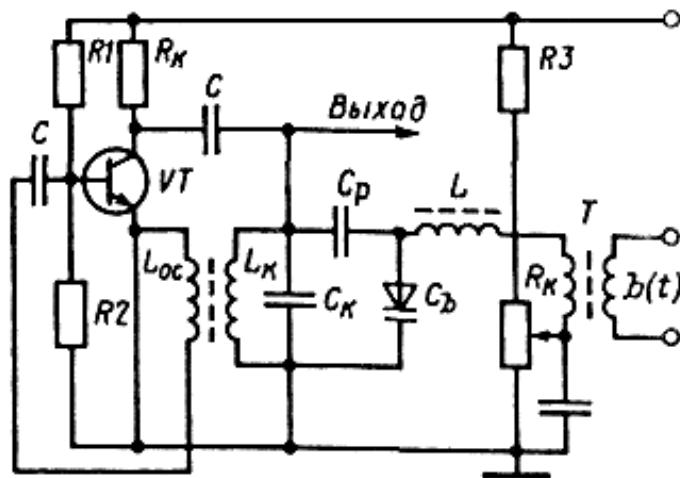


Рис. 5.18

По приведенной формуле $\omega_g \cong 1/\left(\sqrt{L_{k3}C_{k3}}\right)$ и зависимости $C_B = f(u)$ (рис. 5.16) можно построить зависимость $\omega_g = f(E_{CM})$. Она представ-

ляющую собой статическую модуляционную характеристику (ФЧХ), на которой имеется линейный (рабочий) участок. Средина участка должна соответствовать частоте автоколебаний генератора в режиме молчания, когда отсутствует модулирующее напряжение [$b(t) = 0$]. При подаче последнего будет иметь место линейная зависимость частоты автоколебаний $\omega(t)$ от $b(t)$: $\omega(t) = \omega_0 kb(t)$, т. е. ЧМ.

Если в автогенераторе (рис. 5.18) отключить обратную связь L_{oc} и подать колебание несущей частоты от внешнего источника на базу транзистора VT , то получится схема фазового модулятора (генератора с независимым возбуждением).

Частотная модуляция может осуществляться не только в LC , но и в RC -автогенераторах, мультивибраторах, блокинг-генераторах различного типа. Активным элементом в них может быть не только транзистор, но и другие элементы, в том числе интегральные микросхемы.

Частотная модуляция используется во всех железнодорожных радиостанциях, причем, в радиостанциях типа ЖРУ – косвенная ЧМ, а в типа "Транспорт" – прямая. В радиостанциях типа ЖРУ используется дробный детектор ЧМ колебаний, а в типа "Транспорт" – детектор, выполненный на основе кварца. В более ранних радиостанциях также использовалась ЧМ.

5.7. Импульсная модуляция

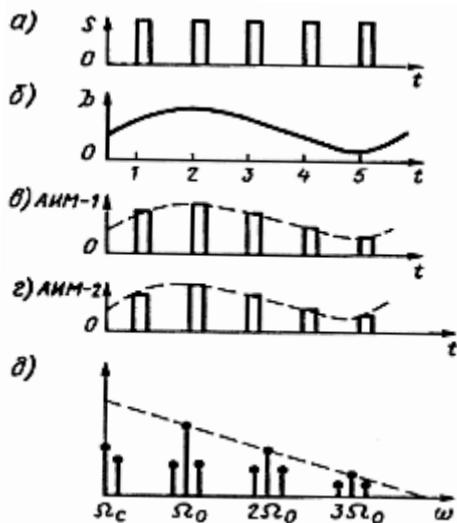
Аналого-импульсные виды модуляции. В аналого-импульсных видах модуляции сигналом переносчиком является периодическая последовательность видеоимпульсов, которая характеризуется амплитудой, длительностью, частотой следования, фазой (временным положением) импульсов. В связи с этим различают амплитудно-импульсную (АИМ), широтно-импульсную (ШИМ), частотно-импульсную (ЧИМ) и фазо-импульсную (ФИМ) модуляции, при которых непрерывные (аналоговые) сигналы дискретизируются во времени. Поэтому частоту следования импульсной поднесущей выбирают в соответствии с теоремой Котельникова.

Термин "аналого-импульсная модуляция" для радиотехнических систем передачи означает двойную модуляцию: первичную модуляцию импульсной поднесущей передаваемым аналоговым сообщением (АИМ, ШИМ, ФИМ) и вторичную модуляцию несущего гармонического колебания напряжением, полученным от первичной модуляции. Вторичной может быть любая из непрерывных модуляций: АМ, ОБП АМ, ЧМ, ФМ. Часто аналого-импульсные системы передачи

обозначают двумя группами букв: АИМ-ФМ, ФИМ-ЧМ и др.

Аналого-импульсные виды модуляции широко используются в перспективных системах многоканальной связи с временным разделением каналов, в том числе в цифровых системах спутниковой, сотовой, волоконно-оптической связи, в системах с шумоподобными сигналами и др.

Амплитудно-импульсная модуляция. Амплитудно-импульсная модуляция (АИМ) – простейший вид модуляции периодической последовательности импульсов (импульсной поднесущей) (рис. 5.19, *a*), амплитуда которых изменяется по закону изменения модулирующего аналогового сигнала (рис. 5.19, *б*) образуя АИМ (рис. 5.19, *в*). Различают два вида АИМ: АИМ-1 и АИМ-2. При АИМ-1 амплитуда каждого импульса под несущей в течение всей его длительности τ_H повторяет закон изменения модулирующего сигнала. При АИМ-2 амплитуда каждого импульса последовательности определяется значением модулирующего сигнала в некоторый фиксированный момент времени, например значением, соответствующим моменту начала этого импульса (рис. 5.19, *г*). Различие между АИМ-1 и АИМ-2 становится незначительным, если длительность импульса τ_H поднесущей очень мала. Поскольку это условие обычно выполняется, то в даль-



нейшем цифры у АИМ приводить не будем.

Рис. 5.19

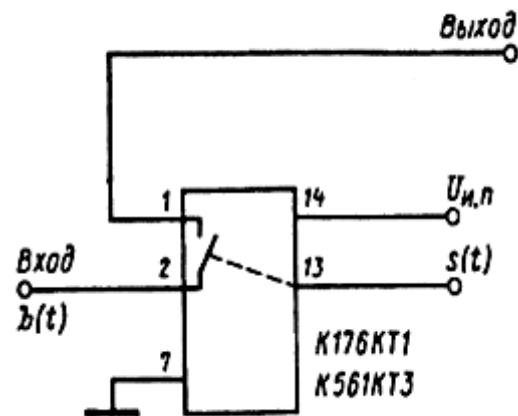


Рис. 5.20

Немодулированная периодическая последовательность импульсов под несущей (рис. 5.19, *а*) раскладывается в ряд Фурье:

$$s_n(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\Omega_0 t = \frac{\tau_n}{T_0} U_0 + 2 \frac{\tau_n}{T_0} U_0 \sum_{k=1}^{\infty} 2 \frac{\sin \frac{k\Omega_0 \tau_n}{2}}{k\Omega_0 \tau_n} \cos k\Omega_0 t,$$

где τ_n , T_0 , U_0 – соответственно длительность импульсов, период импульсной последовательности, амплитуда.

Для нахождения спектра АИМ-сигнала надо в предыдущую формулу вместо U_0 подставить выражение $U_0[1 + M_{AIM} \lambda(t)]$, где M_{AIM} – глубина (коэффициент АИМ), а $\lambda(t)$ – нормированный модулирующий сигнал, т. е. сигнал $b(t)$, максимальный уровень которого равен единице. Если $\lambda(t) = \cos \Omega t$, то

$$S(\lambda, t) = \frac{\tau_n}{T_0} U_0 + \frac{\tau_n}{T_0} U_0 M_{AIM} \cos \Omega t + \\ + \frac{\tau_n}{T_0} U_0 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(0,5k\Omega\tau_n)}{k\Omega\tau_n} (1 + \cos \Omega t) \cos k\Omega_0 t.$$

Спектр сигнала АИМ содержит постоянную составляющую $2 \frac{\tau_n}{T_0}$, модулирующий сигнал (2-е слагаемое) и набор поднесущих Ω_0 , $2\Omega_0$, ..., $k\Omega_0$ с двумя боковыми полосами $k\Omega_0 \pm \Omega$ (рис. 5.19, δ).

Модуляторы сигналов АИМ. Модуляторы представляют собой перемножители, на один вход которых подается колебание немодулированной импульсной несущей или поднесущей, а на другой – модулирующий аналоговый сигнал $b(t)$. Чаще всего в качестве модуляторов используются ключевые схемы, которые математически эквивалентны перемножителям. И те, и другие могут быть выполнены на транзисторах или диодах, ключи же – и на интегральных микросхемах (ИМС).

На рис. 5.20 представлена ключевая схема АИМ, выполненная на ИМС К176КТ1 или К561КТ3. Аналоговый сигнал подается на выход через контакт ножек 2, 1, который замыкается при наличии управляющего импульса на управляющем входе 13 и размыкается при его отсутствии.

Демодулятор АИМ сигналов. Демодулятором может быть ФНЧ, выполняющий роль интерполятора, что следует из последнего выражения. Следовательно амплитуда сигнала на выходе ФНЧ относительно мала, и поэтому непосредственное выделение полезного сиг-

нала с помощью ФНЧ недостаточно эффективно. Для повышения эффективности используют усилители и расширители видеоимпульсов.

Широтно-импульсная модуляция. При ШИМ по закону аналогового модулирующего сигнала $b(t)$ (рис. 5.21, *а*) изменяется ширина

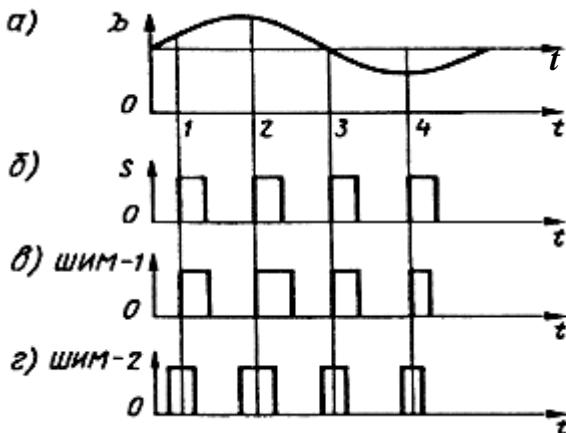


Рис. 5.21

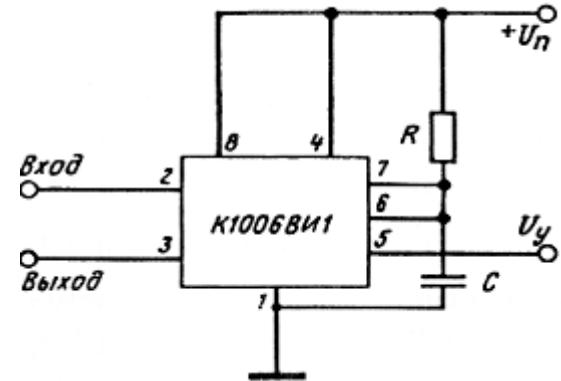


Рис. 5.22

(длительность) импульсов (рис. 5.21, *б*) поднесущей при постоянстве их амплитуды и частоты следования; ШИМ иногда называют длительно-импульсной модуляцией (ДИМ). Различают одно- и двустороннюю ШИМ. При односторонней ШИМ изменение ширины импульса происходит лишь благодаря смещению среза импульса (ШИМ-1) (рис. 5.21, *в*), а при двусторонней – срезу и фронту импульса (ШИМ-2) (рис. 5.21, *г*).

Наиболее широко применяется односторонняя ШИМ. Для нахождения спектра ШИМ-сигнала представим немодулированную последовательность импульсов в виде:

$$u = U_0 \left(\frac{\Theta}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{k\Theta}{2}}{k} \cos k\Omega_0 t \right),$$

и будем полагать, что модулирующий сигнал изменяется по гармоническому закону, при котором ширина импульса

$$\Theta = \Omega t_u = \Theta_0 + \Delta\Theta \sin \Omega t,$$

где $\Delta\Theta$ – девиация длительности импульса.

Подставляя это значение Θ в предыдущее выражение, получим спектральный состав ШИМ-сигнала:

$$u = U_o \left[\frac{\Theta_0}{2\pi} + \frac{\Delta\Theta}{2\pi} \sin \Omega t + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{k}{2}(\Theta_0 + \Delta\Theta \sin \Omega t)}{k} \cos k\Omega_0 t \right].$$

Спектр ШИМ сигнала имеет много общего со спектром АИМ сигнала, но отличается более сложной структурой. В нем имеются неискаженные составляющие полезного сигнала и составляющие вида $k\Omega_0 \pm l\Omega$. Участок спектра, занимаемый полезным сигналом, может быть "засорен" комбинационными частотами вида $\Omega_0 - l\Omega$, что может вызвать дополнительные его искажения.

Модулятор сигнала с ШИМ удобнее всего выполнять на ИМС K1006ВИ1 (таймере), схема которого показана на рис. 5.22. На вход 2 подается импульсная поднесущая, а на 5 – аналоговый модулирующий сигнал $b(t)$. Сигнал ШИМ снимается с вывода 3. Демодулятором сигнала ШИМ чаще всего бывает ФНЧ.

Фазо-импульсная модуляция. При фазо-импульсной модуляции (ФИМ) по закону модулирующего аналогового сигнала $b(t)$ изменяется только временное положение видеоимпульсов поднесущей, а их амплитуда и длительность остаются неизменными. Если проинтегрировать по времени сигнал ШИМ, то получатся положительные и отрицательные импульсы. Положительный импульс соответствует фронту сигнала ШИМ, а отрицательный – его срезу. При односторонней ШИМ положительные импульсы неподвижны, а отрицательные – смещаются пропорционально модулирующему сигналу $b(t)$ по оси времени. Неподвижные импульсы могут быть устранины с помощью однополупериодного выпрямителя с активной нагрузкой, а оставшиеся импульсы представляют собой ФИМ-сигнал. Модулятор ФИМ сигнала в этом случае состоит из модулятора **ШИМ**, к выходу которого подключено дифференцирующее устройство **ДУ** и однополупериодный выпрямитель **OB** с активной нагрузкой (рис. 5.23). Иногда к выходу **OB** подключают одновибратор для получения импульсов строго прямоугольной формы, модулированных по фазе (времени).

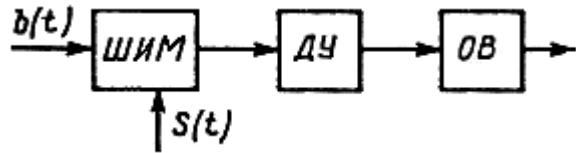


Рис. 5.23

Для обеспечения демодуляции и синхронизации часто ФИМ-сигнал представляют в виде серии (суммы) так называемых опорных и измерительных импульсов. Положение опорных импульсов на оси времени неизменно, а измерительных – изменяется. Интервал времени между опорными и измерительными импульсами является носителем полезной информации. Аналитическое выражение ФИМ-сигнала имеет вид:

$$S(b, t) = U_0 \sum_{k=1}^{\infty} S_{\text{и}}(t_k - \tau_{\text{д}} b_k),$$

где U_0 – амплитуда импульса;

$S_{\text{и}}(t)$ – функция, описывающая огибающую измерительного импульса;

$\tau_{\text{и}}$ – девиация временного положения измерительного импульса;

b_k – значение передаваемого сообщения в момент времени t_k .

Частотный спектр ФИМ сигнала аналитически сложно представить. Приближенное выражение для амплитуды передаваемого гармонического сигнала в спектре ФИМ имеет вид

$$u_{\theta}(t) \cong \Omega \frac{\tau_{\text{д}} \tau_{\text{и}}}{T_0} U_0 \cos \Omega t,$$

где Ω – частота сообщения; $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса.

Амплитуда передаваемого сигнала в спектре ФИМ очень мала (намного меньше, чем в спектрах АИМ, ШИМ) и является функцией модулирующей частоты Ω , т. е. искажена. Поэтому демодуляция сигналов ФИМ с помощью ФНЧ непосредственно невозможна. Их преобразуют в сигналы АИМ или ШИМ. Если передаются опорные и измерительные импульсы, то ФИМ легко преобразовать в ШИМ с помощью RS -триггера, подавая на вход S опорные, а на R – измерительные импульсы. Далее сигналы ШИМ демодулируют с помощью ФНЧ.

Частотно-импульсная модуляция. Частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) осуществляется с помощью импульсных автогенераторов, например мультивибратора Роера, симметричного транзисторно-

го мультивибратора с пониженным коллекторным питанием, интегральных микросхем типа К1008ПС1, К1108ПП1 с большой протяженностью линейного участка статической модуляционной характеристики. Сигнал ЧИМ можно получить двусторонним амплитудным ограничением аналогового сигнала. Сигналы ЧИМ и ФИМ связаны между собой также, как и аналоговые ЧМ- и ФМ-сигналы.

Детектор сигнала с ЧИМ. Детектор может быть выполнен по схеме, показанной на рис. 5.24, *а*. В его состав входят: канальный

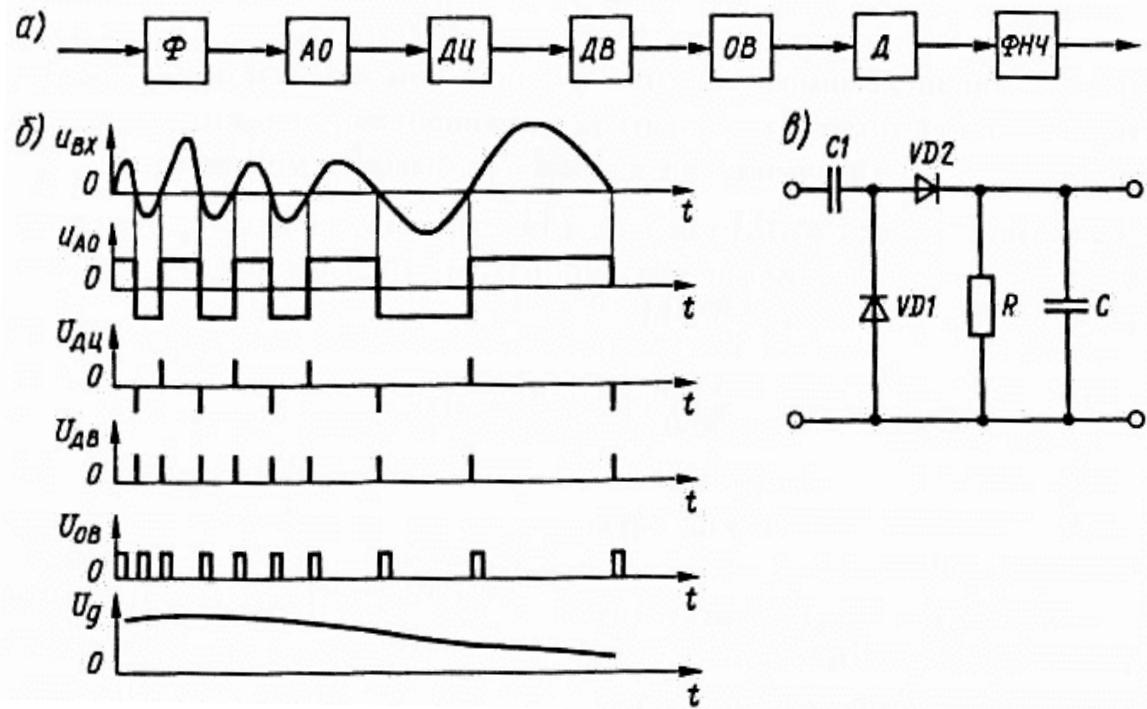


Рис. 5.24

фильтр Φ ; амплитудный ограничитель AO , дифференцирующая цепь $ДЦ$; двухполупериодный выпрямитель с активной нагрузкой $ДВ$; одновибратор OB ; детектор с удвоением напряжения $Д$. Работа схемы детектора поясняется с помощью временных диаграмм (рис. 5.24, *б*).

Пройдя узкополосные цепи канала связи, ЧИМ-сигнал становится похожим на аналоговый ЧМ-сигнал, показанный на рис. 5.24, *б*. В блоке AO он глубоко ограничивается по амплитуде с двух сторон, так что на его выходе имеют место одинаковые импульсы $u_{ao}(t)$ прямоугольной формы, но разной частоты следования и длительности. В блоке $ДЦ$ эти импульсы дифференцируются по времени, в результате чего на его выходе напряжение $u_{дц}(t)$ представляет собой их фронты и срезы. Последние представляют собой очень узкие разнополярные импульсы, которые в блоке $ДВ$ преобразуются в однополярные $u_{дв}(t)$, увеличивая тем самым частоту следования в 2 раза. В блоке OB формируются одинаковые импульсы прямоугольной формы одной дли-

тельности, но разной частоты следования, которые поступают на вход блока \mathcal{D} . Принципиальная схема блока \mathcal{D} приведена на рис. 5.24, в: на выходе схемы имеет место переданный аналоговый сигнал $u_d(t)$. В некоторых случаях блок **OB** исключают. Высокая стабильность параметров данного детектора (без регулировки) обусловили широкое применение его даже для аналоговых ЧМ сигналов. Недостатком этого детектора является меньшая помехоустойчивость связи по сравнению с детекторами, выполненными на колебательных контурах.

На железнодорожном транспорте аналого-импульсные виды модуляции используются в основном в радиорелейных системах (ФИМ-ЧМ), а также в цифровых системах передачи.

5.8. Импульсно-кодовая модуляция

Вторичной может быть любая дискретная модуляция. Цифровые виды модуляции обеспечивают передачу аналоговых сообщений в цифровой форме. Системы цифровой передачи подразделяются на три основных класса: системы с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ); системы с дифференциальной ИКМ (ДИКМ); системы с дельта-модуляцией (ДМ).

Импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) называется преобразование, включающее в себя дискретизацию непрерывного сообщения по времени через интервалы времени Δt , квантование по уровню полученных отсчетов $b(k\Delta t)$ и кодирование квантованных значений $b_{\text{кв}}(\Delta t)$ (рис. 5.25, а).

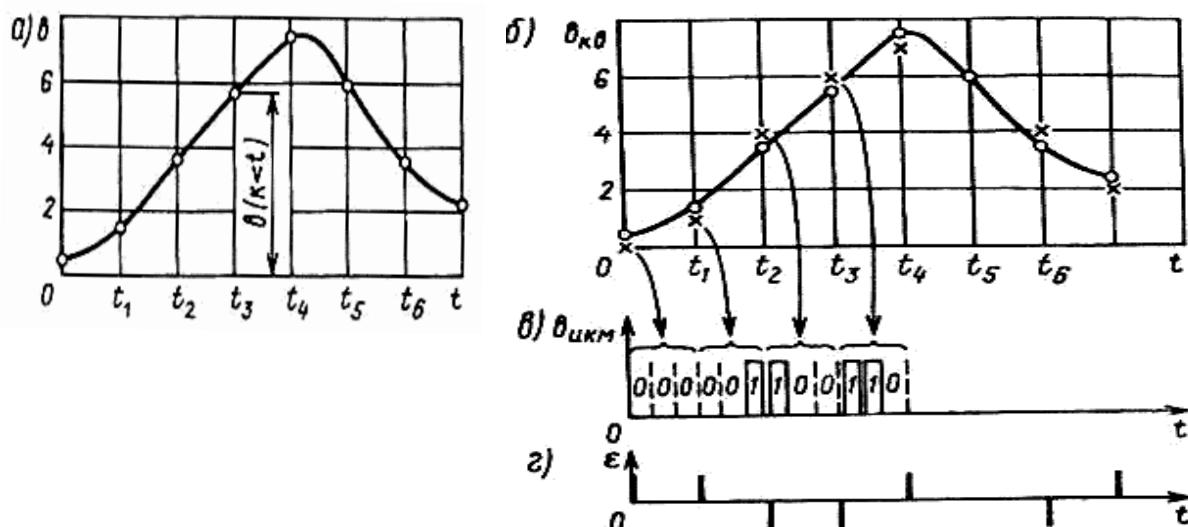


Рис. 5.25

Исходный непрерывный сигнал показан в виде непрерывной кривой с ограниченным спектром. Непрерывная шкала уровней передаваемого сообщения $b(t)$ (ось ординат) разбивается (квантуется) на определенное число уровней квантования.

Через равные интервалы времени $\Delta t = 1/(2F_B)$ на оси абсцисс (теорема Котельникова) в точках t_1, t_2 и т. д. происходит дискретизация (АИМ) непрерывного процесса $b(t)$, в результате чего получаются отсчеты мгновенных значений $b(k\Delta t)$, которые на рис. 5.25, *б* обозначены точками. Квантование по уровню означает округление мгновенных значений отсчетов до ближайших разрешенных уровней квантования $b_{KB}(\Delta t)$ (рис. 5.25, *б*), перекрещенные точки. Кодирование сводится к записи номера квантованного уровня отсчета чаще всего в двоичной системе счисления, например на рис. 5.25, *в* – трехразрядным кодом. Эти три операции осуществляются на передающей стороне в аналого-цифровом преобразователе (АЦП), а на приемной стороне – наоборот в цифро-аналоговом преобразователе (ЦАП).

Могут использоваться и другие системы счисления. Любое число L в произвольной системе счисления может быть записано в виде комбинации элементарных цифр

$$L = \sum_{i=0}^{k-1} \beta_i a^i = \beta_0 a^0 + \beta_1 a^1 + \beta_2 a^2 + \dots + \beta_{k-1} a^{k-1},$$

где k – разрядность кода, т. е. число используемых в кодовой комбинации элементарных символов (цифр);

β_i – разрядная цифра, принимающая значения $0, 1, 2, \dots, a-1$

и указывающая, на какой позиции (в каком разряде) должна стоять та или иная цифра;

a – основание кода.

Возникающую погрешность округления $\epsilon(t)$ (рис. 5.25, *г*) при квантовании нельзя устраниТЬ, но можно контролировать, поскольку она не превышает половины шага квантования δ . Погрешность квантования, представляющая собой разность между исходным сообщением $b(t)$ и сообщением, восстановленным по квантованным отсчетам, называется шумом квантования.

Важной особенностью шума квантования, отличающей его от аддитивных шумов, является то, что он возникает одновременно с появлением сообщения $b(t)$. Шум квантования коррелирован с сообщени-

ем и имеет тем меньшую мгновенную мощность, чем меньше уровень сообщения.

В современных системах ИКМ используют неравномерное квантование, при котором малые уровни сигнала квантуются с меньшей ошибкой, чем большие. Изменяя шаг квантования пропорционально уровню входного сигнала, отношение мощностей P_C/P_{KV} будет сохраняться постоянным при изменениях этого уровня.

Условно неравномерное квантование можно представить как последовательное соединение устройства компрессии уровня входного сигнала и равномерного квантователя. Для сохранения постоянства P_C/P_{KV} в широком диапазоне входных уровней характеристика компрессии должна быть близкой к логарифмической.

Компрессия (сжатие) уровня входного сигнала производится на передающей стороне, а на приемной – экспандирование (расширение), при котором восстанавливается исходный динамический диапазон. Оба этих процесса называются компандированием.

Характеристики компрессора и экспандера должны быть взаимно обратимыми. Амплитудная характеристика компандера описывается так называемым A -законом или μ -законом.

При нелинейном кодировании процессы квантования и кодирования обычно объединяют, а нелинейная квантующая характеристика формируется непосредственно в кодере.

В кодере европейской системы иерархии применяют квазилогарифмическую характеристику A -закона с линейным касательным отрезком следующего вида:

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A} \operatorname{sign} x, & x \in [0; 1/A] \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} \operatorname{sign} x, & x \in [1/A; 1] \end{cases}$$

где $A = 87,6$ – параметр компрессии; $x = u_{\text{вх}}/u_{\text{вх max}}$; $y = u_{\text{вых}}/u_{\text{вых max}}$.

Плавная характеристика компрессии заменяется ломаной линией, состоящей из прямолинейных отрезков-сегментов, приближенно аппроксимирующих указанный закон сжатия динамического диапазона передаваемых сигналов.

Для систем с восьмиразрядным кодированием МСЭ-Т рекомендует характеристики компрессии, состоящие из 16 сегментов по восемь для положительных и отрицательных областей изменения сигнала, каждый из которых содержит 16 уровней линейного квантования.

Шум квантования – одна из причин, приводящая к отличию при-

нятого сообщения от переданного в системе с ИКМ.

Другая причина – помехи в канале, которые накладываются на передаваемые символы кодовых комбинаций и могут вызвать ошибки. Ошибки в символах при отсутствии избыточности приводят к ошибочному декодированию кодовой комбинации.

В результате этого действительно переданное дискретное значение сообщения заменяется другим возможным (не обязательно ближайшим); погрешность зависит от того, какие из символов кодовой комбинации приняты с ошибкой. Эту составляющую шума называют шумом ложных импульсов.

Следовательно, при оценке помехоустойчивости следует учитывать суммарный шум из-за квантования и ложных импульсов при декодировании. Шум квантования не связан с помехами. Его можно сделать сколь угодно малым, увеличив число уровней $L = a^k$. При этом придется увеличивать число кодовых символов, приходящихся на каждый отсчет, а следовательно сокращать длительность символа и расширять спектр сигнала в канале.

Таким образом, как и при помехоустойчивых аналоговых видах модуляции, снижение этого шума достигается благодаря расширению спектра сигнала. Шум ложных импульсов является аномальным и определяется помехами в канале и видом модуляции несущей. При расширении спектра сигнала мощность аномального шума, как правило, возрастает. Можно сказать, что вероятность аномальной ошибки P_{an} определяет верность оценки сообщения, а средняя квадратическая ошибка $\varepsilon^2(t)$ (нормальная) – точность (качество) этой оценки.

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Преобразователь превращает аналоговый сигнал в цифровой. По структуре построения АЦП делятся на два типа: с применением цифроаналогового преобразователя (ЦАП) и без него.

На рис. 5.26 приведена структурная схема АЦП поразрядного типа с **ЦАП**. Основными ее блоками являются компаратор K , регистр сдвига PC , регистр кода PK , **ЦАП**.

Регистр кода PK состоит из RS -триггеров, число которых равно числу разрядов кодового слова.

Выходы регистра PC соединены с R-входами соответствующих триггеров регистра PK через схемы совпадения $I_1 - I_{n1}$ и с их S-входами непосредственно, начиная с $(n - 1)$ -го триггера и ниже.

Выход каждого триггера соединен со своим входом **ЦАП**. К прямому входу компаратора ***K*** подключен выход **ЦАП**, а к его инверсному – входной сигнал прямоугольной формы (АИМ-2).

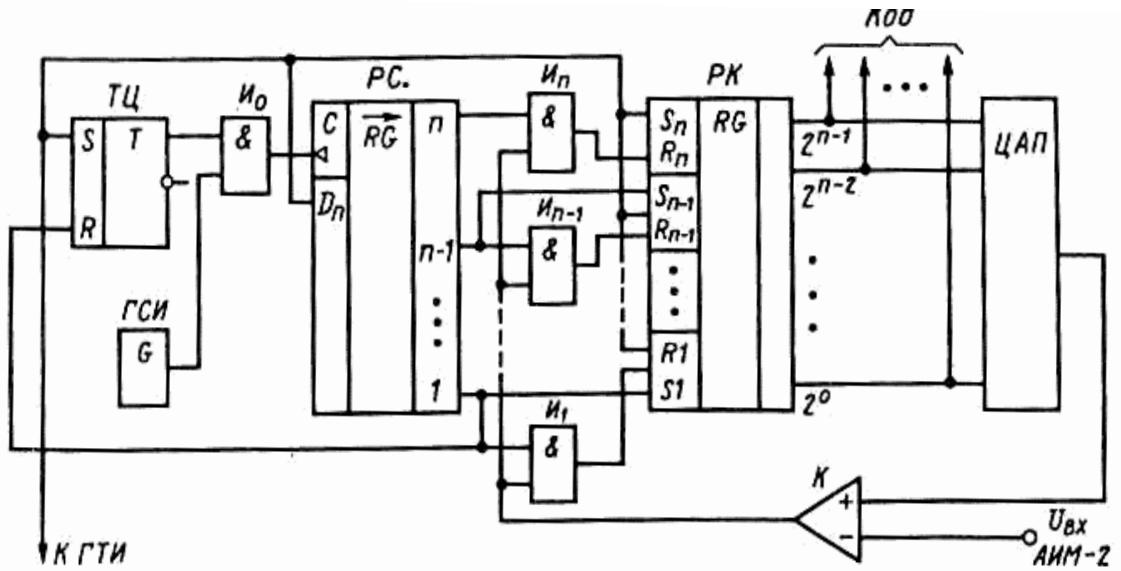


Рис. 5.26

Выход компаратора ***K*** соединен со вторым входом всех схем совпадения ***I_n*** – ***I₁***. На вход ***C*** регистра ***PC*** подаются сдвигающие импульсы **СИ** с генератора **ГСИ** через схему совпадения ***I₀***. Тактовые импульсы **ТИ** с генератора **ГТИ** поступают на ***S***-вход триггера циклов **ТЦ**, на ***D***-вход регистра ***PC***, на ***S***-вход ***n***-го триггера ***PK*** и ***R***-входы всех остальных триггеров. ***R***-вход **ТЦ** соединен с последним выходом ***PC***, а выход **ТЦ** – со вторым входом схемы ***I₀***. Последняя является ключом для **СИ**. Аналогичные функции выполняют и схемы ***I_n*** – ***I₁***.

Работа АЦП происходит следующим образом. Тактовый импульс с **ГТИ** поступает на ***S***-вход **ТЦ** и одновременно на ***D***-вход ***PC***, ***S***-вход триггера ***T_n PK*** и на ***R***-входы всех остальных его триггеров. От этого **ТЦ** переводится в состояние 1, на выходах я регистров ***PC*** и ***PK*** тоже появляется 1, а на остальных выходах ***PK*** – 0. Выходной код ***PK*** преобразует **ЦАП** в опорное напряжение соответствующего значения ***U₀***, которое поступает на прямой вход компаратора ***K***. На его инверсный вход подается напряжение отсчета ***U_{bx}*** непрерывного сообщения. Если ***U_{bx}* < U₀**, то на выходе ***K*** формируется сигнал 1, который поступает на вторые входы всех схем совпадений ***I_n***–***I₁***. Так как в данный момент 1 имеется только на первом входе схемы ***I_n***, то этот сигнал подается на выход последней и переводит триггер ***T_n PK*** в положение 0. Если же ***U_{bx}* > U₀**, то на выходе ***K*** будет 0, и сброса 1 в триггере ***T_n*** не произойдет. Так проверяется истинность старшего и остальных раз-

рядов кодового слова. Поскольку $T\bar{C}$ в состоянии 1, то импульс сдвига CI с генератора GCI пройдет через схему I_0 на C -вход регистра PC и сдвинет I с n -го в $(n-1)$ -й его выход. На прямом входе K имеется новое значение U_0 , которое сравнивается с U_{bx} для определения истинного значения $(n-1)$ -го разряда и т. д. Когда 1 дойдет до конца регистра PC , на выходе PK сформируется полный цифровой код данного отсчета, и переведется в нулевое состояние $T\bar{C}$, закрыв тем самым ключ I_0 до прихода очередного тактового импульса. С приходом последнего процесс повторяется.

Частота следования CI должна быть как минимум в n раз больше частоты следования TI (n – разрядность кодового слова), а длительность отсчета на входе K должна быть такой, чтобы в течение этого времени сформировался и был считан соответствующий код.

Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). Преобразователь превращает код в аналоговый сигнал. На рис. 5.27 приведена структурная схема трехразрядного **ЦАП** с суммированием напряжений на аттенюаторе сопротивлений. Преобразователь состоит из триггеров, образующих регистр кода PK , ключей Kl , источника напряжения E , матрицы $R - 2R$ (аттенюатора). Число триггеров в PK соответствует числу разрядов входного кодового слова, а число ключей – в 2 раза больше. Прямой выход каждого триггера PK соединен с управляющим входом ключа $Kl\ 1$, а его инверсный выход – с управляющим входом ключа $Kl\ 0$, т. е. каждый триггер управляет работой своей пары ключей. Выходы этих ключей соединены между собой и подключены к узлу A матрицы через резистор $2R$. Через ключ $Kl\ 1$ подается напряжение E в матрицу $R - 2R$, а через ключ $Kl\ 0$ – нулевое напряжение (земля).

Работа **ЦАП** происходит следующим образом. Пусть в регистр PK введено кодовое слово, соответствующее числу (отсчету) $G = (4)_{10} = (100)_2$, где индекс указывает систему счисления. В этом случае триггер T_3 находится в состоянии 1, в третьем (старшем) разряде открыт ключ $Kl\ 1$, а в остальных разрядах – триггеры находятся в состоянии 0 и открыты ключи $Kl\ 0$. Преобразовывая матрицу $R - 2R$ в эквивалентную схему, можно показать, что выходное напряжение **ЦАП** $U_{\text{вых}} = U_{A3} = E/3$. Если же в PK записано число $G = (2)_{10} = (010)_2$, то выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 0,5U_{A2} = 0,5E/3$. При числе $G = (1)_{10} = (001)_2$ напряжение $U_{\text{вых}} = 0,25E/3$. В общем случае при n -разрядном регистре

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{3}E2^{-(n-1)}(2^{n-1}\beta_n + 2^{n-2}\beta_{n-1} + \dots + \beta_1) = \frac{1}{3}E2^{-(n-1)}G,$$

т. е. пропорционально значению числа G , введенного в РК.

Преимущества и недостатки цифровых систем передачи (ЦСП). Основным техническим преимуществом ЦСП по сравнению с непрерывными системами является их высокая помехоустойчивость. Это преимущество наиболее сильно проявляется в ЦСП с многоократной ретрансляцией (переприемом) сигналов, например в радиорелейных, линиях связи большой протяженности. В таких непрерывных системах помехи и искажения отдельных звеньев обычно накапливаются.

В ЦСП для ослабления эффекта накопления помех при передаче с ретрансляциями кроме усиления применяют регенерацию импульсов, т. е. демодуляцию с восстановлением переданных кодовых символов и повторную модуляцию на переприемном пункте.

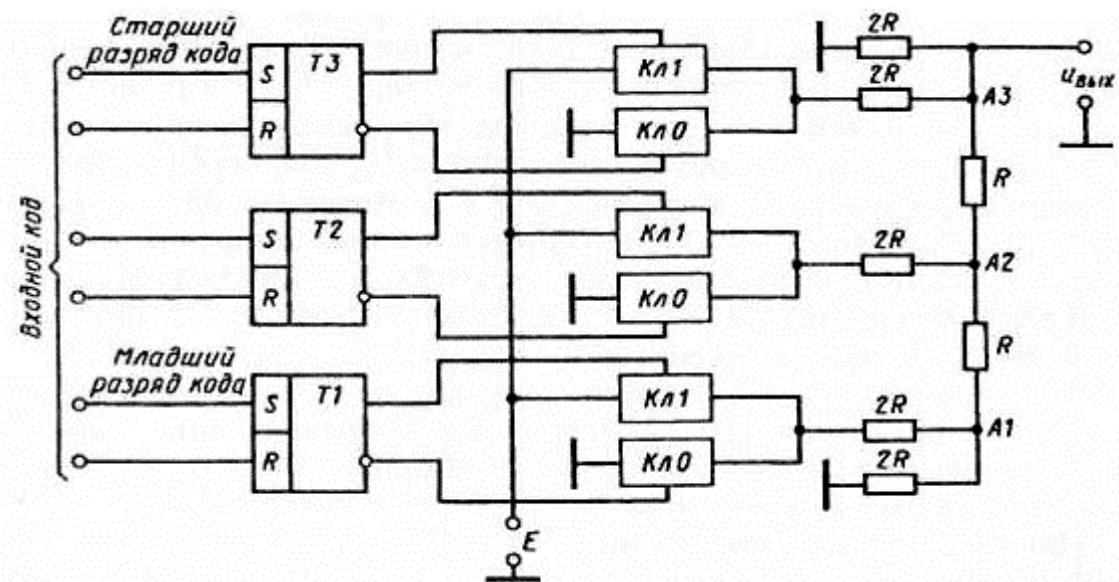


Рис. 5.27

При этом аддитивная помеха со входа ретранслятора не поступает на его выход. Однако она вызывает ошибки при демодуляции, что передается на следующие регенераторы. Ошибки все же накапливаются, но значительно меньше, чем при отсутствии регенерации. При цифровой передаче непрерывных сообщений верность передачи можно повысить, применяя помехоустойчивое кодирование.

Высокая помехоустойчивость ЦСП позволяет осуществить неограниченную дальность связи при использовании каналов сравнительно невысокого качества. Другое преимущество ЦСП – широкое использование современной элементной базы цифровой вычислительной техники и микропроцессоров. Недостатком ЦСП является то, что высокая помехоустойчивость ЦСП достигается благодаря расши-

рению спектра ИКМ сигнала по сравнению со спектром исходного непрерывного сообщения.

Если ширина исходного сообщения F_c , то минимальная частота дискретизации $F_o = 2F_c$ (теорема Котельникова). Каждый отсчет после квантования может принимать $L = (2B_{max}/\Delta b) + 1$ возможных дискретных значений и заменяется при кодировании комбинацией из $n = \log L$, двоичных импульсов. Следовательно, длительность каждого импульса не может быть больше, чем $\tau_u = l/2F_c n$, а необходимая полоса частот

$$\Delta f_u = \frac{1}{2\tau_u} = F_c n.$$

Это значит, что спектр цифрового сигнала шире спектра исходного непрерывного сигнала в $\gamma_1 = \Delta f_u / F_c = n$ раз. Обычно для связи число разрядов в кодовом слове $n = 8$. Как правило, в ЦСП используется вторая ступень модуляции, отчего спектр дополнительно расширяется в γ_2 раз, так что общее его расширение $\gamma = \gamma_1 \times \gamma_2$. При вторичной модуляции: для ОБП АМ $\gamma_2 = 1$ и $\gamma = \gamma_1 \times \gamma_2 = n = 8$ раз; для АМ, БМ $\gamma_2 = 2$ и $\gamma = \gamma_1 \gamma_2 = 2n = 16$; для ЧМ $\gamma_2 = 2(1+m+\sqrt{m})$ для $m = 1,5$ (подвижная радиосвязь) значение $\gamma_2 = 7,5$ и $\gamma = 7,5 n = 60$.

В ЦСП производится "обмен" мощности сигнала на полосу частот, как и в помехоустойчивых аналоговых системах модуляции (ЧМ, ФМ, ФИМ).

Отношение мощности сообщения к мощности шума на выходе аналоговой системы растет пропорционально квадрату ширины спектра сигнала (в надпороговой области), в то время как в ЦСП это отношение растет значительно быстрее – экспоненциально.

Не существует систем модуляции более близких к идеальной, чем ЦСП, если спектр передаваемого сообщения равномерный.

5.9. Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция

Дифференциальная ИКМ (ДИКМ) является системой с предсказанием. Основная идея предсказания заключается в устранении избыточности, содержащейся в отсчетах сообщения. Так в отсчетах b_1, b_2, \dots, b_{i-1} содержится определенная информация об отсчете b_i . Это значит, что по предыдущим можно предсказать данный отсчет b_i , с

определенной ошибкой $\varepsilon(t)$. Но раз значение b_i предсказывается, то оно известно (не случайно) и, следовательно, не несет информации, являясь избыточным. Его можно исключить, вычитая из реального отсчета b_i в результате чего останется только сигнал ошибки предсказания $\varepsilon(t)$ (случайная величина): $\varepsilon(t) = b_i - b_{inp}$. В ней содержатся новые сведения (информация), и поэтому ее передают в линию связи. В ЦСП сигнал $\varepsilon(t)$ подвергается обычным операциям квантования и кодирования, в результате чего получается сигнал ДИКМ. Поскольку $\varepsilon(t) \ll b_i$, то при том же числе уровней квантования отсчета, что и при ИКМ, уменьшается шум квантования. Если же последний сохраняется прежним, то можно уменьшить разрядность кода и, следовательно, скорость передачи информации, что эквивалентно ее сжатию.

На приемной стороне ДИКМ имеется такой же предсказатель, как и на передающей. Поскольку он оперирует с теми же предыдущими отсчетами, предсказанное им значение нового отсчета \hat{b}_{inp} будет таким же, как и на передающей стороне. Добавив к нему принятое значение ошибки предсказания $\varepsilon(t)$, можно восстановить переданный отсчет: $\hat{b}(k) = \hat{b}_{inp}(k) + \hat{\varepsilon}(t)$, где значок сверху означает, что данный элемент искажен помехами в линии связи.

На рис. 5.28 в общем виде представлена структурная схема системы передачи с предсказанием, реализующая сказанное. Она содержит предсказатель **ПР**; линию связи **ЛС**; сумматор **Σ**. Работа схемы ясна из вышеизложенного. Требуется только уточнить, что представляет собой предсказатель **ПР**.

Когда предсказанное значение отсчета b_{inp} представляет собой взвешенную сумму предыдущих отсчетов: $b_{inp} = (ab_1 + bb_1 + cb_3 + \dots) \pm \delta$, где $\delta < 0,5\Delta b$, то имеет место линейное предсказание. Это простейший, широко используемый случай предсказания. Коэффициенты a , b , c подбираются из условия минимума среднего квадратического значения $\varepsilon(t)$, т. е. из условия $\bar{\varepsilon}^2(t) = 0$.

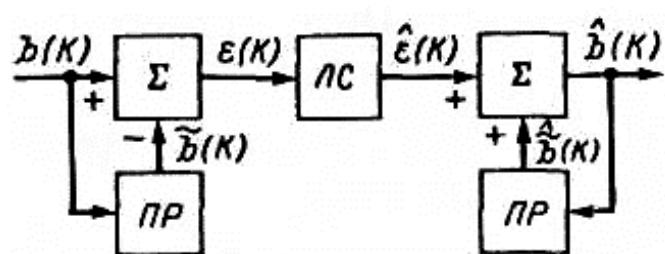


Рис. 5.28

Структурная схема линейного предсказателя **ПР** согласно предыдущему выражению показана на рис. 5.29. Она состоит из линии задержки с отводами, разделительных каскадов **РК**, потенциометров R_n , дифференцирующего суммирующего усилителя **ДСУ**.

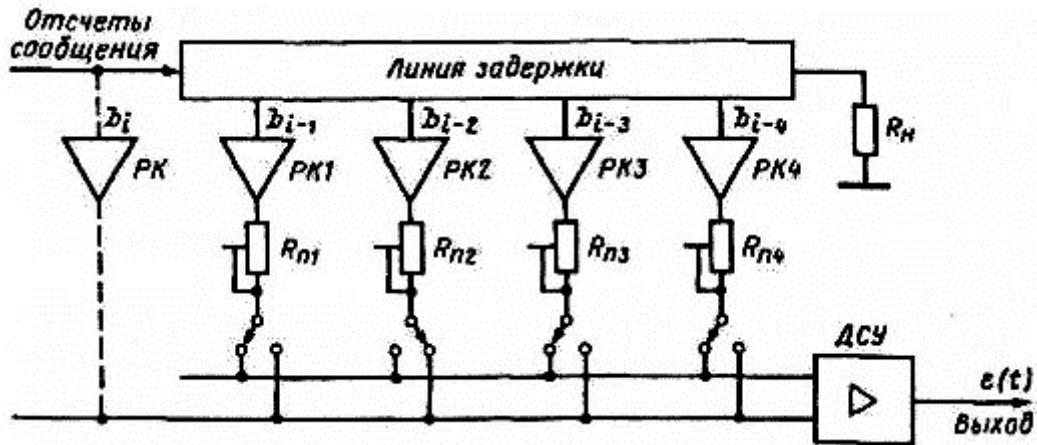


Рис. 5.29

Отводы линии задержки отстоят друг от друга на расстоянии, соответствующем промежутку времени между отсчетами. С помощью этой линии запоминаются предыдущие отсчеты b_{i-1} , b_{i-2} ,.... Каждый отвод линии задержки подключен к одному входу дифференциального суммирующего усилителя **ДСУ** через разделительный каскад **РК** и потенциометр R_n , устанавливающий абсолютное значение соответствующего коэффициента (a , b или c , ...).

Знак коэффициента (+ или -) задается подключением потенциометра R_n к одному или другому входу **ДСУ**. В последнем случае вычитается предсказанное значение из действительного так, что на его выходе получается сигнал ошибки предсказания:

$$\varepsilon(t) = b_i(k) - b_{inp}(k).$$

Вычитание предсказанного значения $b_{inp}(k)$ эквивалентно смещению порога квантования сообщения на величину $b_{inp}(k)$. В системах с ДИКМ применяют неравномерное квантование сигнала ошибки $\varepsilon(t)$, поскольку наиболее вероятны малые ошибки.

Известно большое число вариантов технического осуществления ДИКМ с линейным предсказанием. На рис. 5.30 показана типичная схема ДИКМ, по которой проводилось большинство исследований. В ней имеются квантователь **КВ**; предсказатель **ПР**, остальные элементы такие же, как в схеме (рис. 5.28). Ошибка квантования определяет-

ся выражением

$$E_i = \varepsilon_i - \varepsilon_{KBi} = b_i - b_{inp} - \varepsilon_{KBi} = b_i - (b_{inp} - \varepsilon_{KBi}) = b_i - b_i^0.$$

В качестве критерия оценки качества работы системы выбирается отношение "сигнал – шум":

$$\left(\frac{\mathbf{P}_c}{\mathbf{P}_{KB}} \right)_{ДИКМ} = \frac{\langle b_i^2 \rangle}{\langle (b_i - \tilde{b}_i)^2 \rangle} = \frac{\langle \mathbf{b}_i^2 \rangle}{\langle \mathbf{E}_i^2 \rangle} = \frac{\langle \mathbf{b}_i^2 \rangle \langle \mathbf{\varepsilon}_i^2 \rangle}{\langle \mathbf{\varepsilon}_i^2 \rangle \langle \mathbf{E}_i^2 \rangle},$$

где знак $\langle \rangle$ – означает усреднение.

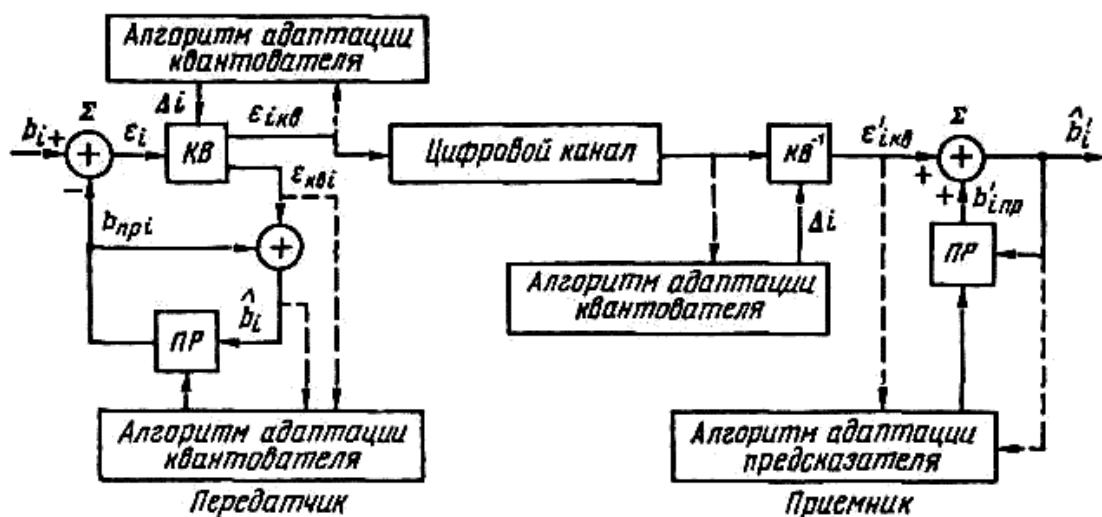


Рис. 5.30

Второй множитель в этом выражении представляет собой отношение сигнал-шум при ИКМ, а первый характеризует при одинаковых параметрах квантователей преимущество системы ДИКМ. Оно должно быть максимально возможным.

В случае преобразования речевого сигнала, являющегося нестационарным процессом, его функция автокорреляции зависит от времени.

Следовательно, для получения оптимальных характеристик коэффициенты предсказания a_i должны изменяться, что требует адаптивного построения системы. Кроме адаптации a_i в современных системах ДИКМ используется адаптация и в квантователе.

Система ДИКМ с адаптацией предсказателя и квантователя называется адаптивной ДИКМ (АДИКМ). Разработана Рекомендация G 721 МККТТ, которая определяет алгоритм АДИКМ на скорость передачи 32 кбит/с, вместо 64 кбит/с при ИКМ. В кодере рекомендуется использовать адаптивный предсказатель 6-го порядка ($N = 6$).

5.10. Дельта-модуляция

Корреляция между отсчетами возрастает по мере сокращения интервала между ними. Поэтому при большой частоте дискретизации число уровней квантования сигнала ошибки $\varepsilon(t)$ можно уменьшить до двух и перейти к одноразрядным системам.

Такой способ кодирования называется дельта-модуляцией (ДМ). Ее можно рассматривать как частный случай ДИКМ, когда квантование сигнала ошибки предсказания осуществляется на два уровня, и соответственно частота дискретизации равна скорости передачи. Квантованный сигнал ошибки при ДМ имеет вид:

$$\varepsilon_{KB}(k) = \gamma(k) \Delta b,$$

$$\text{где } \gamma(k) = \begin{cases} +1, & \text{если } \varepsilon(k) \geq 0; \\ -1, & \text{если } \varepsilon(k) \leq 0. \end{cases}$$

По существу сигнал на выходе дельта-модулятора содержит лишь сведения о полярности (знаке) сигнала ошибки (рис. 5.31, *в*). На приемной стороне интегратор прибавляет или вычитает Δb , обеспечивая уменьшение погрешности между значениями отсчетов и восстановленными значениями. Принцип формирования сигнала ДМ показан на рис. 5.31, *а*. Отсчеты $b(k)$ передаваемого сообщения сравниваются с квантованным отсчетом $b_{KB}^0(k-1)$, полученным в результате суммирования предыдущих квантованных сигналов ошибки

$$b_{KB}^0(k-1) = \sum_{i=0}^{n-1} \varepsilon_{KB}(i) = \Delta b \sum_{i=0}^{n-1} \gamma(i).$$

Если $b(k) > b_{KB}^0(k-1)$, квантователь **KB** формирует значение $\gamma(k) = 1$, в противном случае $\gamma(k) = -1$. Полученные символы γ передаются по каналу связи (линии). Одновременно импульсы $\Delta b \gamma(i)$ поступают на интегратор (сумматор) **И** для формирования квантованного отсчета $b_{KB}(i)$, который сравнивается с очередным отсчетом сообщения.

На выходе сумматора квантованный сигнал имеет вид ступенчатой функции (рис. 5.31, *б*). Каждый импульс +1 увеличивает, а каждый импульс -1 уменьшает ступенчатую функцию на один шаг квантирования Δb . Операцию декодирования сигнала DM на приемной стороне выполняет интегратор (сумматор) И такой же, как и на передающей стороне, на выходе которого при отсутствии ложных импульсов получается ступенчатое напряжение $\hat{b}_{KB}(t)$. После его сглаживания в фильтре нижних частот ФНЧ получим функцию $b(t)$, достаточно близкую к переданной $b(t)$. Разность $\hat{b}(t) - b(t)$ представляет собой шум квантирования. Его значение тем меньше, чем выше частота дискретизации и чем меньше шаг квантирования Δb . Однако выбирать слишком малый шаг Δb нельзя во избежание дополнительных иска-

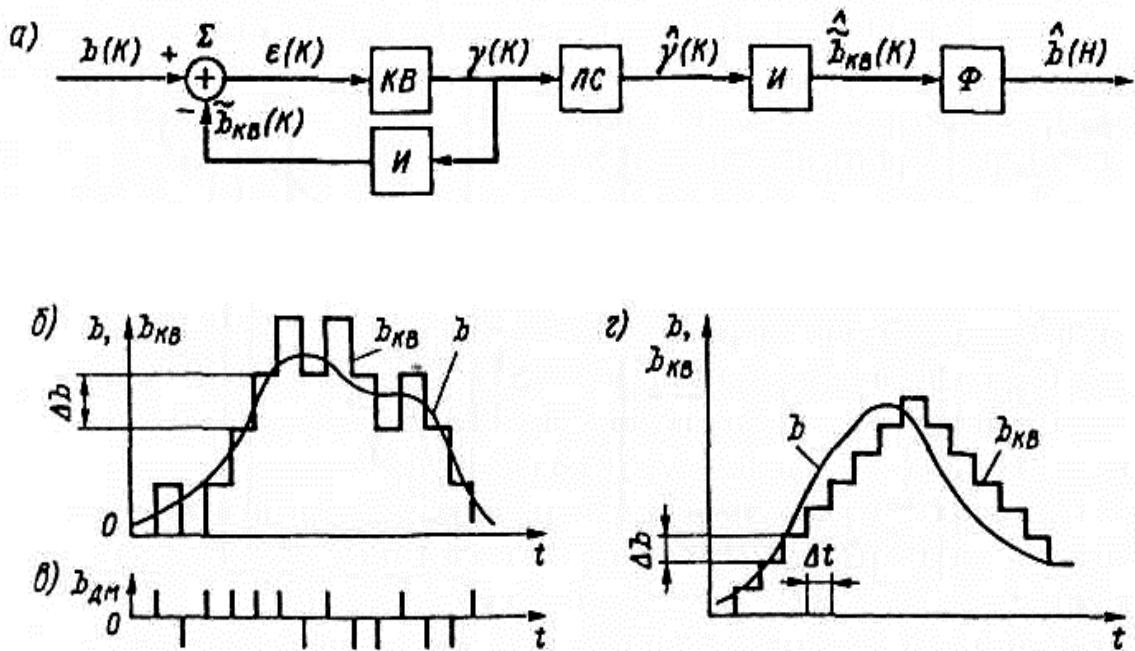


Рис. 5.31

жений, называемых перегрузкой по наклону, вызываемых тем, что ступенчатая функция не успевает следить за быстрыми изменениями сообщения $b(t)$ (рис. 5.32, *г*). Условием неискаженной передачи является неравенство:

$$|b'(t)|_{\max} \Delta t \leq \Delta b.$$

Для реализации этого неравенства используют адаптивную ДМ (АДМ). В этом случае на передающей стороне (рис. 5.32, *а*) в

цепь обратной связи, т. е. последовательно с интегратором **И** включают решающее устройство **РУ**, управляющее шагом квантования Δb .

Если приращения остается постоянным в течение трех-четырех интервалов дискретизации, то это означает наличие перегрузки, и РУ удваивает амплитуду импульсов, поступающих на вход интегратора **И1** с импульсного усилителя **ИУ**. Если и в этом случае знак приращения не изменяется, то размер шага Δb снова удваивается и т. д. (рис. 5.32, *б*).

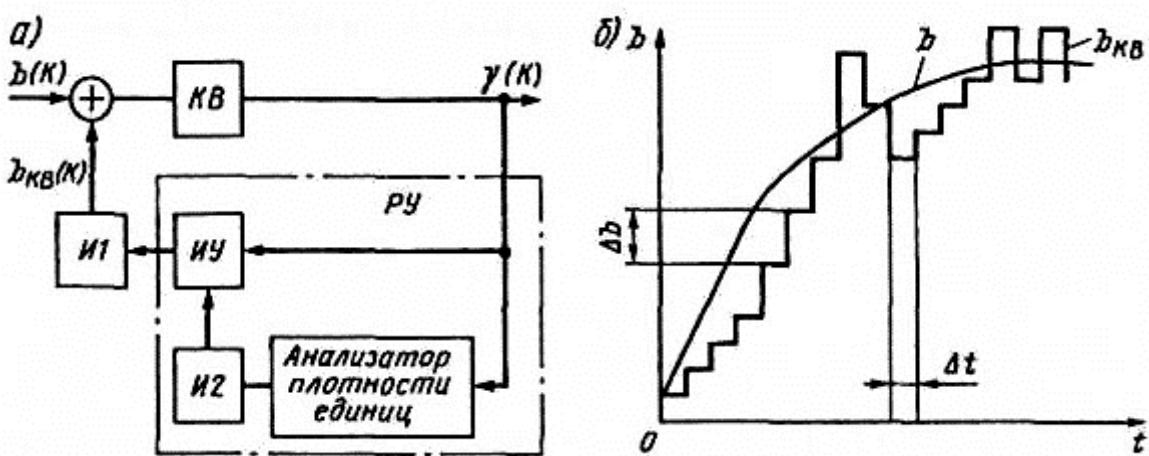


Рис. 5.32

По сравнению с ИКМ и ДИКМ сигнал ДМ имеет значительно большую частоту следования, и на каждый отсчет приходится один импульс, в то время как при ИКМ – несколько (разряды). Поэтому при одинаковой верности передачи частота следования импульсов при ИКМ и ДМ примерно одинакова. Обе эти системы занимают примерно одинаковую полосу частот.

Существенным преимуществом систем передачи с ДМ является сравнительная простота их кодирующих и декодирующих устройств. Кроме того, шум ложных импульсов при ДМ меньше, чем при ИКМ при одинаковой вероятности ошибки в канале. К недостаткам ДМ можно отнести явление размножения ошибок, создаваемых ложными импульсами (как и при ДИКМ), а также возможность перегрузки по наклону.

Системы цифровой связи широко используются на железнодорожном транспорте: в спутниковой связи МПС России – АДИКМ, в радиорелейной связи – ИКМ, ДМ, в волоконно-оптической, кабельной – ИКМ (ИКМ-30, ИКМ-120 и др.).

5.11. Дискретные виды модуляции

Разновидности дискретной модуляции. При дискретной модуляции модулирующим является дискретный (цифровой) сигнал, а модулируемым – обычно гармоническое колебание. При дискретном модулирующем сигнале модуляции часто называют манипуляциями. Они бывают: амплитудной (AM_H), частотной (CM_H), фазовой (FM_H) и относительной фазовой (OFM_H).

Важным параметром способа манипуляции является число вариантов сигнала на выходе модулятора и демодулятора (модема) или число вариантов манипулируемого параметра выходного сигнала. Это число называют позиционностью сигнала и способа манипуляции. Словосочетание “*m*-позиционная FM_H ” означает, что каждый элемент сигнала на выходе модулятора имеет одну из *m* допустимых начальных фаз. Если все *m* вариантов сигнала равновероятны, то производительность модулятора как источника информации на входе непрерывного канала связи прямо пропорциональна двоичному логарифму числа *m*: $k = \log_2 m$. Эту величину называют кратностью модуляции, ибо она показывает, во сколько раз увеличивается информационная емкость данной системы по сравнению с двухпозиционной (однократной) системой при той же длительности элементарного символа. Наиболее часто позиционность выбирают так, чтобы она равнялась целой степени числа 2, тогда кратность *k* – целое число.

На рис. 5.33 показаны сигналы для простейших способов двухпозиционной (однократной) модуляции сигнала-переносчика в виде гармонического колебания. На рис. 5.33, *a* показан двоичный сигнал на входе модулятора в виде двухполлярных импульсов, отображающих двоичные символы 0 и 1, на рис. 5.33, *б*, *в*, *г* – сигналы на выходе идеального модулятора при использовании двухпозиционной AM_H , CM_H , FM_H . Эти сигналы отражают основополагающую особенность систем цифровой передачи сообщений – принцип дискретности сигнала в канале связи.

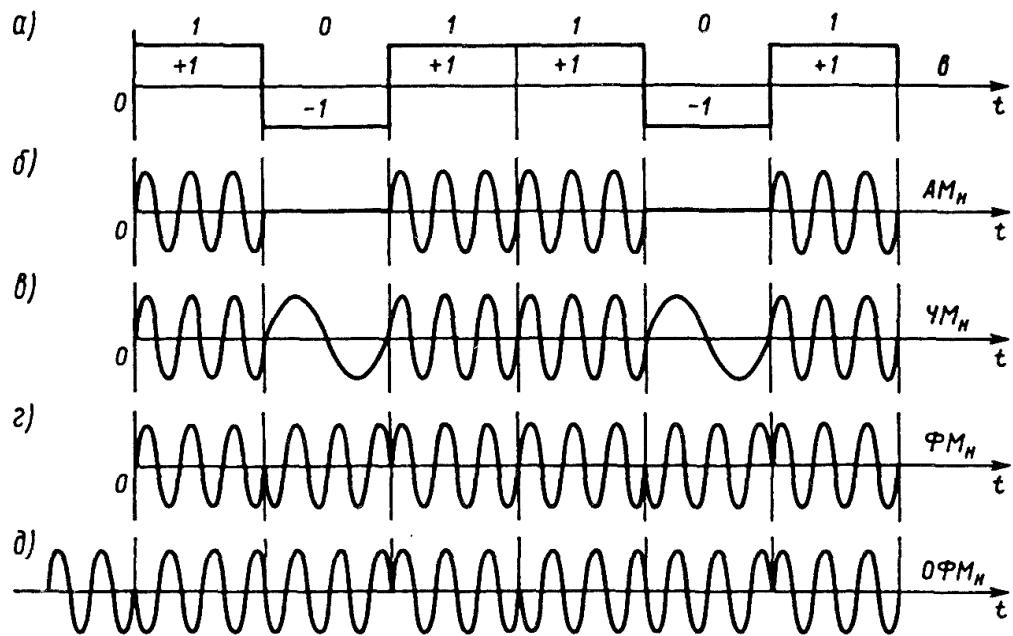


Рис. 5.33

Для каждого из приведенных способов модуляции допускаются в канале только два варианта сигнала. При АМ_Н эти варианты записываются в общем виде на интервале одной посылки $0 < t \leq T$ следующим образом:

$$u_{AMI}(t) = U_m \sin(\omega_0 t + \phi_0); \quad u_{AMI}(t) = 0.$$

Варианты являются неравноценными. При ЧМ_Н $u_{ЧМ1}(t) = U_m \sin(\omega_1 t + \phi_1)$; $u_{ЧМ2}(t) = U_m \sin(\omega_2 t + \phi_2)$, причем на рис. 5.33, в $\omega_1 = 2\pi/T$, а $\omega_2 = 4\pi/T$. Такие сигналы относятся к классу ортогональных в усиленном смысле сигналов, поскольку интеграл от их произведения на интервале $[0, T]$ равен 0 при любых фазах ϕ_1 и ϕ_2 . Сигналы с ЧМ_Н не всегда являются ортогональными. В системах с узкополосными ЧМ_Н сигналами используется условие приближенной ортогональности:

$$|\omega_2 - \omega_1| = k2\pi/T,$$

где k – целое число.

Если используются широкополосные ЧМ_Н сигналы, то условие приближенной ортогональности может быть достигнуто увеличением разности между частотами ω_1 и ω_2 .

Сигналы с ЧМ_Н (рис. 5.33, в) относятся к классу ЧМ_Н – сигналов с

непрерывной фазой, в которых начальная фаза очередного элемента сигнала вне зависимости от его частоты равна фазе, которой закончился предыдущий элемент. Такие сигналы обеспечивают большую помехоустойчивость, чем в случае произвольных начальных фаз.

Сигнал двухпозиционной ФМН на интервале одной посылки $0 < t \leq T$ аналитически выглядит так:

$$u_{\Phi M1}(t) = U_m \sin(\omega t + \phi_0);$$

$$u_{\Phi M2}(t) = U_m \sin(\omega t + \phi_0 + \pi) = -U_m \sin(\omega t + \phi_0),$$

(на рис. 5.33, *г* при $\omega = 4\pi/T$ и $\phi_0 = 0$). В общем случае варианты двоичного сигнала с ФМН имеют некоторую произвольную начальную фазу ϕ_0 и отличаются фазовым сдвигом сигнала на 180° , т. е. знаком. Поэтому такие сигналы называют противоположными в отличие от ортогональных сигналов с двухпозиционной ЧМН.

Интерес к цифровой передаче сообщений с помощью ФМН вызван, в первую очередь, тем, что согласно фундаментальным результатам теории потенциальной помехоустойчивости среди всех двухпозиционных сигналов противоположные потенциально обладают наибольшей помехоустойчивостью. Однако на пути реализации этого преимущества имеются трудности, в том числе принципиальные.

Демодулятор сигналов с абсолютной ФМН может быть только когерентным. В нем должны формироваться и храниться образцы вариантов передаваемого сигнала, достаточно точно совпадающие с ним по частоте и фазе. Это важное условие было бы выполнено, если бы удалось установить, какому из передаваемых двоичных сигналов это опорное колебание соответствует. Последнее принципиально неразрешимо, если не вводить в передаваемый сигнал каких-либо признаков, например синхроимпульс или избыточный элемент. Если же этого не делать, то имеет место неопределенность начальной фазы или неоднозначность решения для абсолютной ФМН, что явилось главной причиной для перехода к относительной ФМН (ОФМН).

Проблема неопределенности при ОФМН решается путем вычисления разницы фаз соседних посылок, которые неизменны и равны 0 или 180° . На рис. 5.33, *д* показан сигнал ОФМН, который состоит из таких же модулированных по фазе на 180° посылок, что и сигнал с абсолютной ФМН (рис. 5.33, *г*), но отличается тем, что у ОФМН фаза данной посылки зависит не только от передаваемого символа, как при ФМН, но и от начальной фазы предыдущей посылки. Принцип фор-

мирования начальных фаз таков: если на данной посылке передается двоичный символ 0, то фаза устанавливается такой же, как у предыдущей посылки (разность фаз равна нулю); если же на данной посылке передается символ 1, то ее фаза изменяется на 180° по сравнению с фазой предыдущей посылки (разность фаз равна 180°).

При ОФМ_Н переданный двоичный символ определяется двумя посылками сигнала, и все методы приема сигналов с ОФМ_Н основаны на сравнении начальных фаз двух соседних посылок. В связи с этим для передачи первого двоичного символа в системе с ОФМ_Н необходима одна дополнительная посылка сигнала, переданная собственно перед началом сеанса связи и играющая роль отсчетной (рис. 5.33, *д*). В системе с ФМ_Н после изменения полярности опорного колебания все последующие символы принимаются наоборот: единицы нулями, а нули – единицами. Это так называемая "обратная работа", которая имеет место до следующего скачка фазы опорного колебания или входного сигнала. В системе с ОФМ_Н скачкообразное изменение полярности опорного колебания приводит к одиночной ошибке и не имеет никаких других отрицательных последствий. Однако этот результат достигается ценой следующих условий: вероятность ошибки увеличивается примерно вдвое; требуется передача одной отсчетной посылки в начале сеанса связи; в цифровом потоке возникают, в основном, двойные ошибки, что усложняет кодек при использовании корректирующих кодов; модем с ОФМ_Н сложнее модема с ФМ_Н.

Отметим, что прием сигналов с ОФМ_Н может осуществляться не только когерентным, но и некогерентным методами.

Перечисленные выше характеристики и особенности различных видов манипуляций являются общими. Остановимся конкретнее на каждом из них.

5.12. Однократная абсолютная ФМ_Н

Фазоманипулированное колебание (ФМК) может быть записано в виде:

$$u_{\Phi M}(t) = U_m \sin[\omega_0 t + \Delta\phi\gamma(t) + \phi_0] = U_m \cos[\Delta\phi\gamma(t)] \sin(\omega_0 t + \phi_0) + U_m \sin[\Delta\phi\gamma(t)] \cos(\omega_0 t + \phi_0),$$

где $\gamma(t)$ – функция, определяющая закон изменения фазы $\Delta\phi$.

Ширина спектра ФМК наибольшая, если $\gamma(t)$ – периодическая функция на интервале $T = 2\tau_0$, где τ_0 – длительность элементарной посылки, т. е.

$$\gamma(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 < t < \tau_0; \\ -1 & \text{при } -\tau_0 < t < 0. \end{cases}$$

Подставив это значение $\gamma(t)$ в предыдущее выражение, получим

$$u_{\phi M}(t) = U_m [\cos \Delta \varphi \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \gamma(t) \sin \Delta \varphi \cos(\omega_0 t + \varphi_0)].$$

Во втором слагаемом функция $\gamma(t)$ вынесена из-под знака синус, поскольку последний – нечетная функция, а $\gamma(t)$ принимает значения ± 1 . Косинус не "реагирует" на изменение знака своего аргумента, поэтому в первом слагаемом $\gamma(t)$ отсутствует. Представим $\gamma(t)$ рядом Фурье:

$$\gamma(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t.$$

Тогда ФМК запишется в виде:

$$\begin{aligned} u_{\phi M}(t) &= U_m \cos \Delta \varphi \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{2U_m}{\pi} \sin \Delta \varphi \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \times \\ &\times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t = U_m \cos \Delta \varphi \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_m}{\pi} \sin \Delta \varphi \times \\ &\times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} [\sin(\omega_0 t + k\Omega t + \varphi_0) - (\omega_0 t - k\Omega t + \varphi_0)]. \end{aligned}$$

Отсюда следует, что спектр ФМ_Н-сигнала содержит составляющую несущей частоты (первое слагаемое) и две боковые полосы теоретически бесконечной ширины. Уровень составляющей несущей частоты определяется множителем, т. е. зависит от $\Delta\varphi$.

При манипуляции фазы на 180° угол $\Delta\varphi = \pi/2$ рад и, следовательно, составляющая несущей частоты отсутствует, а вся энергия ФМ_Н-сигнала содержится только в боковых полосах. Амплитуды боковых составляющих также зависят от $\Delta\varphi$, но по закону $\sin \Delta\varphi$, а не $\cos \Delta\varphi$.

Фазовый манипулятор на 180° . Манипулятор может быть выполнен на перемножителе сигналов или на ключевой схеме, одна из которых показана на рис. 5.34. К выводам 2 и 4 ключей подводятся противофазные колебания несущей частоты от генератора, выполненн

ного на элементах **DD1.1** и **DD1.2**. Манипулирующий сигнал $b(t)$ подается на управляющий вход 13 непосредственно и на управляющий вход 5 через инвертор. При $b(t) = 1$ замыкается контакт 1, 2, и на выходе ключа поступает колебание одной фазы. При этом контакт 3, 4 разомкнут. Если же $b(t) = 0$, то наоборот, замыкается контакт 3, 4, а контакт 1, 2 – разомкнут, и на выходе ключа поступает колебание несущей частоты противоположной фазы. Так осуществляется ΦM_H на 180° .

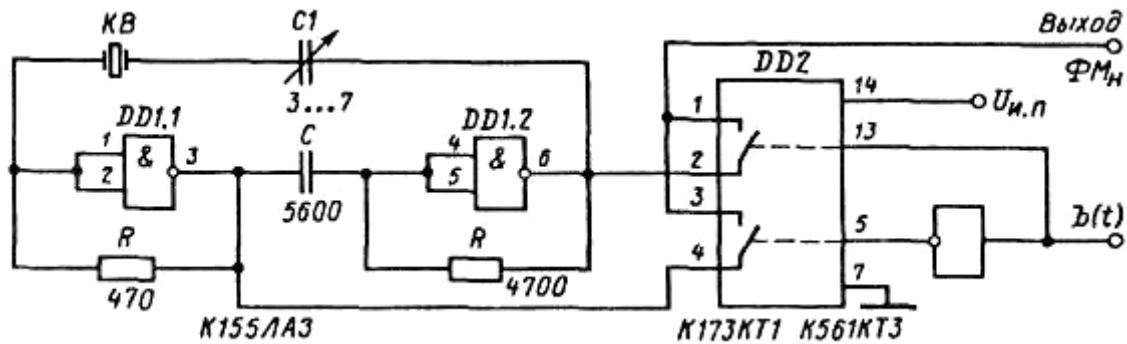


Рис. 5.34

Детектор ΦM_H – сигналов (когерентный детектор). Детектор состоит из перемножителя сигналов с интегратором или ФНЧ на его выходе. В нем принятый ΦM_H – сигнал перемножается с опорным колебанием, когерентным ΦM_H – сигналу. Устройство, формирующее опорное колебание, называют выделителем опорного колебания (**ВОК**). Оно может работать по специальному синхросигналу и информационному колебанию. По принципу построения различают пассивные (разомкнутые) и активные (замкнутые) **ВОК**. Активные **ВОК** реализуются в виде устройств фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), где опорное колебание формируется управляемым автогенератором.

Наибольший интерес в задачах когерентной обработки ΦM_H -сигналов представляют методы **ВОК** по информационному сигналу. Поскольку информационная фаза сигнала является случайной, то методы построения ВОК основаны на снятии фазовой манипуляции. Эта операция называется ремодуляцией, а методы выделения опорных колебаний из информационного сигнала различают и классифицируют по способу ремодуляции. Известно пять основных классов **ВОК**, отличающихся способом ремодуляции сигнала: умножение частоты, умножение фазы, приведение фазы, прямая ремодуляция принятого сигнала и регенерация ΦM_H -сигнала. Как правило, при всех способах

ремодуляции **ВОК** может быть построен по пассивным и активным схемам. Пассивную схему **ВОК** с умножением частоты называют схемой Пистолькорса, а активную с умножением частоты – схемой Сифорова. Схема Пистолькорса – самая первая схема **ВОК**, получившая широкое распространение. Она сравнительно проста, устойчива в работе и не подвержена ложным захватам, как замкнутые системы с использованием управляемых генераторов.

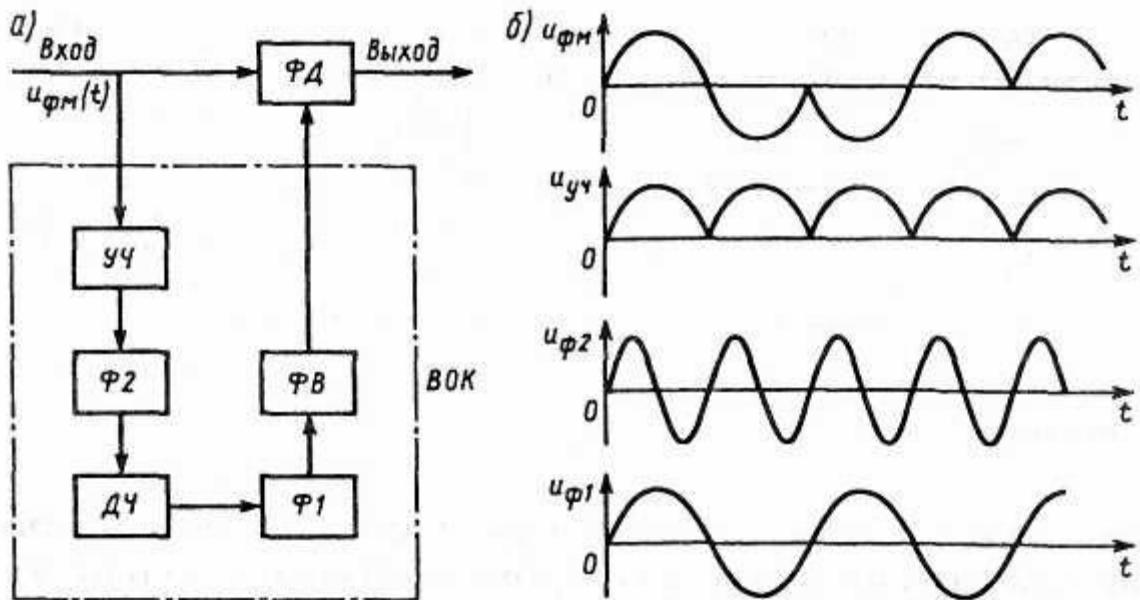


Рис. 5.35

В схеме когерентного детектора (рис. 5.35, а) **ВОК** по схеме Пистолькорса обведен штриховой линией. В его состав входят удвоитель частоты **УЧ**, фильтр второй гармоники **Ф2**, делитель частоты в 2 раза (**ДЧ**), фильтр первой гармоники **Ф1**, фазовращатель **ФВ**. Первый блок – удвоитель частоты является ремодулятором, а его работа поясняется временными диаграммами (рис. 5.35, б). Сигнал на выходе удвоителя частоты состоит из четных гармоник, и поэтому фильтром **Ф2** выделяется самая мощная из них – вторая. После деления ее на 2 в блоке **ДЧ** на выходе фильтра **Ф1** получается опорное колебание. Фазовращатель компенсирует временную задержку опорного колебания в выделителе.

Исследования показали, что в схеме Пистолькорса, как и во всех других схемах *BOK*, фаза опорного колебания неоднозначна (0° или 180°). Положение усугубляется и тем, что даже при правильной начальной фазировке в реальных каналах связи всегда имеются причины, вызывающие спонтанное "перескакивание" фазы опорного ко-

лебания и приводящие к "обратной работе". Например, помехи в тракте опорного колебания, переходные процессы в схеме, изменения питающих напряжений и ряд других воздействий, учесть которые невозможно.

Для устранения обратной работы фазового детектора предлагалось применить ряд мер, в том числе, уменьшение угла манипуляции $\Delta\phi$. В этом случае в спектре ФМ_Н-сигнала сохраняется составляющая несущей частоты, которая выполняет роль пилот-сигнала и содержит информацию о начальной фазе когерентного опорного колебания.

Хотя эти меры и устраниют обратную работу, но заметно увеличивают вероятность ошибки приема элементарного символа:

$$p_\theta = 0,5 - \Phi(\sqrt{2}h_\theta \sin \Delta\phi), \quad \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy,$$

где $\Phi(x)$ – интеграл вероятностей;

h_θ^2 – отношение энергии элементарного символа E к спектральной плотности мощности N_θ гауссовых помех:

$$h_\theta^2 = E/N_\theta.$$

Увеличение p_θ происходит не только благодаря уменьшению угла $\Delta\phi$, но и уменьшению h_θ : часть общей генерируемой мощности сигнала $P_C = E/\tau_\theta$, (где τ_θ – длительность элементарного символа) расходуется на передачу составляющей несущей частоты. Это означает, что обратная работа детектора устраняется из-за потери преимуществ ФМ_Н на 180° , что недопустимо. Однако эту потерю можно исключить, если угол манипуляции $\Delta\phi$ уменьшить не на передающей, а на приемной стороне делением частоты входного ФМ_Н-сигнала в n раз (n – целое число). При делении частоты в это же число раз делится полная фаза сигнала. Это значит, что ФМ_Н-сигнал с разделенной в n раз частотой аналитически записывается следующим образом:

$$u_{\Phi M}(t) = U_\theta \sin\left[\frac{\omega_\theta}{n}t + \gamma(t)\frac{\Delta\phi}{n} + \frac{\Delta\phi_\theta}{n}\right]. \quad (5.16)$$

Так как $\gamma(t) = \pm 1$, то данное выражение можно записать в виде:

$$u_{\Phi M}(t) = U_0 \left[\cos \frac{\Delta\varphi}{n} \sin \left(\frac{\omega_0}{n} t + \frac{\varphi_0}{n} \right) + \gamma(t) \sin \frac{\Delta\varphi}{n} \cos \left(\frac{\omega_0}{n} t + \frac{\varphi_0}{n} \right) \right]. \quad (5.17)$$

Первое слагаемое – составляющая несущей частоты. При ΦM_H на 180° значение $\Delta\varphi = 90^\circ$, и поэтому при отсутствии деления частоты ($n = 1$) первое слагаемое равно нулю, так как $\cos 90^\circ = 0$. При делении частоты на n ($n > 1$) $\cos \frac{90^\circ}{n}$, в спектре ΦM_H колебания присутствует

составляющая несущей частоты с амплитудой $U_H = U_0 \cos \frac{\Delta\varphi}{n}$, показанная на рис. 5.36, а. При $n = 2$ значение амплитуды $U_H = 0,707 U_0$, которое с ростом n увеличивается, асимптотически приближаясь к U_0 . Эта составляющая несущей частоты когерентна ΦM_H сигналу и жестко с ним связана. Поэтому ее надо выделить и сформировать по ней опорное колебание, чтобы исключить обратную работу фазового детектора.

На рис. 5.36, б представлена структурная схема такого когерентного (фазового) детектора, состоящего из последовательно включенных блоков: делителя частоты в n раз $\mathcal{D}\mathcal{C}$; выделителя несущей $\mathcal{V}\mathcal{H}$, фазового детектора $\mathcal{F}\mathcal{D}$, второй вход которого соединен с выходом $\mathcal{D}\mathcal{C}$ через линию задержки $\mathcal{L}\mathcal{Z}$.

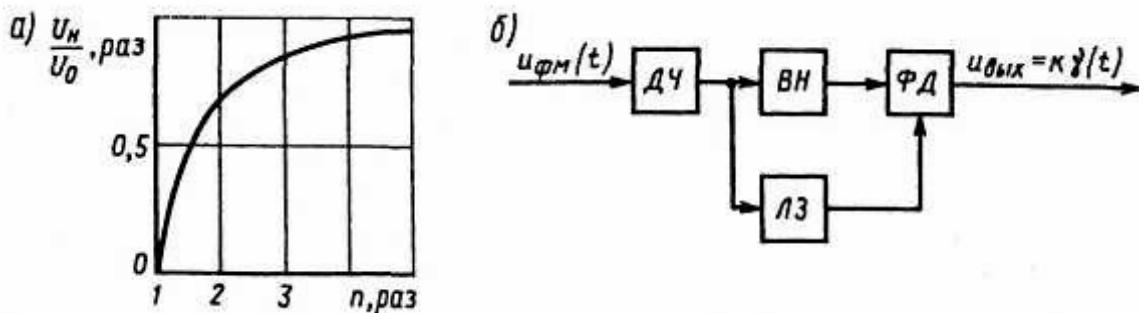


Рис 5.36

На выходе $\mathcal{D}\mathcal{C}$ имеет место сигнал (5.17), а на выходе $\mathcal{V}\mathcal{H}$ – его первое слагаемое, которые перемножаются между собой в блоке $\mathcal{F}\mathcal{D}$. На выходе $\mathcal{F}\mathcal{H}\mathcal{C}$ последнего имеет место переданный сигнал

$$u_{\text{вых}}(t) = k\gamma(t),$$

где k – коэффициент пропорциональности.

Операции деления и умножения частоты используются в детекто-

ре Пистолькорса, рассмотренного выше, в котором вначале производится умножение, а потом деление частоты. При умножении структура ΦM_H -сигнала разрушается полностью, отчего вносится неоднозначность и неустойчивость фазы опорного колебания к различным воздействиям. В данной схеме (см. рис. 5.36, б) первым блоком является делитель частоты в n раз, в котором структура ΦM_H -сигнала не разрушается, а в его спектре появляется составляющая несущей частоты, когерентная ΦM_H -сигналу и жестко с ним связанная.

Манипулятор однократной ОФМ_H. Во многих случаях формирование сигнала с ОФМ_H целесообразно свести к формированию сигнала с абсолютной ФМ_H на 180° перекодированием (или разностным, дифференциальным кодированием) передаваемой двоичной комбинации. Алгоритм перекодировки прост. Если обозначить через $b_n = \pm 1$ информационный символ, подлежащий передаче на n -й посылке сигнала, то перекодированный в соответствии с правилами ОФМ_H символ $b_{nk} = b_n \oplus b_{n-1}$, где \oplus – суммирование по модулю 2 данной n -й и предыдущей ($n - 1$)-й посылок. Перекодированный сигнал следует подать на низкочастотный вход манипулятора абсолютной ФМ_H на 180° . Соответствующая структурная схема манипулятора ОФМ_H показана на рис. 5.37. Работа кодера поясняется табл. 5.1, в первой строке которой записан исходный код, поступающий на вход 1 сумматора, во второй – код с выхода сумматора (3-я строка), задержанный на элементарный символ, на что указывают стрелки. При этом предполагается, что в начальном состоянии сигнал на выходе сумматора $b_{nk} = 0$, что соответствует и второму его входу. Сумма по модулю 2 сигналов обоих входов $1 \oplus 0 = 1$ первого столбца табл. 5.1 записывается на пересечении второй строки второго столбца и т. д. Под табл. 5.1 показаны исходный и перекодированный видеоимпульсы. Последние поступают на низкочастотный вход манипулятора абсолютной ФМ_H на 180° (блок **ФМ**), на высокочастотный вход которого подается колебание несущей частоты от генератора **Г**. Кодер состоит из сумматора Σ по модулю 2, линии задержки **ЛЗ** на длительность элементарного символа $\tau = T$. Выход сумматора соединен со вторым его входом через **ЛЗ**.

При ОФМ_H переданный двоичный символ определяется двумя посылками. Поэтому варианты сигналов с однократной ОФМ_H записываются на интервале двух посылок от 0 до $2T$:

$$u_{\Phi MI}(t) = \begin{cases} U_m \sin(\omega t + \varphi_0), & 0 < t \leq T; \\ U_m \sin[\omega(t - T) + \varphi_0], & T < t \leq 2T; \end{cases}$$

$$u_{\Phi M2}(t) = \begin{cases} U_m \sin(\omega t + \varphi_0), & 0 < t \leq T; \\ -U_m \sin[\omega(t-T) + \varphi_0], & T < t \leq 2T. \end{cases}$$

Сигнал $u_{\Phi M1}(t)$ соответствует передаче разности фаз $\Delta\varphi = 0$, а сигнал $u_{\Phi M2}(t)$ – разности фаз $\Delta\varphi = \pi$ рад. Если в посылке длительности T укладывается целое число периодов колебания несущей частоты, то на интервале $0 < t \leq 2T$

$$u_{\Phi M1}(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi_0); \quad u_{\Phi M2}(t) = \operatorname{sgn}(\sin(\pi t/T)) U_m \sin(\omega t + \varphi_0).$$

Таблица 5.1

Принцип получения кодового сигнала манипулятором

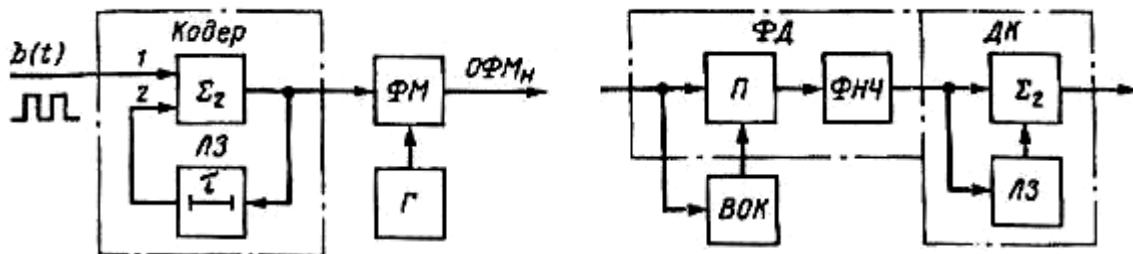
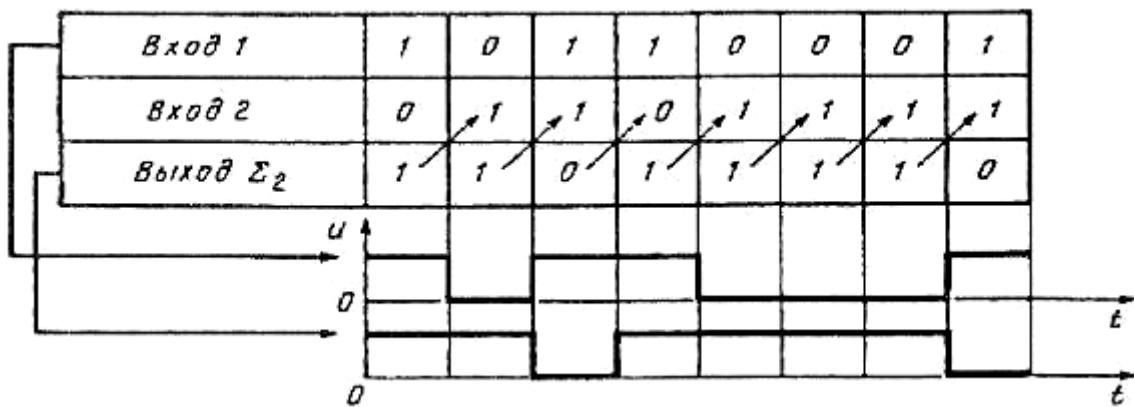


Рис. 5.37

Рис. 5.38

Сигнал $u_{\Phi M1}(t)$ в этом случае не имеет скачка фазы внутри интервала $[0, 2T]$, а сигнал $u_{\Phi M2}(t)$ имеет скачок на π рад в момент $t = T$, что выражается через знаковую функцию sgn .

Варианты сигнала с однократной ОФМ_H на одной посылке являются противоположными, как и при ФМ_H, а на интервале двух посылок – ор-

тогональными, что вытекает из равенства $\int_0^{2T} u_{\Phi M_1}(t)u_{\Phi M_2}(t)dt = 0$, справедливого при любых φ_0 .

Демодулятор сигналов с однократной ОФМ_Н (рис. 5.38). Демодулятор содержит тот же, что и демодулятор ФМ_Н – сигналов, фазовый детектор, состоящий из перемножителя **П** с **ФНЧ** на его выходе, на второй вход которого подается опорное колебание с **ВОК**, совпадающее по фазе с одним из вариантов принимаемого сигнала. Последующее вычисление разности фаз и определение переданного двоичного символа осуществляется в декодере **ДК**, подключенному к выходу **ФНЧ** фазового детектора. Декодер представляет собой сумматор по модулю 2, оба входа которого соединены между собой через линию задержки **ЛЗ** на интервале элементарного символа τ .

Данный демодулятор ОФМ_Н-сигналов является когерентным, обеспечивающим наибольшую помехоустойчивость приема. Известны также и некогерентные демодуляторы: автокорреляционный, оптимальный некогерентный.

Для составления математических алгоритмов работы демодуляторов удобно представить посылки сигналов $u_{\Phi M_1}(t)$ и $u_{\Phi M_2}(t)$ в виде векторов \vec{U}_{n-1} и \vec{U}_n функционального пространства сигналов, а искаженные помехой посылки $Z_1(t)$ и $Z_2(t)$ – в виде векторов: \vec{Z}_n , \vec{Z}_{n-1} функционального пространства сигналов и помех.

Согласно скалярному произведению двух векторов угол между ними будет равен:

$$\cos \Delta_n \varphi_\zeta = \frac{(\vec{Z}_n, \vec{Z}_{n-1})}{\|\vec{Z}_n\| \|\vec{Z}_{n-1}\|},$$

здесь

$$(\vec{Z}_n, \vec{Z}_{n-1}) = \int_0^T Z_n(t) Z_{n-1}(t) dt$$

– скалярное произведение векторов \vec{Z}_n и \vec{Z}_{n-1} ;

$|\vec{Z}_n|$, $|\vec{Z}_{n-1}|$ – их длины (норма):

$$\left| \vec{\mathbf{Z}}_{n-1} \right| = \sqrt{\int_0^T Z_{n-1}^2(t) dt}; \quad \left| \vec{\mathbf{Z}}_n \right| = \sqrt{\int_0^T Z_n^2(t) dt}.$$

Для определения переданного информационного символа следует найти $\Delta_n \phi_\zeta$ по предыдущей формуле и сравнить его с возможными значениями $\Delta_n \phi_i$. Переданной считается та разность фаз, которая ближе других к принятому значению $\Delta_n \phi_\zeta$. При однократной ОФМ_Н имеются два варианта передаваемых разностей фаз: $\Delta_n \phi_1 = 0$ и $\Delta_n \phi_2 = \pi$ рад, а косинус этих разностей принимает значения $+1$. Следовательно, при однократной ОФМ_Н определение переданного символа сводится к определению знака $\cos \Delta_n \phi_\zeta$ согласно предыдущей формуле:

$$b_n = \operatorname{sgn} \cos \Delta_n \phi_\zeta,$$

т. е. переданный на n -й посылке информационный символ b_n равен знаку косинуса $\Delta_n \phi_\zeta$. Так как произведение норм векторов положительно, то $b_n = \operatorname{sgn}(\vec{\mathbf{Z}}_n; \vec{\mathbf{Z}}_{n-1})$. Это значит, что для определения переданного информационного символа нужно найти знак скалярного произведения векторов $\vec{\mathbf{Z}}_n$ и $\vec{\mathbf{Z}}_{n-1}$.

Последнее выражение является фундаментальным для теории ОФМ_Н. С его помощью можно получить и классифицировать математические алгоритмы приема сигналов с ОФМ_Н, которые по существу отличаются способом (алгоритмом) вычисления скалярного произведения.

5.13. Манипулятор однократный ЧМ_Н

Манипулятор выполняется обычно на автогенераторе, у которого изменяется параметр частотно-задающей цепи по закону манипулирующего сигнала $b(t)$. На рис. 5.39 представлена схема такого манипулятора, у которого частота изменяется в результате переключения кварцев **KB1** и **KB2**. Так как используется один автогенератор (элементы **DD1.1**, **DD1.2**), то при скачкообразном изменении частоты фаза изменяется плавно.

Эффективная полоса частот ЧМ_Н-сигнала определяется выражением

$$\Delta f_{sc} \cong \frac{1}{\tau_c} (M_{ЧМП} + 1),$$

где τ_c – длительность элементарного символа;
 $M_{ЧМП}$ – пиковый (максимальный) индекс ЧМ_Н.
В свою очередь

$$M_{ЧМП} = 2F_{ДП} \tau_c.$$

Пиковая девиация частоты

$$F_{ДП} = (f_1 - f_2)0,5,$$

где f_1 – частота единиц,
 f_2 – частота нулей.

Следовательно, разнос частот $f_1 - f_2 = 2F_{ДП}$. Так как $F_{ДП} = M_{ЧМП}/2\tau_c$, а для ортогональных двоичных ЧМ_Н-сигналов $M_{ЧМП} \geq 1$, то $f_1 - f_2 \geq 1/\tau_c$.

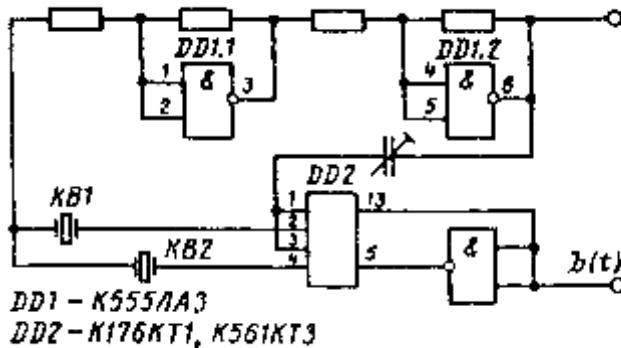


Рис 5.39

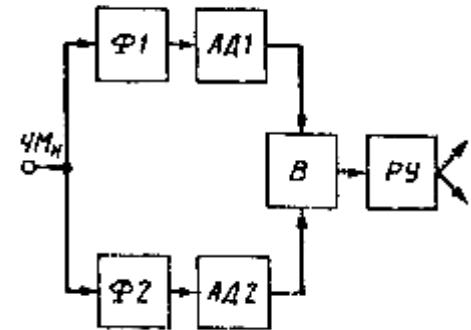


Рис 5.40

Демодуляторы сигналов с однократной ЧМ_Н. Широко используются схемы узкополосного приема двоичных ЧМ_Н-сигналов по огибающей, по мгновенной частоте и широкополосного приема с последетекторным интегрированием. На рис. 5.40 представлена схема демодулятора по огибающей, состоящая из узкополосных фильтров $\Phi 1$ и $\Phi 2$, амплитудных детекторов $АД1$ и $АД2$, вычитающего устройства B и решающего устройства $РУ$. Фильтры $\Phi 1$ и $\Phi 2$ настроены на частоты f_1 и f_2 элементарных посылок. Напряжения с выхода детекторов $АД1$ и $АД2$ сравниваются между собой в схеме вычитания B , знак напряжения на выходе которого определяется знаком большего из них. По полярности этого напряжения в блоке $РУ$ формируется решение о передаче символа (1 или 0). Фильтры $\Phi 1$ и $\Phi 2$ – квазиоптимальные, согласованы с входным сигналом только по эффективной

полосе пропускания Δf . Если входной сигнал имеет вид прямоугольных импульсов, а фильтры представляют собой одиночные колебательные контуры, то $\Delta f = 0,65/\tau_c$, где τ_c – длительность элементарного символа.

Схема приема по мгновенной частоте состоит из узкополосного фильтра и частотного детектора (дробного или др.).

Широкополосный прием с последетекторным интегрированием применяют при относительно низкой стабильности частоты.

5.14. Амплитудная манипуляция

Манипулятор представляет собой перемножитель колебания несущей частоты и манипулирующего сигнала, изменяющегося от 0 до $+U_m$, а не от $-U_m$ до $+U_m$, как при ФМ_Н на 180° (рис. 5.33, б). Поскольку при передаче паузы колебание на выходе манипулятора отсутствует, то амплитудную манипуляцию (АМ_Н) называют системой с пассивной паузой. Амплитудным манипулятором может быть контакт ключа (реле), через который подается колебание несущей частоты. Контакт в этом случае замыкается и размыкается по закону манипулирующего сигнала. Именно такой манипулятор используется в железнодорожной числовой кодовой автоблокировке, в ВОСП для управления работой лазера.

Сигнал АМ_Н можно записать в виде

$$u_{AM}(t) = \gamma(t)U_m \sin(\omega_0 t + \varphi),$$

где $\gamma(t)$ – функция, определяющая закон изменения амплитуды.

Ширина спектра АМ_Н-сигнала наибольшая, если $\gamma(t)$ периодична на интервале $T = 2\tau_0$:

$$\gamma(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < \tau_0 \\ 0, & -\tau_c < t < 0 \end{cases}$$

Представим $\gamma(t)$ рядом Фурье:

$$\gamma(t) = 0,5 + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t.$$

Тогда АМ_Н-сигнал

$$u_{AM}(t) = U_m \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - \cos k\pi}{k} \sin k\Omega t + \varphi_0 \right).$$

Огибающая его спектра

$$A(\omega) = \frac{U_m \tau_0}{2} \frac{\sin 0,5(\omega - \omega_0)\tau_0}{0,5(\omega - \omega_0)\tau_0}.$$

Ширина полосы частот АМ_Н-сигнала такая же, как и у сигнала ФМ_Н, ОФМ_Н на **180°**, т. е. значительно меньшая, чем при ЧМН.

Колебания ЧМ_Н, ФМ_Н, ОФМ_Н на **180°** можно разложить на два колебания с АМ_Н, причем, каждая АМ_Н при ЧМ_Н имеет одинаковую амплитуду, но разную несущую частоту (f_1 или f_2), а при ФМ_Н – одну несущую, но противоположные фазы и равные амплитуды. Колебание ФМ_Н можно разложить и на одно колебание АМ_Н удвоенной амплитуды плюс противофазное колебание несущей частоты, амплитуда которого в 2 раза меньше амплитуды сигнала АМ_Н. Колебание ОФМ_Н выражается через АМ_Н также, как и ФМ_Н.

Демодулятором АМ_Н сигналов является обычный детектор огибающей или синхронный (когерентный) детектор.

По сравнению с другими видами манипуляции АМ_Н обеспечивает самую низкую помехоустойчивость приема: для достижения заданной вероятности ошибки мощность АМ_Н-сигнала должна быть в 4 раза больше мощности ФМ_Н-сигнала и в 2 раза больше мощности ЧМ_Н-сигнала.

5.15. Модуляция шумоподобных сигналов-переносчиков

Шумоподобные сигналы (ШПС) обладают уникальными свойствами, очень важными для практики, что является причиной повышенного интереса к ним. К таким свойствам ШПС относятся: возможность вести устойчивый прием, когда уровень сигнала ниже среднего уровня помех (скрытность передачи); работа в занятых диапазонах частот, поскольку селекция таких сигналов осуществляется по форме; обеспечение повышенной помехоустойчивости к узкополосным непрерывным и импульсным помехам; повышенная помехоустойчивость при наличии многолучевости (многолучевого приема); наиболее точное измерение параметров движения объекта (скорости, координаты и др.); совмещение различных функциональных

задач.

Шумоподобные сигналы не являются случайными, поскольку формируются по определенному алгоритму. Однако их свойства близки к свойствам шума, ограниченного по частоте: энергоспектр почти постоянен, а функция корреляции имеет узкий основной пик и небольшие боковые "выбросы" (отсюда и название ШПС). Шумоподобные сигналы представляют собой цифровые последовательности длины M (M -последовательности). Поскольку неизвестен закон чередования единиц и нулей в M -последовательности, то они получили также название псевдослучайных последовательностей. Такую последовательность проще всего сформировать с помощью регистра сдвига с логической обратной связью.

Наибольшие возможности ШПС обеспечивают в цифровых системах передачи информации. С помощью ШПС-переносчиков искусственно расширяется полоса частот информационного цифрового сигнала. Для этого информационный цифровой сигнал с элементарной посылкой длительности T перемножается с ШПС, длительность посылки которого $\tau_0 \ll T$. Если цифровой сигнал знакопеременен ($+1, -1$) и имеет прямоугольную форму, то при перемножении имеет место абсолютная ΦM_H на 180° ШПС-переносчика прямоугольной формы информационным цифровым сигналом тоже прямоугольной формы. От этого элемент информационного сигнала разбивается на N бинарных (двоичных) элементов:

$$N = T/\tau_0 = T \Delta f_y = B,$$

где B – база сигнала.

Поскольку $B \gg 1$, то ШПС являются широкополосными ($1/\tau_0 \gg 1/T$). В узкополосных системах $B = 1$. Базу ШПС можно рассматривать как параметр, характеризующий сознательно введенную в сигнал избыточность, которая определяет перечисленные выше достоинства ШПС.

На рис. 5.41, *а* представлена структурная схема модулятора ШПС-переносчика цифровой системы передачи. В состав схемы входят: источник цифровой информации **ИИ**; перемножитель сигналов **Π**; генератор ШПС **ГШПС**; синхронизатор **C**; балансный модулятор **БМ**; генератор гармонической несущей **Г**; усилитель **У**. Цифровой сигнал (1 или 0) из блока **ИИ** поступает на один вход перемножителя **Π**, на другой вход которого подается ШПС с генератора **ГШПС**. Фаза сигнала на выходе блока **Π** равна 0, если передается 1. В противном случае она равна 180° , что соответствует ΦM_H на 180° (рис. 5.41, *б*).

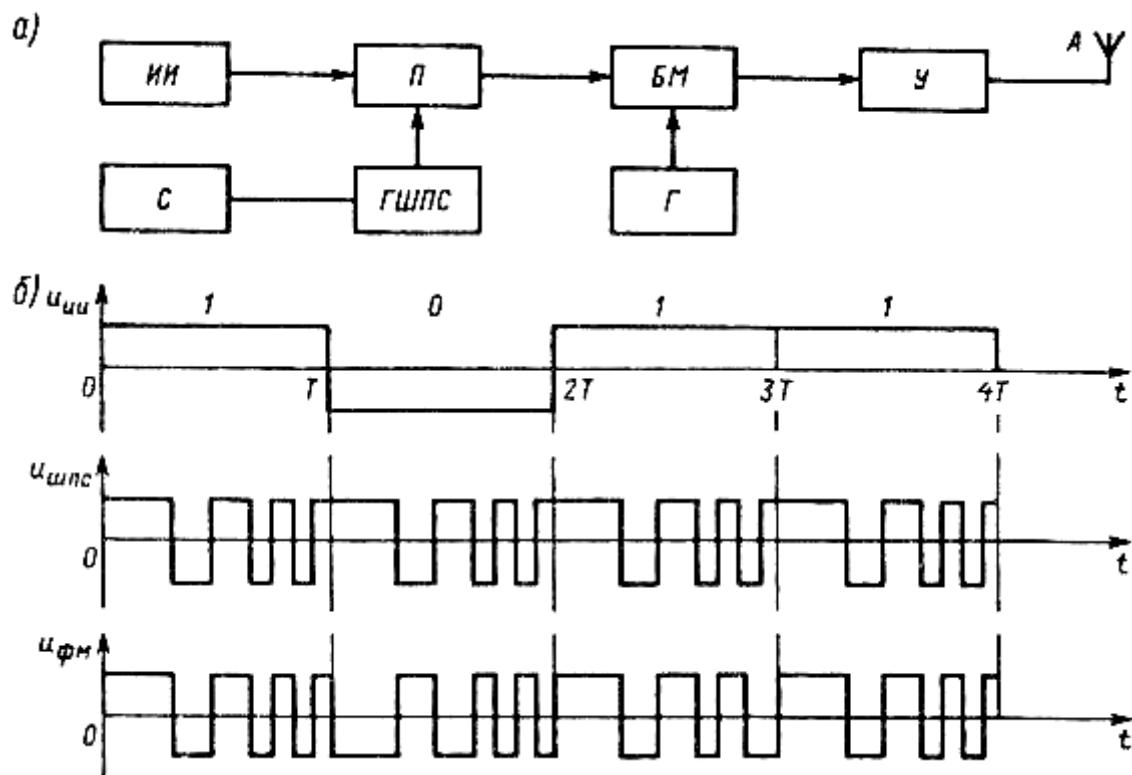


Рис. 5.41

На элементарной посылке цифрового сигнала T с блока **ИИ** укладывается $N = T/\tau_0$ элементарных посылок длительности τ_0 ШПС. Так как ширина спектра ШПС $F = 1/\tau_0$, то база ФМ_Н-сигнала $B = FT = N \gg 1$. В блоке **БМ** информационный ШПС переносится на рабочую частоту передатчика и после усиления в блоке **У** излучается антенной **А**. В приемнике (рис. 5.42) сигнал проходит через смеситель **СМ**, переносится с помощью гетеродина **Г** на промежуточную частоту, усиливается в усилителе промежуточной частоты **УПЧ** обрабатывается согласованным фильтром **СФ**. С выхода **СФ** сигнал поступает на синхронизатор **С** и решающее устройство **РУ**. Синхронизатор осуществляет поиск ФМ_Н-сигнала по частоте и времени, накапливает сигнал

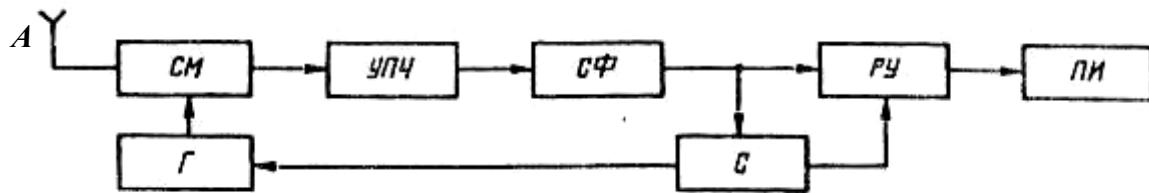


Рис. 5.42

для увеличения надежности синхронизации, управляет режимом работы **РУ**. После окончания поиска и вхождения в синхронизм на выходе **РУ** появляется информационная последовательность в виде двоичных символов, которая передается получателю информации **ПИ**.

Рассмотренные модулятор и демодулятор ШПС являются простейшими и далеко не единственными.

5.16. Минимальная частотная манипуляция

Минимальная частотная манипуляция (МЧМ_Н) представляет собой частотно-фазовую манипуляцию (ЧФМ_Н).

На интервале одного символа 0... T_c сигнал M -позиционной ФМ_Н (ФМ_Н - M) имеет вид:

$$S(t) = U_0 \cos(\omega_0 t - \varphi_i). \quad (18.3)$$

Дискретные значения фазы сигнала $\varphi_i = 2\pi a_i/M$, где M – число возможных сигналов, a_i – M -е символы, выбираемые из множества $(0, 1, 2, \dots, M-1)$. Обычно $M = 2^K$, где K – кратность ФМ_Н. Тогда каждый M -ый символ a_i соответствует набору из $K = \log_2 M$ двоичных информационных символов (битов) длительности $T_c = KT$, где T – длительность одного бита, определяющая скорость манипуляции $V = 1/T$.

В общем случае ФМ_Н колебание $S(t) = U_0 \cos(\omega_0 t - \varphi(t))$ можно представить в виде суммы квадратурных составляющих:

$$\begin{aligned} S(t) &= [U_0 \cos \varphi(t)] \cos \omega_0 t + [U_0 \sin \varphi(t)] \sin \omega_0 t = \\ &= U_0 [I(t) \cos \omega_0 t + Q(t) \sin \omega_0 t], \end{aligned} \quad (5.19)$$

где $I(t) = \cos \varphi(t)$, $Q(t) = \sin \varphi(t)$;

$\varphi(t)$ – параметр, определяющий закон изменения фазы несущей. Манипулирующие функции $I(t)$ и $Q(t)$ задают в виде:

$$I(t) = \sum_n a_n p(t - nT_c); \quad Q(t) = \sum_n b_n q(t - nT_c),$$

где a_n , b_n – информационные символы;

$p(t)$, $q(t)$ – элементарные модулирующие сигналы в квадратурных каналах.

Последовательности a_n и b_n получают разделением исходной информационной последовательности $\vartheta(t)$ на четные и нечетные симво-

лы. Модулирующие сигналы $p(t)$ и $q(t)$ выбирают такими, чтобы при последовательной передаче они не перекрывались во времени в квадратурных каналах во избежание межсимвольной интерференции.

Согласно введенным обозначениям

$$I^2(t) + Q^2(t) = \text{const}, \quad (5.20)$$

чему удовлетворяют элементарные модулирующие сигналы в виде прямоугольных импульсов

$$p(t) = q(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq t \leq T_c, \\ 0 & \text{при } T_c < t < 0. \end{cases}$$

При этом двоичные информационные символы a_n и b_n полагаются равными ± 1 . В данном случае имеет место двукратная ФМ_Н (ДФМ_Н). При одновременной смене символов в каждом из квадратурных каналов происходит скачок базы на π радиан, вызывающий провалы огибающей до нуля, что нежелательно. Во избежание этого сигналы в одном из каналов смещают на время $\frac{T_c}{2}$. Для сужения ширины спектра ФМ_Н – сигнала фронты прямоугольных манипулирующих импульсов скругляют, преобразуя последние в полупериоды косинусоиды. В этом случае сигналы выбираются в виде:

$$\begin{aligned} p(t) &= \begin{cases} \pm \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) & \text{при } -T \leq t \leq T; \\ 0 & \text{при } T < t < -T; \end{cases} \\ q(t) &= \begin{cases} \pm \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) & \text{при } 0 \leq t \leq 2T; \\ 0 & \text{при } 2T < t < 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Так как символы a_n и b_n в квадратурных каналах смещены на время T , то модулированный сигнал (3.15) приобретает вид:

$$S(t) = U_0 \left[\sum_n a_n \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos \omega_0 t + \sum_n b_n \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin \omega_0 t \right] \quad (5.22),$$

или в развернутом виде при четырех возможных комбинациях знаков a и b на интервале длительности $0 \dots 2T$ модулирующих сигналов в квадратурных каналах:

$$S_0(t) = U_0 \left[\cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos\omega_0 t + \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin\omega_0 t \right] = U_0 \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi t}{2T}\right).$$

при $a = 1, b = 1$.

Аналогично

$$\left. \begin{array}{l} S_1(t) = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi t}{2T}\right) \quad \text{при } a = 1; b = 1; \\ S_2(t) = -U_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi t}{2T}\right) \quad \text{при } a = -1; b = -1; \\ S_3(t) = -U_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi t}{2T}\right) \quad \text{при } a = -1; b = 1. \end{array} \right\} \quad (5.23)$$

Фаза сигналов линейно изменяется со временем t на величину $\Delta\varphi = \frac{\pi t}{2T}$ со знаком плюс или минус и в конце длительности T элементарного символа это изменение достигает $+\frac{\pi}{2}$ радиан при переда-

че единицы и $-\frac{\pi}{2}$ радиан при передаче нуля. Можно построить др-
евидную характеристику изменения фазы за несколько тактов. Ясно,
что в момент передачи очередного бита информации фаза сигналов не
имеет разрывов. Частота же манипулированного сигнала, как произ-
водная по времени от фазы, меняется скачком максимально на $\pm \frac{\pi}{2T}$.

Это значит, что девиация частоты при МЧМ_Н $\Delta\omega_g$. Если последнюю выражать в Герцах, то $\Delta f_g = \frac{1}{4T} = \frac{V}{4}$, где V скорость передачи циф-
ровой информации.

Кроме того, $\Delta f_g = \frac{1}{4T} = \frac{F_M}{4}$, где F_M – максимальная частота мани-
пулирующего (входного) сигнала.

По определению индекс МЧМ_Н $m = \frac{\Delta f_g}{F_M} = \frac{F_M}{2F_M} = 0,5$, что и опреде-
лило название данного метода модуляции.

Отметим, что структура каждого из сигналов $S_0(t), \dots, S_3(t)$ совпадает со структурой одной боковой полосы частот АМ колебания: верхней ($\omega_0 + 0,5\Omega_M$) или нижней ($\omega_0 - 0,5\Omega_M$), положительного или отри-
цательного знака. Это значит, что МЧМ_Н представляет собой специфи-

ческую частотно-фазовую манипуляцию (ЧФМ_Н), в которой ЧМ_Н осуществляется благодаря переходу с нижней на верхнюю или с верхней на нижнюю боковую частоту АМ колебания, а ФМ_Н – благодаря изменению фазы на 180° каждой из названных боковых частот. Закон этих ЧМ_Н и ФМ_Н определяется структурой входного цифрового сигнала.

Из выражения (5.20) следует, что алгоритм формирования МЧМ_Н совпадает с алгоритмом формирования ОБП АМ фазовым методом.

На рис. 5.43, *a* представлена структурная схема модулятора МЧМ_Н, где обозначено: ***K*** – коммутатор; ***T*** – блок смещения последовательности на время ***T***; ***Π*** – перемножители сигналов; ***ΦВ*** – фазовращатель на 90° ; ***Σ*** – сумматор.

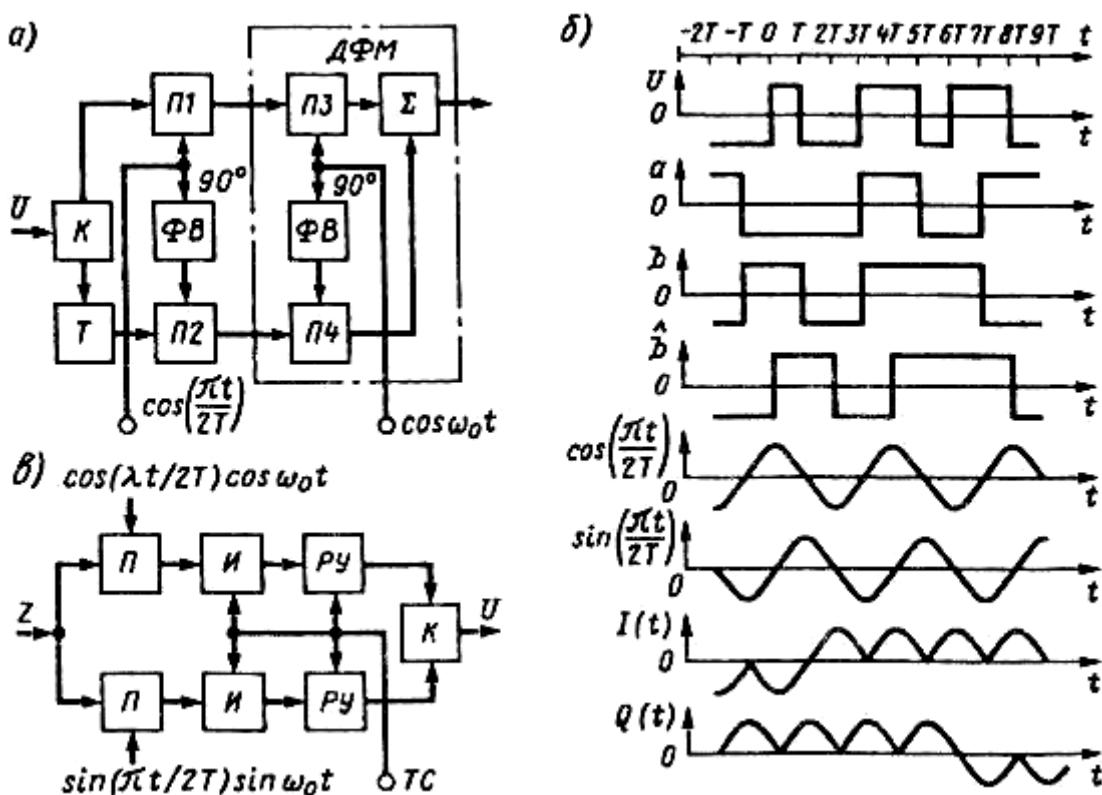


Рис 5.43

Входной цифровой поток $\vartheta(t)$ в коммутаторе K разделяется на две последовательности $a(t)$ и $b(t)$, как показано на рис. 5.43, б. Первая последовательность $a(t)$ поступает на один вход перемножителя $\Pi 1$ непосредственно, а вторая $b(t)$ – на вход $\Pi 2$ через блок T , где она смещается на время T , как показано на рис. 5.43, б [диаграмма $\vartheta'(t)$].

Функция скругления $\cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right)$ подается на второй вход **P2** непосредственно и на второй вход **P2** – через фазовращатель на 90° . Входные

информационные символы прямоугольной формы $a(t)$ и $b(t)$ в блоках **П1** и **П2** преобразуются в косинусоидальные и синусоидальные соответственно, как показано на рис. 5.43, *б*, которыми осуществляется двойная фазовая манипуляция в блоке ДФМ(см. рис. 5.43, *а*).

На рис. 5.43, *в* представлена структурная схема демодулятора сигналов МЧМ_Н, где **П** – перемножители сигналов; **И** – интеграторы; **РУ** – решающие устройства, в которых определяют полярности символов в каналах; **К** – коммутатор. Для работы этих устройств необходимы сигналы тактовой синхронизации **ТС**. В коммутаторе **К** происходит преобразование решений в квадратурных каналах в последовательности символов на выходе демодулятора.

Сигналы МЧМ_Н принимают с учетом формы элементарных модулирующих сигналов (5.21), которые играют роль весовых функций опорных колебаний $\cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right)\cos\omega_0 t$ и $\sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right)\sin\omega_0 t$. При интегрировании результатов обработки в каналах учитывается смещение сигналов в квадратурных каналах на интервал **T**. Сигналы (5.21) на интервале **2T** образуют ансамбль биортогональных сигналов. Поскольку имеет место фазовое разделение каналов, то помехоустойчивость их приема такая же, как и у сигналов однократной ФМ_Н, т. е. самая высокая.

Спектральная характеристика сигналов МЧМ_Н

$$G(F) = \frac{8E_6}{\pi^2} \times \frac{1 + \cos 4\pi FT}{(1 - 16F^2 T^2)^2},$$

где **F** – отклонение текущей частоты спектра от $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ [3]. Спектр убывает со скоростью, пропорциональной $(F/V)^6$, где **V** – скорость передачи информации. При ФМ_Н это убывание пропорционально $(F/V)^2$. Если же используется МЧМ_Н с предмодуляционной гауссовой фильтрацией информационных символов, то скорость спадания спектра пропорциональна $(F/V)^4$. Данная формула позволяет оценить ширину основной полосы частот **F₀** сигнала МЧМ_Н по уровню –3 дБ относительно максимума спектра: **F₀ = 0,64V**.

МЧМ_Н находит свое применение в цифровых сотовых системах связи и является перспективной для спутниковых систем, поскольку существенно повышает их эффективность.

5.17. Сигнально-кодовые конструкции

Абсолютная ФМ_Н на 180° является теоретически оптимальным методом передачи дискретных сообщений при двоичном коде. Можно увеличить помехоустойчивость передачи двоичных сигналов, используя сигнально-кодовые конструкции (СКК) на базе ФМ_Н. Это одна из наиболее перспективных областей теории и техники цифровой передачи, в которой возможен "прорыв" к качественно новым результатам; СКК объединяют операции кодирования и модуляции в единую процедуру, в которой иногда трудно отделить собственно кодирование от модуляции. Прием СКК осуществляется исключительно как прием всего сигнально-кодового блока. При этом операции демодуляции и декодирования не разделяются, а решение принимается не поэлементно, а для всего сигнально-кодового блока. В этом случае реализуется основной постулат системного подхода: оптимизация в целом дает выигрыш по сравнению с оптимизацией по частям.

Фазовые СКК в сочетании с приемом их в целом позволяют получить одновременно большую скорость передачи и малую вероятность ошибки приема при ограниченных частотных и энергетических ресурсах.

Теория формирования и приема в целом фазовых СКК – довольно сложная область современной теории связи, находящаяся на этапе становления. Поэтому для разъяснения ее сути остановимся на простом примере. Для этого потребуется сравнительная оценка помехоустойчивости многопозиционных ФМ_Н колебаний. Расположим на окружности радиуса R сигнальные точки, число которых $m = a^k = 2^k$ на равных расстояниях с угловым интервалом $\varphi = 2\pi/m$ рад. Радиус окружности $R = \sqrt{E}$, где E – энергия посылки сигнала. Если на посылке передается гармоническое колебание $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ длительности T , то

$$R = \sqrt{E} \sqrt{\int_0^T U_m^2 \sin^2(\omega t + \varphi) dt} = \frac{U_m \sqrt{T}}{\sqrt{2}}.$$

Это значение R совпадает с евклидовым расстоянием между центром окружности и любой ее точкой.

На рис. 5.44, *a* показан двухпозиционный (одноократный) ФМ_Н – сигнал с фазами 0 и π рад. и соответствующим кодом 0 и 1. Расстояние между сигнальными точками на окружности в данном случае

$d_2 = 2\sqrt{E}$. Это максимально возможное расстояние между точками круга радиуса $R = \sqrt{E}$, которое полностью определяет потенциальную помехоустойчивость данной двухпозиционной системы. Действительно, верность ошибки приема элементарного символа противоположных сигналов (сигналов с однократной ФМ_Н)

$$P_o = V\left(\frac{2E}{N_0}\right) = V\left(\frac{d^2}{2N_0}\right), \quad (5.24)$$

где $V(x)$ – дополнение интеграла вероятностей до единицы;
 N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности аддитивной гауссовой помехи с равномерным энергетическим спектром.

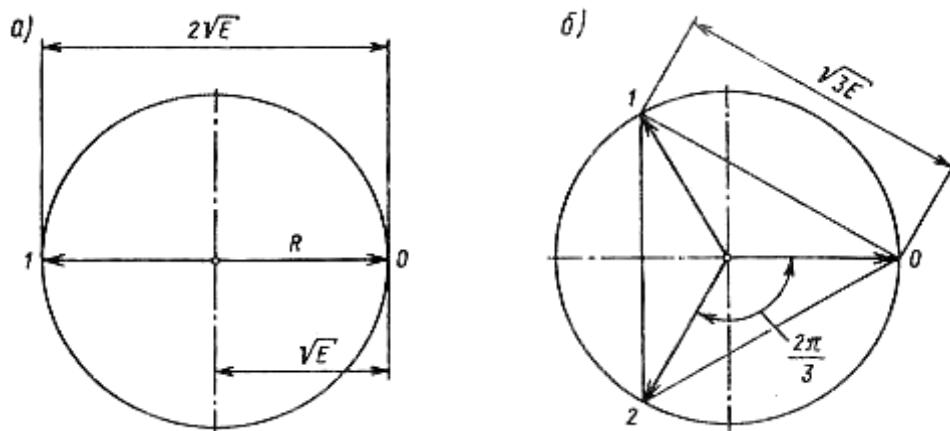


Рис. 5.44

В общем случае расстояние между двумя гармоническими сигналами S_1 и S_2 длительности T , отличающихся друг от друга только фазой φ , определяется выражением

$$\begin{aligned} d(S_1, S_2) &= \sqrt{\int_0^T [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt} = \sqrt{\int_0^T [U \sin(\omega t + \varphi) - U \sin \omega s]^2 dt} = \\ &= \sqrt{2E} \sqrt{1 - \cos \varphi} = 2\sqrt{E} \sin(0.5\varphi), \end{aligned}$$

указывающим на справедливость предыдущей формулы для сигналов с ФМ_Н любой кратности. Расстояние $d_2 = \sqrt{2E}$ является отсчетным

значением, с которым сопоставляется расстояние между вариантами сигнала в различных многопозиционных системах. Для трехпозиционного сигнала, представленного на рис. 5.43, б,

$$\varphi = 120^\circ \text{ и } d_3 = \sqrt{3E} \approx 1,73 \sqrt{E} < d_2.$$

Параметр d удобен и для качественного сопоставления различных систем сигналов.

Рассмотрим трехразрядную двоичную кодовую комбинацию. Всего имеется $2^3 = 8$ таких безизбыточных комбинаций. Они вписаны в столбцы 1 – 3 табл. 5.2. Эти комбинации можно представить с помощью однократной ΦM_H , сопоставляя каждому двоичному символу фазу 0 или π радиан, как показано в столбцах 4 – 6 табл. 5.2. При этом

Т а б л и ц а 5.2

Получение сигнально-кодовых конструкций

Десятичное число	Двоичный код (2, 3)			Однократная ΦM_H или $O\Phi M_H$			Троичный код (3, 2)			Сигнально-кодовая конструкция		
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0		0	1	2	0	$2\pi/3$	$4\pi/3$
2	0	1	0	0	π	0	0	2	1	0	$4\pi/3$	$2\pi/3$
3	0	1	1	0	π	π	1	0	2	$2\pi/3$	0	$4\pi/3$
4	1	0	0	π	0	0	1	1	1	$2\pi/3$	$2\pi/3$	$2\pi/3$
5	1	0	1	π	0	π	1	2	0	$2\pi/3$	$4\pi/3$	0
6	1	1	0	π	π	0	2	0	1	$4\pi/3$	0	$2\pi/3$
7	1	1	1	π	π	π	2	1	0	$4\pi/3$	$2\pi/3$	0
							2	2	2	$4\pi/3$	$4\pi/3$	$4\pi/3$

минимальное расстояние между соответствующими комбинациями на интервале трех посылок $(0, 3T)$ $d_{min} = d_2 = 2\sqrt{E}$, где E – энергия посылки сигнала длительности T (см. рис. 5.44, а). Те же трехразрядные двоичные комбинации можно закодировать с помощью двухразрядного троичного кода, содержащего символы 0, 1, 2. Всего двухразрядных троичных комбинаций $3^2 = 9$, т. е. одна комбинация оказывается лишней по сравнению с трехразрядными двоичными комбинациями. Ее можно использовать для контроля правильности поддержания

синхронизма. В столбцах 7, 8 табл. 5.2 приведена кодировка восьми исходных трехразрядных двоичных комбинаций двухразрядными троичными числами. Для составления искомой СКК добавим к каждой безизбыточной двухразрядной комбинации троичного кода еще один проверочный троичный символ (столбец 9), причем такой, чтобы сумма трех символов по модулю 3 была равна 0. Сформированный код (3, 2) приведен в столбцах 7 – 9 табл. 5.2. Сопоставим символы этого кода посылки ФМ_Н-сигнала с тремя разрешенными фазами 0 , $2\pi/3$ и $4\pi/3$ рад (см. рис. 5.44, б). В результате получим СКК, три посылки которой имеют фазы, указанные в столбцах 10 – 12 табл. 5.2.

Эта конструкция является шестимерной, поскольку содержит три двухмерных сигнала. Она имеет большую скорость передачи, чем однократная ФМ_Н: $\log_2 3^2 > \log_2 2^3$.

Расстояние между соседними векторами (гармоническими сигналами) $d_{3min} = \sqrt{6E} = 2,45\sqrt{E}$, что на 1,76 дБ больше d_{2min} .

Отметим, что указанный выигрыш в энергетическом расстоянии реализуется только в случае идеального когерентного приема в целом трех посылок сигнала. Для этого необходимо сформировать в приемнике восемь колебаний, совпадающих по фазам посылок с вариантами СКК (столбцы 10 – 12 табл. 5.2). Затем с помощью фазовых детекторов-корреляторов следует вычислить интегралы от произведений (свертки) принятого сигнала и указанных опорных колебаний. Решение о переданной трехразрядной комбинации принимается по максимальному из полученных значений. В данном случае можно просто реализовать прием сигналов с абсолютной ФМ_Н, используя кодовую комбинацию **222** (последняя строка табл. 5.2). Именно в начале сеанса связи передается синхросигнал, с помощью которого устанавливается однозначное соответствие между фазами опорных колебаний и передаваемых трехразрядных комбинаций. После этого при безошибочном приеме никакое сочетание разрешенных кодовых комбинаций не сформирует на своем стыке неиспользуемую комбинацию **222**. Следовательно, отсутствие на выходе приемного устройства комбинации **222** является признаком правильности поддержания синхронизма. Если же она появляется, то имеет место нарушение правильного соответствия между фазами опорных колебаний и передаваемых сигналов. По этому признаку можно осуществить повторное вхождение в фазовый синхронизм и восстановить правильную работу приемного устройства. Рассмотренная простейшая СКК позволяет сохранить ту же скорость передачи, как и в случае однократной ФМ_Н, и несколько уменьшить вероятность ошибки.

Ключевые слова

1. Амплитудная модуляция – изменение амплитуды радиочастоты по закону передаваемого сообщения.
2. Манипуляция – изменение параметров несущей частоты при передаче дискретных сообщений.
3. Модуляция – размеренное, закономерное изменение, перемена состояния.
4. Модуляция колебаний – изменение амплитуды, частоты, фазы или других характеристик электромагнитного колебания по заданному закону, медленное по сравнению с периодом этих колебаний.
5. Несущая частота – синусоидальное колебание радиочастоты.
6. Частотная, фазовая модуляция – изменение частоты, фазы в соответствии с законом изменения сообщения соответственно.

Контрольные вопросы

1. Каким является процесс модуляции – линейным или нелинейным?
2. Расставьте виды аналоговой модуляции по помехоустойчивости.
3. Поясните принципы манипуляции и ее отличие от модуляции.
4. Особенности относительно-фазовой манипуляции.

6. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА И ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА

6.1. Структурная схема радиопередатчика

Основными функциями передатчика являются: генерация колебаний радиочастоты и управление одним из параметров этих колебаний по закону передаваемого сообщения. Передатчик содержит два тракта – радио-тракт и управляющий тракт (рис. 6.1).

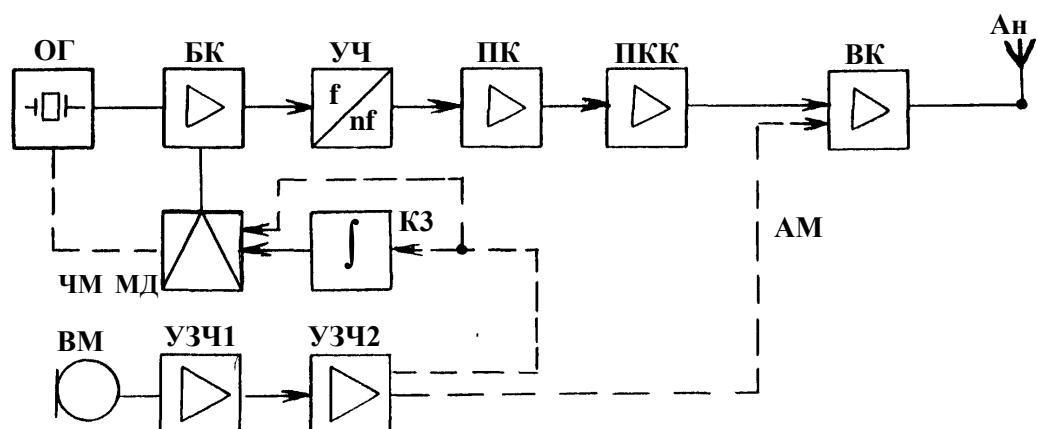


Рис.6.1

Радиотракт включает в себя следующие каскады:

- возбудитель или опорный генератор (**ОГ**), представляющий собой маломощный генератор с самовозбуждением, стабилизированный кварцем, создающий колебание f_r амплитудой U_r ;
- буферный каскад (**БК**), относящийся к классу генераторов с внешним возбуждением и имеющий высокое входное сопротивление для уменьшения влияния последующих каскадов радиотракта на стабильность частоты **ОГ**;
- умножитель частоты (**УЧ**), предназначенный для увеличения частоты ОГ в целое число раз n , $f_p = f_r \times n$, где f_p – рабочая частота передатчика с одновременным увеличением девиации частоты $\Delta f\delta_p = \Delta f\delta \cdot n$ при ЧМ;
- промежуточный каскад (**ПК**), являющийся генератором с внешним возбуждением и обеспечивающий усиление колебаний радиочастоты по напряжению;
- предоконечный каскад (**ПКК**), являющийся генератором с внешним возбуждением и обеспечивающий предварительное усиление колебаний радиочастоты по мощности;
- оконечный выходной каскад (**ВК**), являющийся генератором с внешним возбуждением и обеспечивающий заданную мощность колебаний радиочастоты в антenne (A_H) передатчика;
- передающую антенну, преобразующую модулированные колебания радиочастоты в радиоволны и излучающую их в пространство.

Структура управляющего тракта зависит от типа передатчика и вида источника сообщений. В служебных радиотелефонных и радиовещательных передатчиках этот тракт, называемый трактом звуковой частоты, включает в себя следующие основные элементы (рис. 6.1):

- микрофон **ВМ**, обеспечивающий преобразование акустических колебаний в электрический сигнал звуковой частоты;
- усилитель звуковой частоты (**УЗЧ1**), предназначенный для увеличения амплитуды напряжения звуковой частоты с выхода микрофона;

- усилитель звуковой частоты (**УЗЧ2**) по мощности;
- модулятор (**МД**), обеспечивающий процесс управления одним из параметров колебания радиочастоты, в соответствии с колебаниями звуковой частоты.

В передатчиках с ЧМ косвенным способом, которые входят в состав радиостанций служебной радиосвязи, процесс управления частотой осуществляется в буферном каскаде, причем в качестве модулятора чаще всего используется варикап. Корректирующее звено (**К3**), стоящее на входе модулятора **МД** обеспечивает преобразование ФМ в ЧМ. В использующихся иногда передатчиках с ЧМ прямым способом модулятор подключается непосредственно к частотнозадающему элементу **ОГ**.

Следует отметить, что радиотракт и тракт звуковой частоты передатчиков реальных радиосистем включает в себя ряд дополнительных элементов, выполняющих специальные функции, они будут рассмотрены при изучении конкретных типов аппаратуры радиосвязи в соответствующих предметах.

К основным электрическим параметрам передатчиков относятся:

- рабочая частота f_p – средняя частота спектра основного излучения, совпадающая с несущей частотой модулированного колебания. Передатчики, имеющие одну f_p , относятся к классу одноканальных передатчиков, несколько f_p – многоканальные. Для последних вводится параметр Δf_p – диапазон рабочих частот, в пределах которого можно перестраивать передатчик, меняя и оперативно переходя с одного канала на другой;
- относительная нестабильность рабочей частоты ($\Delta f/f_p$) – характеризует значение относительного отклонения Δf_p от номинального при воздействии внешних дестабилизирующих факторов и зависит от стабильности частоты ОГ;
- частотный резонанс между соседними каналами (Δf_{ck}) – это интервал между смежными рабочими частотами одного многоканального или двух одноканальных передатчиков. По современным нормам в служебных радиосистемах диапазонов СВЧ, УВЧ $\Delta f_{ck} = 25$ кГц;
- полоса частот основного излучения (Δf_{ck}) совпадает с шириной спектра модулированного колебания, которая при АМ $\Delta f_{cAM} = 2F_{max}$, а при ЧМ – $\Delta f_{cCM} = 2(F_{max} + \Delta f\partial)$, где $\Delta f\partial$ – девиация частоты;
- мощность основного излучения (P_A) – это мощность колебаний радиочастоты, создаваемая в антenne оконечным каскадом передатчика.

Кроме основного, любой передатчик имеет не основные излуче-

ния, делящиеся на два вида: внеполосные и побочные;

– мощность внеполосных излучений (P_B) – мощность составляющих спектра за счет излишней глубины модуляции примыкающих к полосе частот Δf_c ;

– мощность побочных излучений (P_n) – это мощность составляющих спектра с частотами, являющимися гармониками и субгармониками рабочей частоты, возникающие в каскадах умножения и усиления частоты из-за нелинейности характеристик транзисторов. Для исключения помех соседним радиолиниям должны выполняться условия $P_B \ll P_A, P_n \ll P_A$, а соотношения P_A/P_B и P_A/P_n должны быть не менее **60 – 70** дБ.

6.2. Возбудители частоты

Возбудитель входит в состав каждого передатчика и определяет частоту его колебаний. В радиопередатчиках, работающих на ограниченном числе фиксированных частотных каналов (до 10), возбудитель содержит один или несколько кварцевых автогенераторов.

При большем числе каналов в возбудителях используют синтезаторы частот. Возбудитель характеризуется следующими основными техническими показателями: диапазон рабочих частот; разносом частот между соседними каналами (шагом сетки); числом рабочих частот; нестабильностью частоты; уровнем побочных составляющих; временем перестройки с одного рабочего канала на другой; уровнем выходного напряжения; сопротивлением нагрузки; условиями эксплуатации.

Как указывалось ранее, автогенераторы – это нелинейные устройства, преобразующие энергию источника питания в энергию высокочастотных колебаний без внешнего воздействия.

Автогенераторы имеют много разновидностей и могут быть построены на транзисторах с использованием одно и двухконтурных схем, на электронных приборах, имеющих подающий участок вольтамперной характеристики, с использованием RC цепей – RC генераторы.

Однако всем им присущ недостаток – низкая стабильность частоты. Поэтому в качестве возбудителей используются кварцевые автогенераторы (рис. 6.2, *а* и *б*). На практике применяют и другие схемы кварцевых автогенераторов, например, с кварцем в контуре, двухкаскадные (схемы Батлера), мостовые.

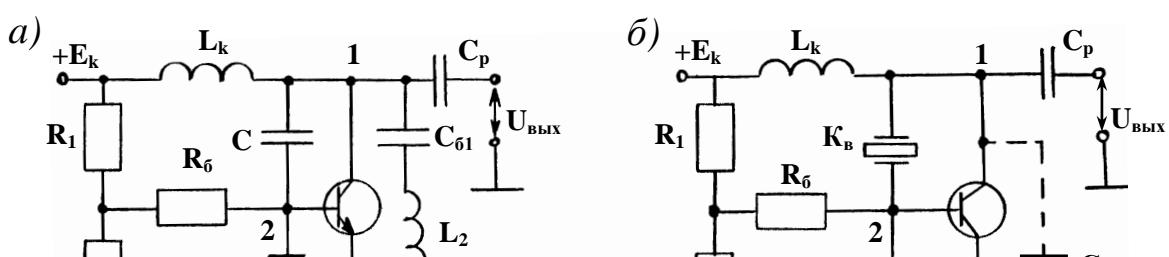


Рис. 6.2

Находят применение схемы на элементах сосредоточенными параметрами или на полосковых линиях (на частотах выше 150 – 200 МГц), гибридные или интегральные. В гибридных схемах основная часть автогенератора выполнена в виде микросхемы. Вносятся кварц, активные элементы (транзисторы, туннельные диоды и т.п.), элементы колебательной системы.

6.3. Синтезаторы частот

Если число рабочих каналов N больше 10, то возбудитель строится по схеме синтезатора с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты. Возбудители этого типа строят по интерполяционному принципу или по принципу генератора гармоник.

При интерполяционном принципе формирования выходных колебаний рабочая частота получается сложением или вычитанием вспомогательных частот (рис. 6.3, а).

На преобразователь поступают сигналы от кварцевого автогенератора $KГ$ с частотой f_1 и от диапазонного генератора $ДГ$ с частотой f_2 . Фильтр выделяет сигнал частотой $f_1 + f_2$ или $f_1 - f_2$.

При изменении частоты и настройки фильтра меняется частота выходного сигнала. Изменяя частоты f_1 и f_2 дискретно, увеличивают число фиксированных частот и получают произвольное число рабочих частот. При этом более рациональным оказывается использование принципа многократной интерполяции (рис. 6.3, б).

Кварцевые генераторы $KГ1, KГ2, \dots, KГn$ обеспечивают соответственно A_1, A_2, \dots, A_n фиксированных частот каждый.

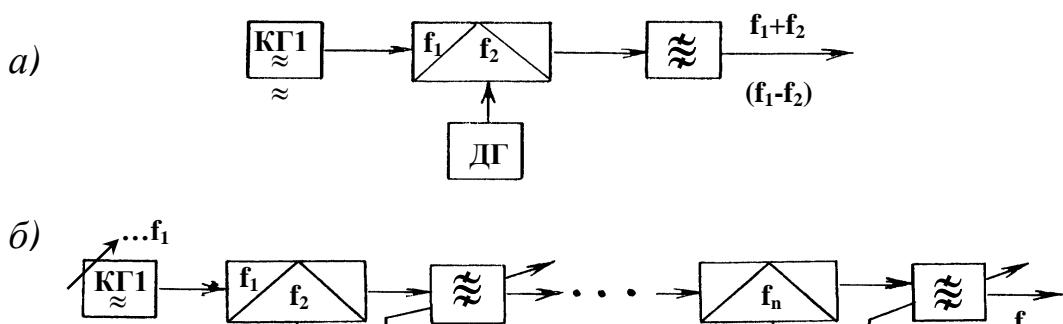


Рис.6.3

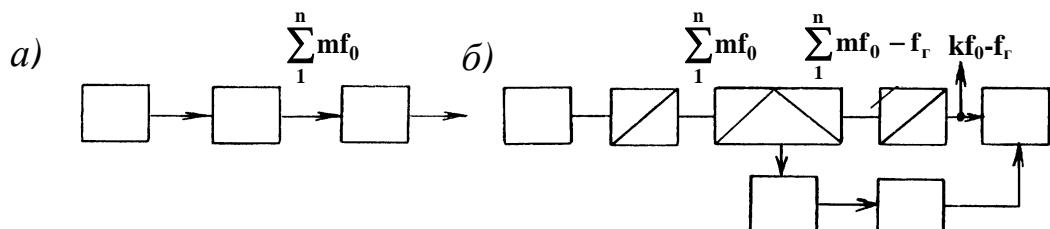
На выходе возбудителя общее число фиксированных частот $N = A_1 \cdot A_2 \cdot \dots \cdot A_n$. Диапазонно-кварцевую стабилизацию частоты используют при относительно небольшом числе рабочих частот ($10 < N < 200$). При большем числе частот используют синтезаторы частот, в которых рабочие частоты формируются в результате когерентного преобразования частоты одного опорного кварцевого генератора.

На практике синтезаторы строят на основе метода прямого или косвенного синтеза.

В синтезаторе частот, построенном на методе прямого синтеза, выходное колебание получают с помощью операции сложения, вычитания, умножения и деления опорной вспомогательной частоты. Наиболее просто строят синтезатор с использованием генератора гармоник. Из колебания опорного генератора OG генератор гармоник GG формирует короткие импульсы, спектр которых богат гармониками. Полосовой фильтр выделяет сигнал требуемой рабочей частоты mf_0 из спектра импульсов (рис. 6.4, *а*).

При большом числе рабочих частот используют схему с двойным преобразованием частот (рис. 6.4, *б*). Первый преобразователь понижает частоту всех гармоник, поступающих от GG на частоту f_1 вспомогательного генератора Γ . Полосовой фильтр настроен на частоту одной из гармоник $kf_0 - f_r$, поступающую на второй преобразователь, выделяющий сигнал kf_0 , изменение частоты достигается изменением частоты генератора Γ .

Синтезаторы частот, построенные на основе метода косвенного синтеза, содержат в своем составе управляемый по частоте автогенератор, охваченный петлей фазовой автоподстройки (ФАПЧ) (рис. 6.5, *а*).



$$\begin{array}{c} \text{ОГ} \quad f_0 \quad \Gamma \Gamma \\ \approx \end{array} \quad \approx \quad \begin{array}{c} \text{mf}_0 \quad \text{ОГ} \quad f_0 \quad \Gamma \Gamma \\ \approx \end{array} \quad \begin{array}{c} kf_0 \\ \approx \end{array}$$

$$\Gamma \\ \approx$$

Рис. 6.4

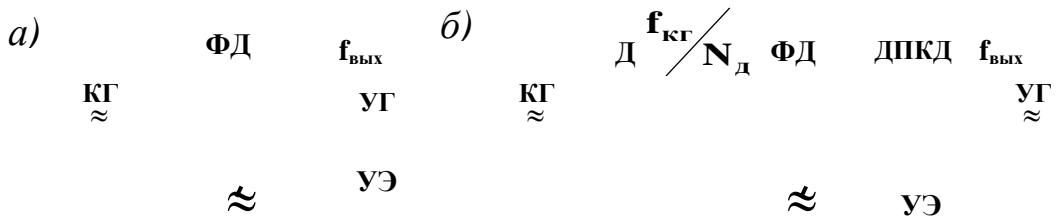


Рис. 6.5

Сигнал от кварцевого генератора **КГ** и управляемого генератора **УГ** поступает на фазовый детектор **ФД**. Выходное напряжение определяется разностью фаз напряжений на его входах и через фильтр низких частот не пропускает составляющие побочных частот с выхода **ФД**.

Схемы синтезаторов частот, построенных по методу косвенного синтеза, делят на две разновидности: с суммированием (вычитанием) частоты в тракте синтеза; с делением частоты в тракте синтеза (рис. 6.5, *б*).

Сигнал с кварцевого генератора **КГ** поступает на делитель **Д** с постоянным коэффициентом деления и с его выхода на фазовый детектор **ФД**, на который одновременно приходит сигнал с выхода делителя **ДПКД** с переменным коэффициентом деления. На вход делителя **ДПКД** подается сигнал от управляемого генератора **УГ**. Выходное напряжение **ФД**, проходя через **ФНЧ**, воздействует на **УЭ**, который изменяет частоту **УГ**. Меняя коэффициент деления **ДПКД**, изменяют частоту колебаний на выходе синтезатора. В качестве делителей **Д** и **ДПКД** используют счетчики импульсов. Такие синтезаторы используются в передающей аппаратуре "Транспорт" (приемопередатчики УПП-2 и УПП-3 метрового и дециметрового диапазонов соответственно).

В приемопередатчике УПП-2 кварцевый генератор работает на частоте 1 МГц, $N_D = 80$ (частота сравнения 12,5 кГц) $N_{дкпд} = 12138 - 12480$, генератор **УГ** работает в диапазоне 151,725 – 156,000 МГц.

Ключевые слова

1. Возбудитель частоты – автогенератор (автогенераторы) при

числе радиоканалов от 1 до 10 .

2. Гармоника – гармоническое колебание, частота которого в целое число раз больше основной частоты.

3. Генератор гармоник – устройство,рабатывающее электрические колебания, состоящие из гармоник, отличающихся друг от друга в целое число раз n ($n = 1, 2, 3, \dots$ и т.д.).

4. Гетеродин – маломощный генератор электрических колебаний высокой частоты для целей преобразования частоты в супергетеродинном приемнике.

5. Диапазон радиочастот – участки, на которые условно разделена вся область радиочастот со сходными свойствами.

6. Кварцевый генератор частоты – автогенератор, в состав которого входит кварцевый резонатор.

7. Преобразователи частоты – устройства для изменения частоты электрических колебаний: умножители, делители, супергетеродины.

8. Промежуточная частота – фиксированная частота колебаний, получаемых после преобразования частоты принимаемых супергетеродином сигналов.

9. Синтезатор – возбудитель частоты для автоматического получения радиоканалов при их числе свыше 10.

10. Субгармоника – гармоническое колебание, частота которого в целое число раз меньше основной частоты.

11. Супергетеродин – приемник, в котором принимаемые колебания той или иной частоты преобразуются в колебания некоторой промежуточной частоты, после чего осуществляется основное усиление сигналов.

Контрольные вопросы

1. Назначение радиопередатчика.
2. Состав радиотракта.
3. Структура управляющего тракта.
4. Перечислите основные параметры радиопередатчика.
5. Дать определение возбудителя частоты передатчика.
6. Укажите основные технические показатели возбудителей.
7. Приведите схемы кварцевых генераторов.
8. Приведите схемы интерполяционных синтезаторов частоты.
9. Приведите схемы синтезаторов, построенных на методе прямого синтеза.

7. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МОДУЛЯТОРОВ И ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДОВ

7.1. Амплитудные модуляторы аналоговых сигналов

В соответствии с изменяемым параметром колебаний радиочастоты различают амплитудные, фазовые и частотные модуляторы. В общем случае модулятор представляет собой генератор с внешним возбуждением, где с помощью специальных режимов работы схемы добиваются изменения амплитуды радиосигнала (амплитудный модулятор), фазы радиосигнала (фазовый модулятор) и частоты радиосигнала (частотный модулятор).

Рассмотрим принцип построения модулятора для передачи телефонных сообщений, радио и телевещания во всех диапазонах радиочастот.

Амплитудно-модулированное (АМ) колебание характеризуется коэффициентом модуляции и шириной спектра.

$$i_{AM} = I \cos \omega_0 t + \frac{M}{2} I \cos(\omega_0 + \Omega) t + \frac{M}{2} I \cos(\omega_0 - \Omega) t. \quad (7.1)$$

Из (7.1) следует, что АМ колебание состоит из несущей и двух боковых частот, отличающихся от несущей ω_0 на величину $\pm\Omega$. Если модулирующее колебание является сложным и занимает полосу частот от Ω_{min} до Ω_{max} , то спектр АМ содержит несущую ω_0 и две боковые полосы шириной $\omega_0 - (\Omega_{min} \div \Omega_{max})$ и $\omega_0 + (\Omega_{min} \div \Omega_{max})$ (см. рис. 5.4).

В транзисторных передатчиках различают амплитудные модуляторы с базовым смещением, базовым возбуждением, коллекторная простая, комбинированная и другие. Базовый модулятор со смещением приведен на рис. 5.6, а. Амплитудная модуляция радиосигнала достигается изменением напряжения смещения, подаваемого на базу транзистора VT :

$$E_\delta = E_{\delta mol} + U_\Omega \cos \Omega t, \quad (7.2)$$

где $E_{\delta mol}$ – напряжение смещения в режиме молчания

Транзистор $T1$ включен последовательно с источником напряжения смещения, поэтому при появлении в первичной обмотке модулирующего напряжения $U_\Omega \cos \Omega t$ будет меняться напряжение смещения и на базе транзистора E_δ , что и вызовет изменение амплитуды коллекторного тока.

тора. Передатчики с таким модулятором имеют низкий КПД. Такой способ применяют в телевидении.

Коллекторный модулятор имеет последовательное соединение источника коллекторного питания и источника модулирующего напряжения (рис. 7.1)

$$E_{KAM} = E_K + U_Q \cos \Omega t = E_K(1 + M \cos \Omega t), \quad (7.3)$$

где $M = U_Q / E_K$ – коэффициент модуляции.

Коллекторную модуляцию применяют в выходных каскадах передатчиков, КПД выше, чем при модуляции смещением, но сравнительно большой коэффициент нелинейных искажений.

При комбинированной модуляции модулирующий сигнал поступает на коллектор транзисторного выходного каскада передатчика и на предварительные каскады усилителя мощности. В выходном каскаде имеет место двойная амплитудная модуляция – коллекторная и базовая. При этом коэффициент нелинейных искажений мал и КПД достаточно высок. Примеры фазовых и частотных модуляторов приведены в пунктах 5.5 и 5.6. Особенности построения модуляторов при цифровой передаче можно найти в 5.10. Особое место занимают модуляторы при передаче дискретной информации (см. пункт 5.11). Особенности построения модуляторов при однополосной модуляции см. пункт 5.3. Более подробно они будут изучаться в специальных дисциплинах «Радиосвязь на железнодорожном транспорте и телевидение», «Радиорелейные линии связи» и др.

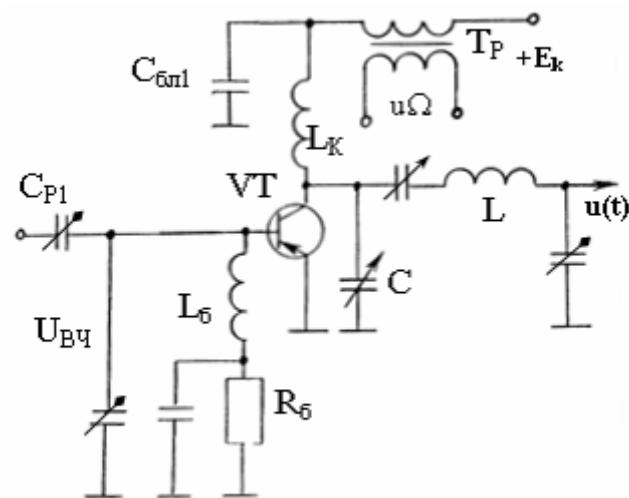


Рис. 7.1

7.2. Усилители мощности

В качестве усилителя мощности радиочастоты используют генераторы с внешним возбуждением (см. главу 4).

Выходной каскад (усилитель мощности) передатчика предназначен для создания в антenne заданного уровня мощности радиосигнала, трансформацию комплексного сопротивления антенн ($Z_A = R_A + jx_A$) в активное сопротивление, фильтрацию высших гармоник в нагрузке.

Для трансформации сопротивления антены используют простые и сложные схемы выхода (рис. 7.2).

Лучшее подавление побочных излучений обеспечивают сложные схемы выхода, в которых мощность радиосигнала от выходного каскада передается в антенну через один или несколько промежуточных контуров, включенныхных в коллекторную цепь транзистора (рис. 7.2, б).

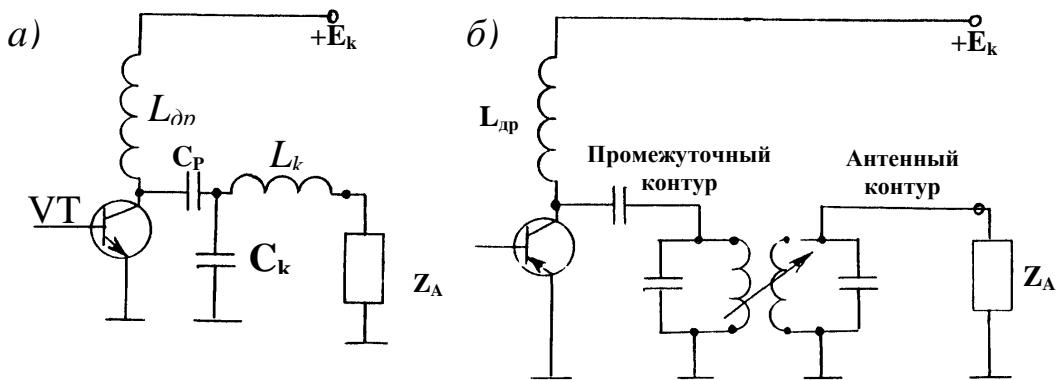


Рис. 7.2

7.3. Согласующие выходные устройства

Связь между каскадами осуществляют с помощью реактивных четырехполюсников, трансформирующих входное сопротивление последующего каскада в нагрузку. Это согласование необходимо для получения максимальной мощности в предыдущем каскаде. Для трансформации используют ВЧ трансформаторы на отрезках длинных линий (рис. 7.3, а) и четырехполюсники из реактивных элементов. Согласующая Г-образная цепь (рис. 7.3, б) трансформирует активное сопротивление R_2 в сопротивление R_1 на частоте f .

Значение элементов L и C определяют из соотношений:

$$C = \frac{1}{2\pi f R_1} \sqrt{\frac{\mathbf{R}_1}{\mathbf{R}_2} - 1}, \quad L = \frac{\mathbf{R}_2}{2\pi f} \sqrt{\frac{\mathbf{R}_1}{\mathbf{R}_2} - 1}, \quad R_1 > R_2. \quad (7.4)$$

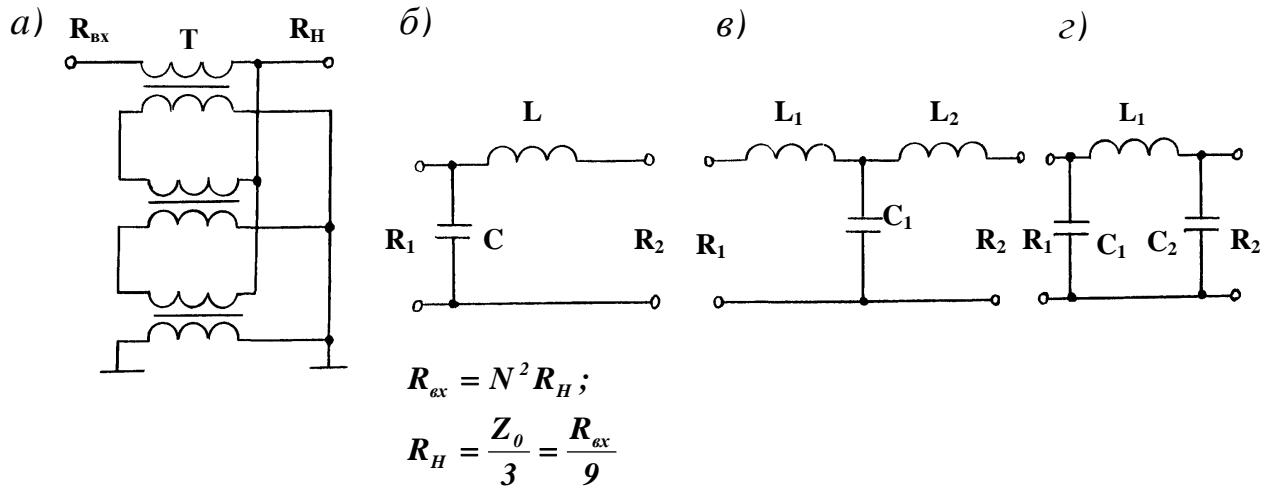


Рис. 7.3

Т- и П-образные цепи (рис. 7.3, *в* и *г*) образуются последовательным соединением двух Г-образных цепей. Соотношение сопротивлений должно быть произвольным ($R_1 \geq R_2$)

Значения элементов Т-образного звена:

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{\mathbf{R}_1}{2\pi f} \sqrt{\frac{\mathbf{R}_0}{\mathbf{R}_1} - 1}; \\ L_2 &= \frac{\mathbf{R}_2}{2\pi f} \sqrt{\frac{\mathbf{R}_0}{\mathbf{R}_2} - 1}; \\ C &= \frac{1}{\pi R_0} \left(\sqrt{\frac{\mathbf{R}_0}{\mathbf{R}_1} - 1} + \sqrt{\frac{\mathbf{R}_0}{\mathbf{R}_2} - 1} \right); \end{aligned} \quad (7.5)$$

$R_0 > R_1; R_0 < R_2; R_1 > R_2$. Полагая $R_0 = R_1 + R_2$, получим:

$$L_1 = L_2 = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{\mathbf{R}_1 \cdot \mathbf{R}_2}, \quad C = \frac{1}{2\pi f \sqrt{\mathbf{R}_1 \cdot \mathbf{R}_2}}. \quad (7.6)$$

Значение элементов П-образного звена определяется из соотноше-

ний:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_1} - \sqrt{\frac{R_1}{R_o} - 1}; C_2 = \frac{1}{2\pi f R_2} - \sqrt{\frac{R_2}{R_o} - 1}; \quad (7.7)$$

$$L_1 = \frac{R_o}{2\pi f R_1} \left(\sqrt{\frac{R_1}{R_o} - 1} + \sqrt{\frac{R_2}{R_o} - 1} \right), R_o < R_2. \quad (7.8)$$

Полагая, $R_o = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, имеем для П-образной схемы:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f \sqrt{R_1 \cdot R_2}}; L_1 = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{2\pi f}. \quad (7.9)$$

В ряде случаев при расчете по выражениям (7.4 – 7.9) могут потребоваться такие значения индуктивностей, что их реализация затруднена. Тогда усиливают неравенство при выборе сопротивления R_o или переходят к конструктивно реализуемым значениям индуктивности с компенсацией избыточной индуктивности дополнительным конденсатором.

Ключевые слова

1. Амплитудный модулятор – часть передатчика для получения амплитудной модуляции.
2. Базовый модулятор – амплитудный модулятор на транзисторе, на базу которого подводится постоянное смещение, несущая частота и модулирующее колебание.
3. Коллекторный модулятор – амплитудный модулятор на транзисторе, на базу которого подается несущая, а модулирующее колебание – на коллектор.
4. Коэффициент амплитудной модуляции – отношение максимальной величины приращения несущей амплитуды колебаний к амплитуде колебаний в режиме молчания.
5. Коэффициент (глубина) амплитудной модуляции – относительная величина изменения амплитуды высокочастотных колебаний.
6. Модулятор – составная часть передатчика, с помощью которого осуществляется управление параметрами гармонических электрических колебаний.
7. Модуляция колебаний – изменение амплитуды, частоты и фазы или других характеристик колебаний высокой частоты по закону пе-

редаваемых сообщений, медленное по сравнению с периодом этих колебаний.

8. Спектр – совокупность гармонических колебаний, сумма мгновенных значений которых, в любой момент времени равна мгновенному значению электрического сигнала.

9. Спектр амплитудно-модулированного колебания – состоит из несущей и двух боковых полос шириной: $\omega_0 - (\Omega_{min} \div \Omega_{max})$ и $\omega_0 + (\Omega_{min} \div \Omega_{max})$.

10. Усилитель мощности – широкополосный усилитель модулированных колебаний передатчика, обеспечивающий необходимую мощность измерения в антенне.

11. Ширина спектра амплитудной модуляции – равна удвоенной величине максимальной частоты спектра модулирующих колебаний.

Контрольные вопросы

1. Поясните устройство выходного каскада передатчика.
2. Укажите назначение усилителей мощности передатчика и согласующих устройств передатчика.
3. Поясните назначение высокочастотных трансформаторов в оконечном каскаде передатчика.
4. Напишите формулы для расчета значений элементов Т-образного согласующего звена.
5. Напишите формулы для расчета значений элементов П-образного согласующего звена.

8. АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА

8.1. Передача энергии тока радиочастоты

Как правило, выходной каскад передатчика и антenna расположены на значительных расстояниях и в этом случае возникает проблема передачи энергии тока радиочастоты от передатчика к антенне по фидеру. Фидер независимо от конструкции можно представить в виде двух параллельных проводов (рис. 8.1, *а*), длина которых *l* много больше расстояния между ними *d*. Фидер относится к классу длинных линий с распределенными параметрами: индуктивностью L_1 и активным сопротивлением R_1 проводов; емкостью C_1 и проводимостью G_1 между проводами (рис. 8.1, *б*). Комплексное напряжение и ток при $R_1 = 0, G_1 = 0$ можно описать уравнениями:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_x^{\&} = U_2^{\&} \cos \alpha x + j I_2^{\&} \sin \alpha x; \\ \mathbf{I}_x^{\&} = I_2^{\&} \cos \alpha x + j \frac{U_2^{\&}}{\rho} \sin \alpha x, \end{cases} \quad (8.1)$$

где $U_2^{\&} = U_{2m} e^{j\omega t}$, $I_2^{\&} = I_{2m} e^{j\omega t}$ – комплексные амплитуды напряжения и тока в конце линии соответственно.

$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ – волновое сопротивление линии;

$\alpha = \omega \sqrt{L_1 C_1}$ – фазовая постоянная.

Обозначив $\frac{f}{\sqrt{LC}} = \lambda$, имеем

$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda}$, здесь λ – длина волны;

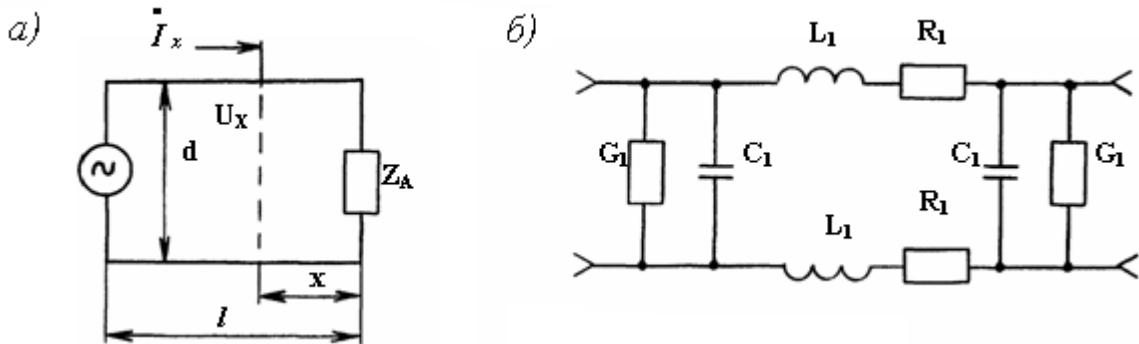


Рис. 8.1

В зависимости от соотношения между волновым сопротивлением ρ и нагрузкой Z_A линия может работать в режимах бегущих, стоящих или смешанных волн.

8.2. Режим бегущих волн в фидере

Режим бегущих волн устанавливается при согласованной линии с нагрузкой, когда ее активное сопротивление $R_A = \rho$. В этом случае отраженная волна не возникает, $I_2^{\&} \rho = U_2^{\&}$ и уравнения (8.1) примут вид:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_x^{\&} = U_{2m} e^{j(\omega t + \alpha x)}; \\ \mathbf{I}_x^{\&} = I_{2m} e^{j(\omega t + \alpha x)}. \end{cases}$$

Переходя к действительным значениям u_x и i_x , имеем:

$$\begin{cases} u_x = U_{2m} \sin(\omega t + \alpha x); \\ i_x = I_{2m} \sin(\omega t + \alpha x). \end{cases} \quad (8.2)$$

Отсюда следует, что напряжение и ток в каждом сечении линии синфазно изменяются во времени по синусоидальному закону. Фаза $u_x(i_x)$ при удалении от источника отстает от фазы $u_1(i_1)$ на угол $\alpha(l - x)$, что равносильно движению волны напряжения (тока) от источника к нагрузке со скоростью $V = 1/\sqrt{LC}$, откуда и название режима. За счет синфазности u_x и i_x линия представляет для источника активное сопротивление $R_{bx} = \rho = U_{m1}/I_{m1}$. В реальных линиях амплитуды u_x и i_x по мере приближения к нагрузке уменьшаются по закону:

$$\begin{cases} U_{mx} = U_{m1} e^{-\beta(l-x)}; \\ I_{mx} = I_{m1} e^{-\beta(l-x)}, \end{cases} \quad (8.3)$$

здесь $\beta = \frac{R_1}{2\rho} + \frac{G_1}{2}$ – коэффициент затухания, характеризующий потери энергии при распространении вдоль линии.

8.3. Режим стоячих волн в фидере

Режим стоячих волн устанавливается в линии при ее согласовании с нагрузкой, например, при коротком замыкании или размыкании на конце (обрыв антенны). В последнем случае $Z_A \rightarrow \infty, I_A = 0$ появляется отраженная волна, и для мгновенных значений u_x и i_x с учетом формулы (8.1):

$$\begin{aligned} u_x &= (U_{m2} \cos \alpha x) \sin \omega t; \\ i_x &= \left(\frac{U_{m2} \sin \alpha x}{\rho} \right) \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right). \end{aligned} \quad (8.4)$$

Следовательно, в данном режиме в каждом сечении линии u_x и i_x изменяются во времени по синусоидальному закону со сдвигом по фазе на $\pi/2$. Изменения амплитуды $u_x(i_x)$ вдоль линии обусловлены интерференцией падающей и отраженной волн, при которой в точках, где последние синфазны, возникает максимум (пучность) напряжения (тока), а в точках, где они находятся в противофазе, возникает минимум (узел) напряжения (тока). При этом фаза $u_x(i_x)$ во всех сечениях линии одинакова, т.е. напряжение (ток) достигает максимума или минимума в один и тот же момент времени. Это равносильно пространственной неподвижности волны, откуда и название режима. Разомкнутая линия без потерь за счет сдвига фаз между u_x и i_x имеет реактивный характер, где $x = l$

$$Z_{BX} = ix_{ex} = -i\rho ctg \alpha l. \quad (8.5)$$

8.4. Режим смешанных волн в фидере

Если активное сопротивление антенны R_A не совпадает с волновым сопротивлением линии ($R_A \neq \rho$), то в ней создается режим смешанных волн, для характеристики которого вводятся коэффициенты бегущей ($K_{\text{бв}}$) и стоячей ($K_{\text{св}}$) волн. При $R_A > \rho$ $K_{\text{бв}} = \frac{R_A}{\rho}$, $K_{\text{св}} = \frac{\rho}{R_A}$;

а при $R_A < \rho$ $K_{\text{бв}}$ и $K_{\text{св}}$ имеют обратную зависимость от R_A и ρ .

Эффективность передачи энергии по фидеру характеризуется КПД, который равен отношению мощности на выходе (в антенне) $P_2 = 0,5U_{m2}I_{m2}$ к мощности на входе $P_1 = 0,5U_{m1}I_{m2}$. В линии с согласованной нагрузкой ($R_A = \rho$) с учетом потерь ($R_1 \neq 0, G_1 = 0$), согласно (8.3):

$$\eta_{\Phi} = \frac{P_2}{P_1} = e^{-\beta l}. \quad (8.6)$$

Если линия не согласована с нагрузкой ($R_A \neq \rho$), то за счет интерференции отраженной и падающих волн P_2 и η_{Φ} дополнительно уменьшается, в результате

$$\eta_{\Phi} = \frac{4K_{ce}e^{-\beta l}}{(K_{ce} + 1)^2 - (1 - K_{ce})^2 e^{-4\beta l}}. \quad (8.7)$$

Для увеличения КПД фидера η_{Φ} уменьшают K_{ce} , используя для этого согласующие устройства, которые компенсируют отраженные волны в линии и обеспечивают в ней режим бегущих волн. К таким устройствам относятся четвертьволновые трансформаторы короткозамкнутые шлейфы.

Конструктивно фидеры выполняются в виде двухпроводных и коаксиальных линий. Двухпроводные линии применяются в передатчиках низких, средних и высоких частот и имеют волновое сопротивление

$$\rho = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\xi}} \ln \frac{d}{r}}{\pi}, \quad (8.8)$$

где E , μ – диэлектрическая и магнитная проницаемость изолятора.

На более высоких частотах для исключения потерь на излучение (антенный эффект) применяют коаксиальные линии с волновым сопротивлением

$$\rho = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\xi}} \ln \frac{D}{a}}{2\pi}. \quad (8.9)$$

В диапазоне сверхвысоких частот энергия от передатчика к антенне передается по специальным волноводам.

Ключевые слова

1. Антенна – устройство, предназначенное для излучения радиоволн (передающая) и для приема радиоволн (приемная).
2. Антенный фидер – двухпроводная (иногда более сложная) линия или высокочастотный кабель, служащий для присоединения к антенне передатчика или приемника, предназначен для передачи высокочастотных колебаний по возможности без потерь энергии на излучение и его нагревание.
3. Бегущие электромагнитные волны – волны, переносящие энергию вдоль направления распространения от источника к потребителю

(нагрузке).

4. Волновое сопротивление линии передачи – отношение напряжения к току в любой точке линии, по которой распространяются волны.

5. Длинная линия – электрическая линия, длина которой обычно значительно больше длины волны распространяющегося вдоль нее электромагнитного колебания.

6. Интерференция волн – сложение в пространстве двух (или нескольких) волн, при котором в разных его точках получается усиление или ослабление амплитуды результирующей волны.

7. Коэффициент бегущей волны – характеризует степень приближения к режиму бегущей волны. Равен единице при режиме бегущей волны и нулю – при режиме стоячих волн.

8. Коэффициент полезного действия фидера – отношение величины мощности, проводимой через фидер к антенне, к величине мощности подводимой к фидеру.

9. Линия с распределенными параметрами – электрическая цепь с распределенными параметрами (продольными – индуктивностью и сопротивлением, поперечными – емкостью и проводимостью) на единицу длины.

10. Противофазные волны – волны со сдвигом начальных фаз на 180^0 .

11. Пучности стоячей волны – точки линии с распределенными параметрами, амплитуда стоячей волны в которых равна максимуму.

12. Режим бегущей волны – режим, при котором нагрузка полностью без отражений поглощает направляемую ей энергию (согласованная нагрузка).

13. Режим стоячей волны – режимы, при котором нагрузка полностью отражает направляемую ей энергию.

14. Синфазные волны – волны с совпадающими начальными фазами.

15. Стоячие электромагнитные волны – колебания, возникающие в линиях с распределенными параметрами в результате интерференции двух бегущих волн, амплитуды которых одинаковы, а направления распространения которых – противоположны.

16. Узел стоячей волны – точки линии с распределенными параметрами, в которых амплитуда стоячей волны равна нулю.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение антенному фидеру.
2. Чем обусловлены волновые процессы в антенных фидерах?
3. Напишите уравнения для электрически длинных линий.
4. Поясните физический смысл волнового сопротивления линии и постоянной передачи.
5. Поясните физический смысл коэффициента затухания и фазовой постоянной.
6. В каких случаях в фидерах возникают режимы бегущих волн, стоячих волн, смешанных волн.
7. От чего зависит КПД фидера?
8. Нарисуйте эквивалентную схему антенного фидера и поясните, чем обусловлены элементы R , L , C и G ?

9. ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

9.1. Объяснение процесса излучения электромагнитной энергии методом наведенных ЭДС

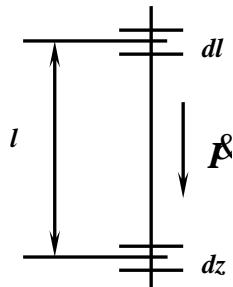
В 1889 году Г. Герц открыл экспериментально излучение электромагнитной энергии, которое еще в 1864 году теоретически предсказал Максвелл.

Объяснение процесса излучения можно произвести двумя способами: методом наведенных ЭДС и методом открытого колебательного контура.

1. Метод наведенных электродвижущих сил.

Этот метод разработан И.Г. Кляцкиным и А.А. Пистолькорсом. Вокруг каждого проводника с током (рис. 9.1) образуется магнитное поле.

Пусть ток в проводе изменяется по гармоническому закону:



$$i = I \sin \omega t, \quad (9.1)$$

где I – амплитуда колебания;

ω – круговая частота, $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$;

t – текущее время;

$f = \frac{1}{T}$ – частота колебаний;

T – период колебаний.

Рис. 9.1

При изменении тока i в элементе dl (рис. 9.1) по закону (9.1) вокруг него создается магнитный поток:

$$\phi = \Phi \sin \omega t, \quad (9.2)$$

а в элементе dz , находящемся на расстоянии l от элемента dl , будет изменяться по закону:

$$\phi = \Phi \sin(\omega t - \varphi), \quad (9.3)$$

т.е. магнитный поток вокруг элемента dz будет отставать по фазе на угол φ от тока в элементе dl . Это отставание по фазе объясняется тем, что для распространения магнитного потока от элемента dl до элемента dz необходимо время t_1 , так как распространение электромагнитного возмущения происходит с конечной скоростью близкой к скорости света $C \approx 30000$ км/ч.

Время запаздывания t_1 можно определить по формуле:

$$t_1 = \frac{l}{C}. \quad (9.4)$$

Тогда угол сдвига φ можно определить:

$$\varphi = \omega t_1 = \omega \frac{l}{C} = \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{l}{C}. \quad (9.5)$$

Так как произведение периода T на скорость распространения C равно длине волны по определению ($T \cdot C = \lambda$), то можно записать:

$$\varphi = 2\pi \frac{l}{\lambda}. \quad (9.6)$$

Для низких частот отношение l/λ будет весьма мало. Так, например, при $f = 50$ Гц, $\lambda = 6000$ км. Длины практически существующих линий электропередач будут несопоставимо малы по сравнению с длиной волны. Поэтому на низкой частоте угол сдвига фаз между током и магнитным потоком практически равен нулю.

При радиочастотах длина провода (антенны) l может быть вполне соизмерима с длиной волны λ и угол φ имеет практическое значение.

Электродвижущая сила самоиндукции, наведенная в проводе

окружающим его магнитным потоком, отстает от потока на угол $\pi/2$. Таким образом, ток, магнитный поток и наведенная в проводе ЭДС могут быть изображены в виде векторных диаграмм для низкой частоты (рис. 9.2, *а*) и для высокой (рис. 9.2, *б*).

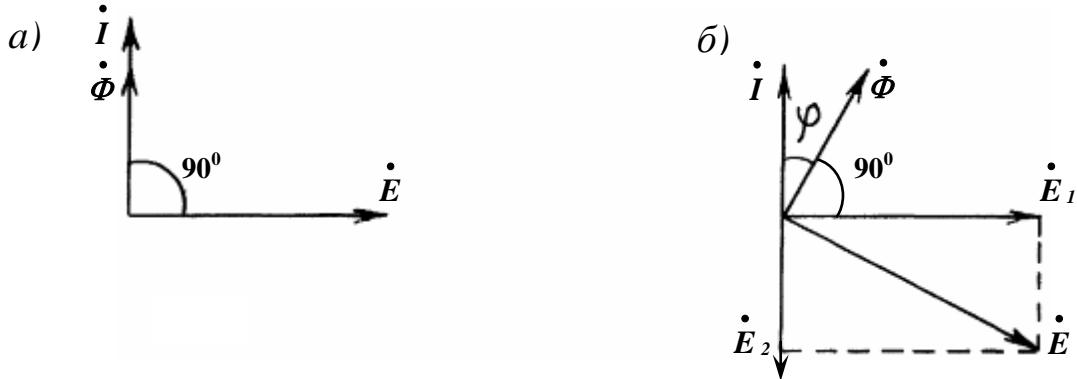


Рис. 9.2

Как видно из диаграмм, при низкой частоте наведенная в проводе ЭДС представляет собой обычную противоэлектродвижущую силу, возникающую при наличии в цепи индуктивности, так как напряжение сдвинуто относительно тока на 90° . В случае высокой частоты наведенная ЭДС может быть представлена в виде двух составляющих: реактивной E_1 и активной E_2 .

Реактивная составляющая E_1 обусловлена индуктивной реакцией провода. Активная составляющая сдвинута относительно тока на 180° и поэтому на преодоление этой противоэлектродвижущей силы должна быть затрачена активная мощность, равная:

$$P = \frac{1}{2} E_2 I. \quad (9.7)$$

Таким образом, под влиянием электромагнитного поля в проводе выделяется активная энергия, которая поглощается средой, окружающей провод. Эта энергия является энергией излучения антенны.

Пользуясь методом наведенных ЭДС, получаем, что каждый элемент антенны излучает мощность

$$dP_\Sigma = -\frac{1}{2} E_2 I dz, \quad (9.8)$$

где I и E_2 – амплитуды тока и активной составляющей напряженности поля в элементе dz соответственно.

Мощность, излучаемая всей антенной, будет равна

$$P_{\Sigma} = \int_0^{l_0} -\frac{1}{2} E_2 I dz, \quad (9.9)$$

где l_0 – длина антенны.

Практическое использование формулы (9.9) требует сложных математических вычислений.

Подсчитано, что для заземленного провода длиной $\lambda/4$

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{2} I_H^2 36,6 \text{ Вт}, \quad (9.10)$$

а для заземленного провода длиной $\lambda/2$

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{2} I_H^2 73,2 \text{ Вт}, \quad (9.11)$$

где I_H – амплитуда тока в середине провода.

Так как мощность всегда может быть представлена как произведение половины квадрата амплитуды тока на сопротивление, то коэффициенты **36,6** и **73,2**, очевидно, определяют величину некоторого сопротивления. Это сопротивление называется сопротивлением излучения передающей антенны. Сопротивление излучения является полезным сопротивлением, определяющим способность антенны излучать электромагнитную энергию в открытое пространство.

9.2. Объяснение процесса излучения электромагнитной энергии методом открытого колебательного контура

Допустим, что антенна состоит из двух проводов, связанных с контуром передатчика (рис. 9.4) и что индуцированная в антенне синусоидальная электродвижущая сила E начинает возрастать от нуля (рис. 9.3). Тогда верхний провод начнет заряжаться положительно, нижний – отрицательно, заряды начнут распространяться по проводам, и электрическое поле в момент времени $t_1 < T/4$ будет иметь вид, схематически показанный на рис. 9.4, *а*.

Через четверть периода $t_2 = T/4$ количество зарядов в антенне достигнет максимума (рис. 9.4, *б*).



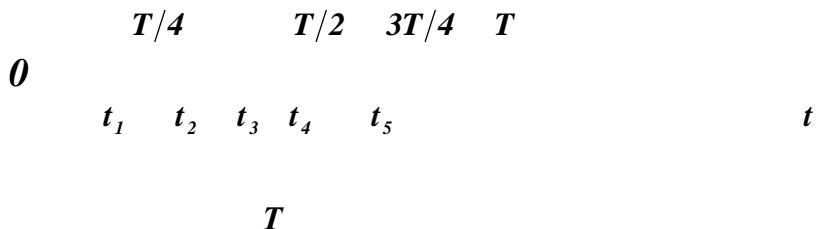
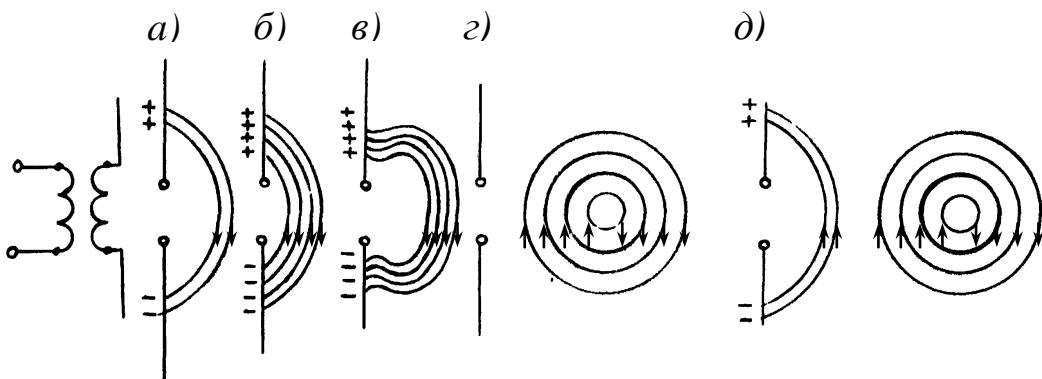


Рис. 9.3

Экспериментальные и теоретические исследования различных электрических и магнитных полей показывают, что интенсивность поля убывает с увеличением расстояния, но никаких границ поле не имеет в случае однородной среды. Следовательно, можно сделать заключение, что $d_3 > d_2$, то есть центр каждой силовой линии продолжает удаляться от антенны, несмотря на то, что концы ее стягиваются. Через полпериода заряды должны все стечь и, таким образом, концы силовых линий должны соединиться и оторваться от антенны (рис. 9.4, z). С начала второго полупериода $t_5 > T/2$ антенна снова начнет заряжаться, но в противоположном направлении. Силовые линии этого нового поля будут отталкиваться и распространяться вдаль.



$$d_2 = \lambda/4 \quad d_4 > \lambda/2 \quad d_1 < \lambda/4 \quad \lambda/2 < d_3 > \lambda/4 \quad \lambda > d_5 > \lambda/2$$

Рис. 9.4

Таким образом, процесс излучения электромагнитной энергии может быть объяснен отрывом силовых линий от антенны.

9.3. Расчет мощности излучения

Для определения мощности излучения предположим, что амплитуда тока во всех точках антенны имеет одно и то же значение и что антенна находится в центре некоторой замкнутой сферической поверхности весьма большого радиуса r по сравнению с длиной антенны l_0 . Чтобы вычислить мощность, излучаемую антенной, достаточно определить величину тока энергии, проходящего в одну секунду через эту сферическую поверхность. Напряженность магнитного поля \mathbf{H} в произвольной точке A на сферической поверхности будет равна (рис. 9.5):

$$\mathbf{H} = \frac{I}{2} \frac{l_0}{r\lambda} \sin \Theta, \quad (9.12)$$

где Θ – угол между направлением \mathbf{r} и осью провода l_0 ;
 I – амплитуда тока в антенне.

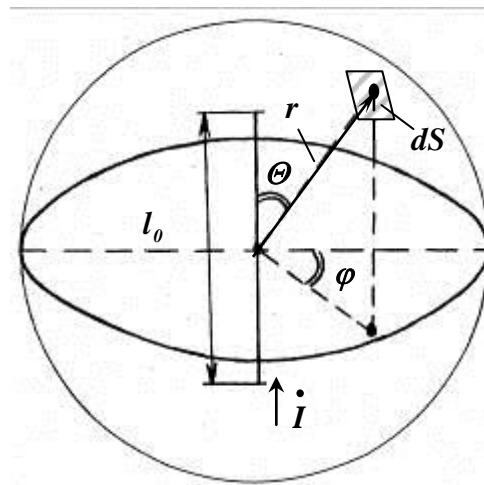


Рис. 9.5

Поток энергии через единицу поверхности (1 м^2), вектор Умова–Пойтинга, как известно, равен:

$$\mathbf{P}^E = \frac{I}{2} \mathbf{E}^E \mathbf{H}^E. \quad (9.13)$$

Так как объемная плотность энергии в электрическом и магнитном

полях равна:

$$\frac{1}{2} \varepsilon \mathbf{E}^2 = \frac{1}{2} \mu \mathbf{H}^2, \quad (9.14)$$

то

$$\mathbf{H} = \frac{1}{2} \mathbf{E} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}.$$

Подставив значение $\varepsilon = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9}$ и $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$, получаем

$$\mathbf{H} = \frac{1}{2} 120\pi \mathbf{E}$$

или, учитывая уравнение (9.12),

$$P = \frac{1}{2} 30\pi \frac{I^2}{r^2} \frac{l_o^2}{\lambda^2} \sin^2 \Theta.$$

Поток энергии через всю замкнутую сферическую поверхность S , окружающую антенну, может быть найден как определенный интеграл

$$P_{\Sigma} = \int_S P dS,$$

где $dS = r^2 \sin \Theta d\Theta d\varphi$ – элемент сферической поверхности в полярных координатах.

Подставляя значения P и dS в интегральную функцию, получаем:

$$P_{\Sigma} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{2} 30\pi \theta^2 \left(\frac{l_o}{\lambda} \right)^2 \sin^3 \Theta d\Theta d\varphi.$$

Выносим постоянные величины за знак интеграла:

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{2} 30\pi I^2 \left(\frac{l_o}{\lambda} \right)^2 \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\pi} \sin^3 \Theta d\Theta.$$

Решение первого интеграла приводит к выражению:

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{2} 60\pi^2 I^2 \left(\frac{l_o}{\lambda} \right)^2 \int_0^{\pi} \sin^3 \Theta d\Theta.$$

Учитывая, что $\int_0^\pi \sin^3 \Theta d\Theta = \frac{4}{3}$, находим окончательно:

$$P_\Sigma = \frac{1}{2} I^2 80\pi^2 \left(\frac{l_0}{\lambda} \right)^2. \quad (9.15)$$

Мощность излучения P_Σ по аналогии с другими видами мощности может быть представлена как половина произведения квадрата амплитуды тока на некоторое сопротивление. Таким образом, величину $80\pi^2(l_0/\lambda)^2$ можно обозначить как сопротивление излучения R_Σ , тогда:

$$R_\Sigma = 80\pi^2(l_0/\lambda)^2. \quad (9.16)$$

Для практического применения уравнений необходимо ввести две поправки, учитывая расположение антенны вблизи земли и принять во внимание действительное неравномерное распределение амплитуды тока вдоль антенны.

Ключевые слова

1. Вектор Пойтинга – мощность, отнесенная к единице поверхности и совпадающая с направлением движения острия правого винта, Вт/м².
2. Вектор Умова-Пойтинга – вектор плотности потока энергии электромагнитного поля.
3. Диэлектрическая проницаемость – безразмерная величина, характеризующая свойства диэлектриков.
4. Излучение электромагнитное – образование электромагнитных волн ускоренно движущимися заряженными частицами или переменными токами.
5. Линии напряженности магнитного поля – кривые, касательные к которым в каждой точке совпадают с направлением вектора напряженности магнитного поля.
6. Магнитное поле – силовое поле, посредством которого осуществляется магнитное взаимодействие.
7. Мощность излучения антенны – отношение количества энергии, испущенного антенной, к промежутку времени, в течение которого длилось испускание или поток вектора Пойтинга, входящий в поверхность.

8. Напряженность магнитного поля – вспомогательная характеристика магнитного поля – вектор, характеризующий величину и направление магнитного поля в данной точке пространства.

9. Напряженность электрического поля – вектор, характеризующий величину и направление электрического поля в данной точке пространства.

10. Сопротивление излучения – активное сопротивление R_{Σ} , характеризующее излучающую способность антенны.

11. Электрические силовые линии – линии, проведенные в электрическом поле так, что в каждой точке пространства направление касательной к линии совпадает с направлением напряженности поля. Через каждую точку поля проходит одна силовая линия.

12. Электрическое поле – физическое поле, созданное электрическими зарядами или переменным магнитным полем.

Контрольные вопросы

1. Объясните процесс излучения электромагнитной энергии с помощью метода наведенных ЭДС.

2. Объясните процесс излучения электромагнитной энергии методом открытого колебательного контура.

3. Что такое длина волны λ ?

4. За счет чего в элементе dz наводится ЭДС самоиндукции?

5. Дайте определение вектора Пойтинга.

6. Сделайте вывод формулы расчета мощности излучения.

7. Поясните физический смысл понятия – сопротивление излучения.

8. Имеет ли границы электромагнитное поле в однородной среде?

9. Что такое мощность излучения антенны?

10. ПЕРЕДАЮЩИЕ АНТЕННЫ И ИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА

10.1. Действующая длина антенны

Для определения характеристик передающих антенн рассмотрим симметричный вибратор длиной $l_1 = \lambda/2$, который является модифицированной длинной линией, разомкнутой на конце.

Ток (напряжение) вдоль антенны распределен неравномерно, достигает в соответствии с формулой (8.4) максимального значения I_0

(при этом $U_\theta = 0$) в центре и нулевого значения (максимума U_k) на конце (рис. 10.1, *a*).

Заменим реальную antennу эквивалентной с равномерным распределением тока (рис. 10.1, *б*).

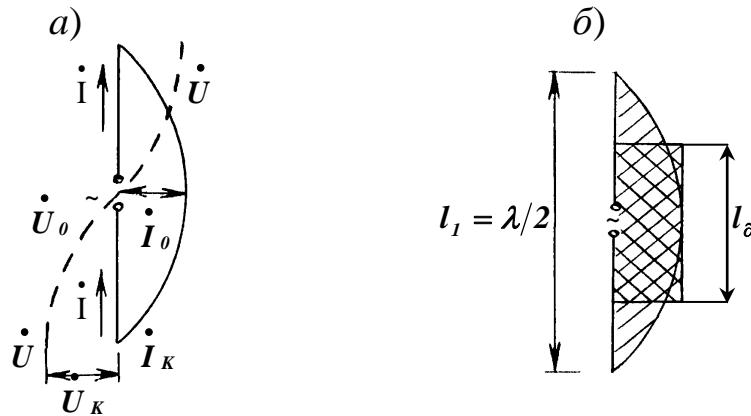


Рис. 10.1

Площадь, ограниченная кривой распределения тока и осью антенны S_2 , должна быть равна аналогичной площади у реальной антенны S_1 .

Длина l_d эквивалентной антенны с равномерным распределением тока, создающей такую же напряженность поля, что и реальная, называется действующей длиной антенны:

$$l_d = \frac{2 \operatorname{tg} \left(\frac{\alpha l_1}{4} \right)}{l_1} \quad \text{или при } l_1 = \frac{\lambda}{2} \quad l_d = \frac{2}{\pi}. \quad (10.1)$$

Введение параметра l_d позволяет определить характеристики реальных антенн при $l_1 \leq \frac{\lambda}{2}$ с использованием соотношений, справедливых для так называемых элементарных вибраторов (диплей) с длиной $l_1 \ll \lambda$, которые являются математической абстракцией.

10.2. Мощность излучения антенны

Поместим вертикальный симметричный вибратор с $l_1 = \lambda/2$ в центр сферы свободного пространства радиуса r (рис. 10.2). Поток мощности излучения вибратора через единицу поверхности сферы, соответствующей азимутальному углу φ и зенитному углу Θ (модуль вектора Умова-Пойтинга),

$$S_o = \frac{E_m^2}{240\pi}, \quad (10.2)$$

где $E_m = \frac{60\pi l\partial \sin \Theta}{\lambda r}$ – напряженность электрического поля в рассматриваемой точке.

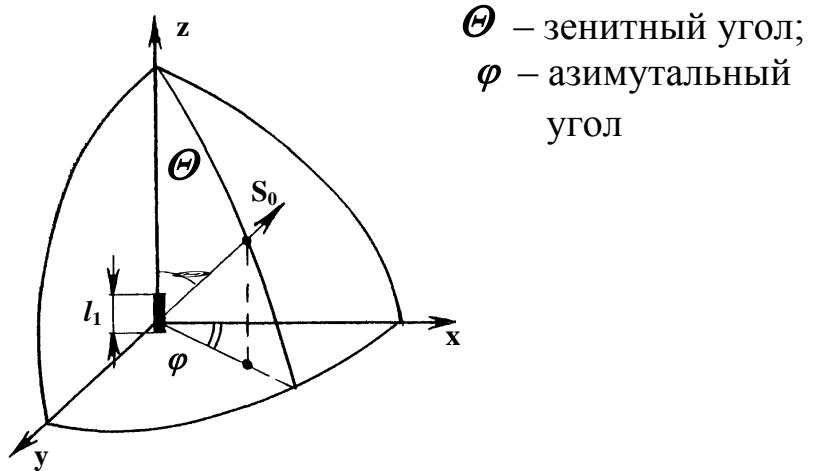


Рис. 10.2

Интегрирование по всей поверхности сферы позволяет определить один из главных параметров антенны – мощность излучения (см. главу 9).

$$P_\Sigma = \frac{1}{2} I_o^2 80\pi^2 \left(\frac{l\partial}{\lambda} \right)^2 = \frac{1}{2} I_o^2 R_\Sigma. \quad (10.3)$$

Сопротивление излучения R_Σ , являясь активным не вызывает преобразование электромагнитной энергии в тепловую, а характеризует способность антенны к излучению этой энергии в пространство при заданном токе, возбуждаемом передатчиком. Зависимость R_Σ от отношения $(l\partial/\lambda)$ подчеркивает обстоятельство, что необходимо соизмерять длину антенны с длиной волны колебаний. Для полуволнового симметричного вибратора $l = \lambda/\pi$ $R_\Sigma = 80$ Ом. Не вся мощность, подведенная к антенне, обращается в P_Σ , часть ее P_n теряется в виде тепла на сопротивление проводов, из-за утечки тока по поверхности изоляторов, на вихревые токи в элементах конструкции и земле. В связи с этим вводится параметр – КПД антенны η_A :

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_A} = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_n} = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_n}, \quad (10.4)$$

где R_n – суммарное сопротивление потерь.

Ранее при распределении фидерных линий вводилось понятие входного сопротивления антенны. Теперь его можно выразить как сумму трех сопротивлений:

$$Z_A = R_\Sigma + R_n + jx_1. \quad (10.5)$$

Ток антенны I_θ , а значит и P_Σ достигает максимума при $x_A = 0$, то есть при настройке антенны в резонанс с частотой передатчика.

Для этого подбирают $l\theta$ так, чтобы $\alpha l\theta = \frac{\pi}{2}$, $\operatorname{ctg} \frac{\pi}{2} = 0$, или включают последовательно с антенной реактивное компенсирующее сопротивление x_y , обеспечивающее выполнение условия $x_y - \rho \operatorname{ctg} \alpha \beta = 0$.

10.3. Диаграмма направленности антенны

Из (10.2) следует, что напряженность поля E_m и плотность потока мощности излучения S_θ вибратора в разных направлениях имеет разное значение. Зависимость $E_m(S_\theta)$ от координатных углов Θ и φ соответствующих рассматриваемому направлению называется диаграммой направленности (ДН) антенны и обозначается $F(\Theta, \varphi) = E_m(\Theta, \varphi)/E_{max}$, где E_{max} – напряженность поля в направлении максимального излучения. Диаграмма направленности измеряется обычно в двух плоскостях: вертикальной $F(\Theta)$ и горизонтальной $F(\varphi)$ при φ и Θ_{const} соответственно и строят их в полярной или прямоугольной системе координат. Для симметричного вертикального вибратора с $l_1 = \lambda/2$ с учетом формулы (10.2) имеем $F(\Theta) \approx \sin \Theta$, $F(\varphi) = 1$, то есть рассматриваемая антенна является направленной в вертикальной плоскости с двухлепестковой ДН (рис. 10.3, а) и ненаправленной в горизонтальной плоскости с круговой ДН (рис. 10.3, б). Количественную оценку направленных свойств антенны дают два параметра: ширина ДН и коэффициент направленного действия (КНД). Шириной ДН называется диапазон углов $2\Delta\Theta$, в пределах которого

напряженность поля уменьшается не более, чем в $\sqrt{2}$ раз от E_{max} , КНД – это отношение D плотности потока мощности, создаваемой данной антенной в направлении максимального излучения – $S_{max}(E_{max}^2)$ к плотности потока мощности абсолютно ненаправленной (изотропной) антенны $S_0(E_0^2)$ при условии равенства мощности излучения P_Σ обеих антенн.

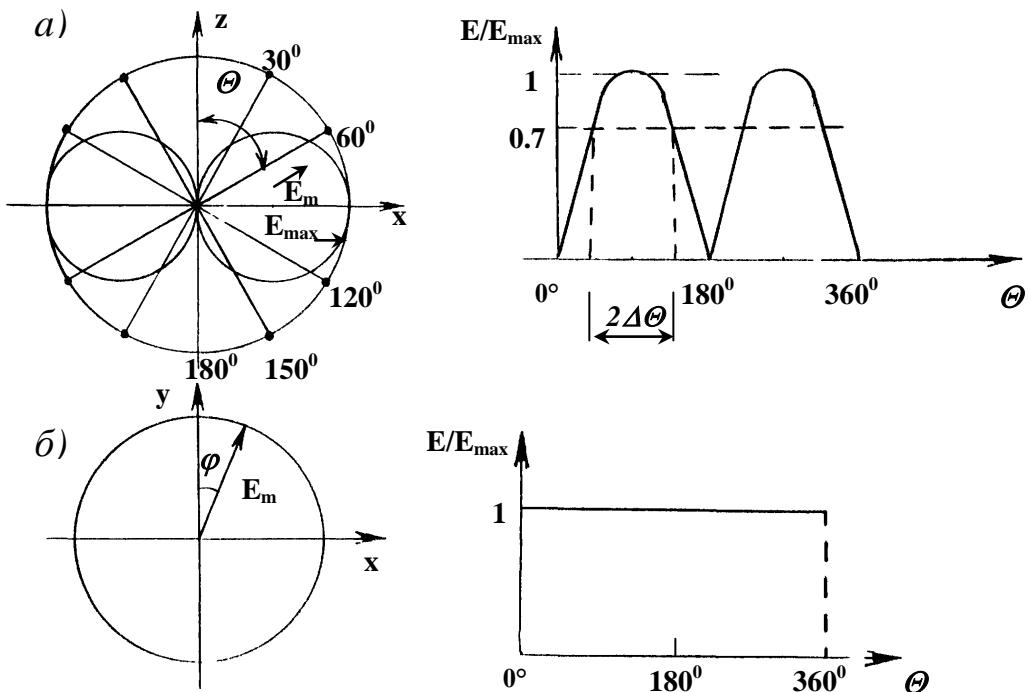


Рис. 10.3

При $l_1 \leq \lambda/2$

$$D = \frac{120\pi^2}{R_\Sigma} \left(\frac{l\theta}{\lambda} \right)^2, \quad (10.6)$$

отсюда для симметричного вибратора $D = 1,5$. Иногда пользуются параметром $\sigma = Dl_A$, называемым коэффициентом усиления антенны.

Если длина антенны $l > \lambda/2$, то ДН принимает много лепестковую форму

$$F(\Theta) = \left[\cos \frac{\pi l_1}{\lambda} \cos \Theta - \cos \frac{\pi l_1}{\lambda} \sin \Theta \right]. \quad (10.7)$$

Так при $l_1 = 2\lambda$ ДН имеет четыре лепестка (рис. 10.4). При расположении антенны вблизи земли, последняя оказывает влияние на параметры антенны, для этого используется метод зеркальных изображений (рис. 10.5). Физическая сущность метода заключается в том, что электромагнитные волны действительного вибратора ($B\partial$) падающие на землю, возбуждают в ней токи, которые вызывают появление отраженной волны, эквивалентной волне от зеркального изображения вибратора (B_3).

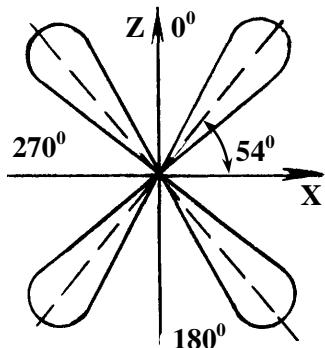


Рис. 10.4

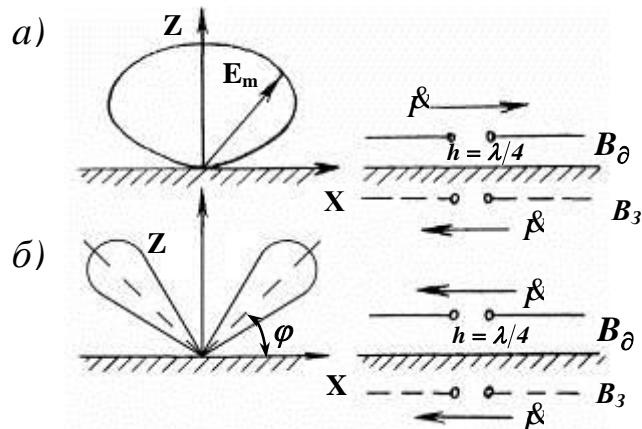


Рис.10.5

Горизонтальный симметричный вибратор, расположенный на высоте $h \ll \lambda$, практически не излучает, так как токи в $B\partial$ и B_3 имеют

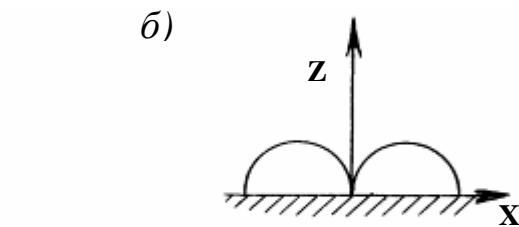
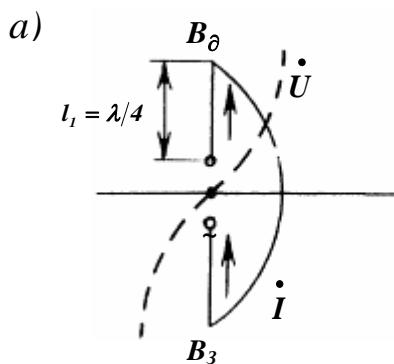


Рис. 10.6

противоположное направление, а ДН для высот $h = \lambda/4$, $h = \lambda/2$ приведены на рис.10.5. Однако при любой h горизонтальный вибратор не излучает энергию вдоль поверхности земли.

Если в качестве нижнего провода симметричного вертикального вибратора ($l_1 = \lambda/2$) использовать землю, присоединив к ней второй зажим генератора, то образованная таким образом антенна называется

несимметричным (заземленным) вибратором (рис. 10.6). Действующая длина l_ϑ и R_z , подобной антенны в 2 раза меньше аналогичных параметров симметричного вибратора. Для уменьшения потерь в полупроводящей земле применяют специальные конструкции заземления в виде радиально расходящихся проводов и металлических листов, закопанных в землю, а при невозможности заземления – установки противовеса.

Ключевые слова

1. Антенна передающая – устройство для непосредственного излучения радиоволн.
2. Вибратор – отрезок прямолинейного провода, в котором могут возникать собственные электрические колебания и устанавливаться стоячие электромагнитные волны.
3. Действующая длина антенны – длина эквивалентной антенны с равномерным распределением тока, создающей такую же напряженность поля, что и реальная.
4. Диаграмма направленности передающей антенны – изображенная в виде графика зависимость от направления напряженности поля или мощности излучаемой антенной.
5. Изотропная антенна – ненаправленная антенна, теоретическое понятие, характеризующее свойство антенны излучать по всем направлениям одинаковую мощность.
6. Коэффициент направленного действия антенны – отношение плотности мощности создаваемой антенной в направлении максимального излучения к плотности потока мощности абсолютно ненаправленной антенны при условии равенства мощности излучения обеих антенн.
7. Коэффициент полезного действия антенны – характеризует какая часть подводимой мощности излучается антенной.
8. Коэффициент усиления антенны – отношение мощности, излучаемой в данном направлении направленной антенной, к мощности, излучаемой в том же направлении изотропной антенной при равной мощности радиосигнала подводимой к ним.
9. Полуволновой вибратор – электрический вибратор, суммарная длина плеч которого равна половине длины рабочей волны.
10. Сопротивление излучению – характеризует способность антенны к излучению электромагнитной энергии в пространство. Являясь активным, не вызывает преобразование электромагнитной энер-

гии в тепловую.

11. Усиление антенны – выигрыш в мощности за счет направленного действия антенны.

12. Ширина диаграммы направленности – диапазон углов, в пределах которого напряженность поля уменьшается не более чем в $\sqrt{2}$ раз от напряженности в направлении максимального излучения.

Контрольные вопросы

1. Назначение передающих антенн.
2. Начертите распределение тока и напряжения в четвертьволновом вертикальном вибраторе.
3. Как определяется действующая длина антенны?
4. Напишите формулу расчета мощности излучения антенны.
5. Дать определение диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях.
6. Как определяется коэффициент направленного действия антенны?
7. Почему появляется многолепестковая диаграмма направленности у передающих антенн?

11. ВИДЫ ПЕРЕДАЮЩИХ И ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

11.1. Антенны километровых, гектометровых и декаметровых волн

Как следует из принципа взаимности, всякая антенна обладает одинаковыми свойствами, независимо от того, излучает ли она радиоволны (передающая антenna) или принимает их (приемная антenna). Поэтому основные характеристики антенн, например, действующая длина, сопротивление излучения, диаграмма направленности одинаковы для данной антены работающей как в качестве передающей, так и приемной.

Конструкция антенн зависит в основном от длины радиоволн, используемых для радиосвязи и особенностей их распространения.

Антенны километровых и гектометровых волн ($\lambda = 0,1 - 10$ км) представляют собой вертикальный вибратор (горизонтальный вибратор при $h \ll \lambda$ не излучает). Действующая длина l_o, R_z, P_z мала, так как $l_i \ll \lambda/4$. Для улучшения параметров ее вертикальную часть дополняют горизонтальной частью, которая не излучает, но способ-

ствует увеличению тока и дает его более равномерное распределение в горизонтальной части (рис. 11.1), подобная система получила название Г-образной антенны. В качестве локомотивных антенн применяют Г-образные и П-образные антенны (рис. 11.2).

Для антенн декаметровых волн ($\lambda = 10 - 100$ м) нетрудно добиться соотношения $l \approx \lambda$. При этом параметры R_z , P_z и η_A имеют достаточно большие значения и антенны строятся на базе горизонтальных симметричных вибраторов. Это объясняется необходимостью создания максимума излучения под углом к поверхности земли для радиосвязи на большие расстояния путем отражения радиоволн от ионосферы (рис. 10.5).

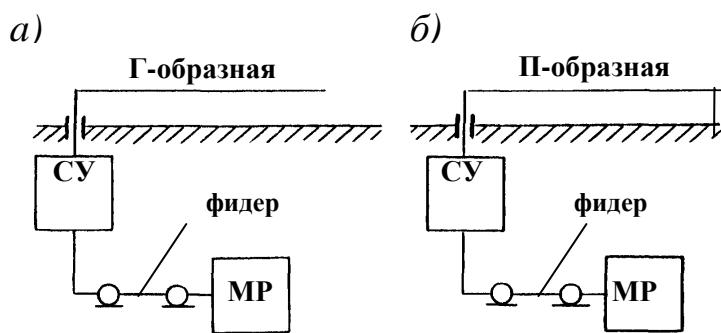
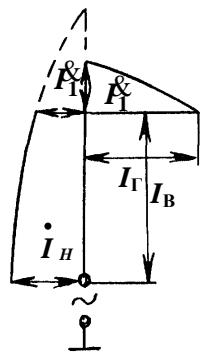


Рис. 11.1

Рис. 11.2

При необходимости большей концентрации излучения в двух основных направлениях применяют многовибраторные антенны. Диаграмма направленности горизонтального вибратора с рефлектором приведена на рис. 11.3. Излучение в сторону рефлектора отсутствует.

Диапазонные антенны представляют собой вибраторы горизонтальные диапазонные (ВГД), ромбические антенны и антенны бегущей волны.

ВГД выполнены в виде нескольких проводов и образует цилиндрическое тело (рис. 11.4). Ромбическая антenna состоит из четырех горизонтально подвешенных проводов, образующих стороны ромба (рис. 11.5). В проводах устанавливается режим бегущей волны, что обеспечивает максимум излучения вдоль главной диагонали и сохранение параметров антены в широком диапазоне волн. Ромбическую антенну подвешивают на высоте, примерно равной длине волны.

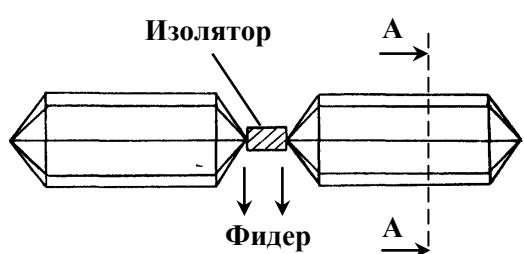
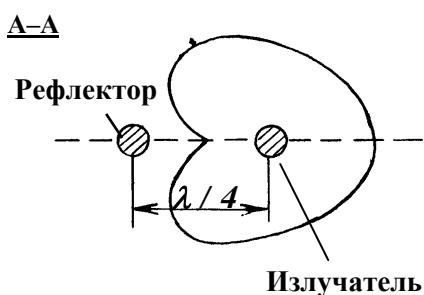


Рис. 11.3

Рис. 11.4

Антенна бегущей волны представляет собой двухпроводную линию, к каждому из проводов которой через элементы связи Z_{cv} присоединены проволочные вибраторы, а на конце включена согласованная с линией нагрузка сопротивлением Z_H . Антенна подвешивается над землей на высоте, сравнимой с длиной волны. Такие антенны используют как приемные из-за высокого КПД.

11.2. Антенны метровых и дециметровых волн

Антенны метровых и дециметровых волн ($\lambda = 0,1 - 10$ м) – это в основном вертикальные и горизонтальные вибраторы, а также сложные антенны, состоящие из нескольких вибраторов, число которых может быть большим. Направленность таких антенн велика (рис. 11.5).

Наибольшее распространение получили полуволновой симметричный вибратор и петлевой вибратор (шлейф антенны), который представляет собой параллельное соединение двух полуволновых вибраторов, токи в которых протекают в одном направлении, что в 4 раза увеличивает P_s . На железнодорожном транспорте получили применение несимметричные четвертьволновые вибраторы (рис. 11.6).

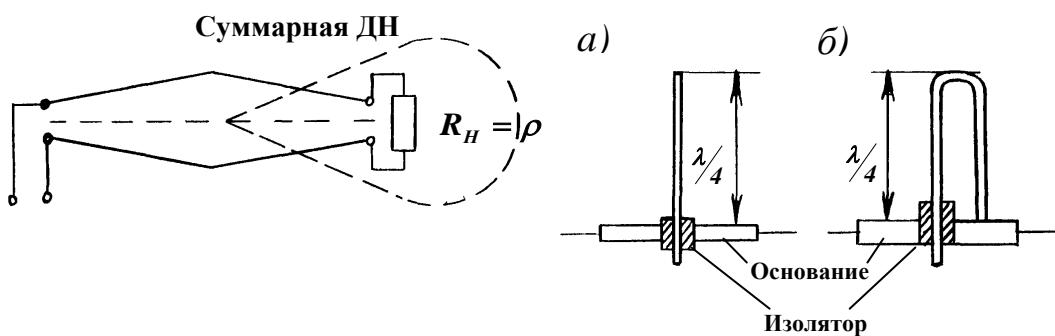


Рис. 11.5

Рис. 11.6

Направленность излучения в рассматриваемом диапазоне, так же как и в декаметровом диапазоне, достигается с помощью многовибраторных антенн. Для уменьшения боковых лепестков ДН в вертикальной плоскости используют многоэтажные антенны. Для получения

односторонней направленности в горизонтальной плоскости применяют вертикальный вибратор с пассивным рефлектором в виде металлической сетки или решетки. Узкую одностороннюю ДН создает антenna типа "волновой канал" (рис. 11.7), включающая в себя следующие элементы: активный вибратор (A), пассивный рефлектор (P), один или несколько пассивных вибраторов, называемых директорами (D). Расстояние между вибраторами и их длина подбираются таким образом, чтобы ток рефлектора I_P опережал ток I_A , а ток $I_{\partial 1}$ отставал от последнего на 90° . В каждом n – директоре ток отстает

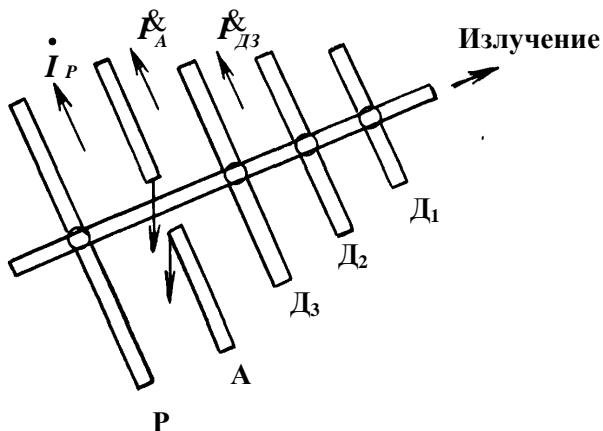


Рис. 11.7

по фазе от тока в $(n - 1)$ – директоре, в результате излучение направлено в сторону директоров, а ширина диаграммы направленности тем меньше, чем больше их количество. Рассмотренные антенны используются в стационарных и возимых радиостанциях систем поездной, станционной и ремонтно-оперативной радиосвязи на железнодорожном транспорте и в системах телевидения.

11.3. Антенны сантиметровых и миллиметровых волн

Антенны сантиметровых и миллиметровых волн ($\lambda = 0,01 - 0,1$ м) относятся к классу поверхностных (апертурных) антенн, в которых излучают не проволочные вибраторы, а металлические поверхности. В указанном диапазоне фидером служит прямоугольный волновод, открытый конец которого излучает энергию в пространство. В целях согласования волновых сопротивлений фидера и пространства, конец волновода плавно расширяется, в результате чего образуется рупорная антenna (рис.11.8, *a*) с ДН в плоскости XOY $F_1(\Theta) = \sin(0,5al \sin \Theta)/(0,5al \sin \Theta)$.

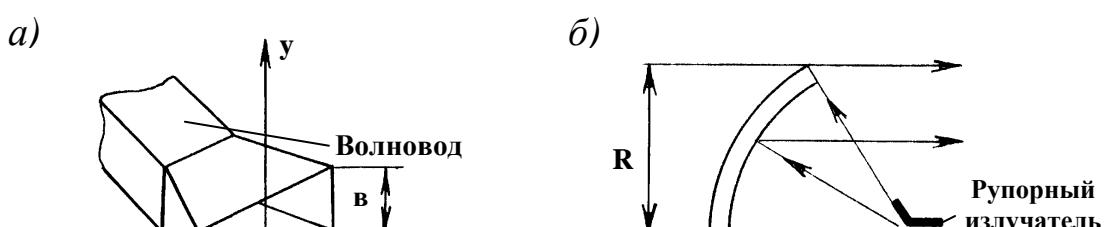


Рис. 11.8

Для получения узкой ДН рупорную антенну дополняют параболическим зеркальным рефлектором (рис. 11.8, *б*), который превращает сферическую волну рупорного излучателя, находящегося в фокусе металлического зеркала, в плоскую волну, излучаемую в пространство. ДН подобной антенны $F_1(\Theta) = \sin(\alpha R \sin\Theta)$ и при больших радиусах зеркала R имеет ширину не больше нескольких градусов.

Параболические антенны широко применяют в аппаратуре железнодорожных радиорелейных линий и радиолокационных устройствах. Передающие антенны всех диапазонов представляют собой обратимый преобразователь, поэтому могут использоваться в качестве приемных.

Приемная антенна осуществляет преобразование энергии электромагнитного поля в энергию электрического тока радиочастоты. Хотя все названия параметров и характеристик антенн сохраняются при переходе из режима передачи в режим приема, однако некоторые из них теряют или меняют физический смысл. Такие параметры, как мощность и сопротивление излучения в технике приемных антенн не используются. Действующая длина приемной антенны есть отношение индуцированной в антенне ЭДС к напряженности вызвавшего ее поля. Под диаграммой направленности понимается зависимость этой ЭДС от угла прихода волны в той или иной плоскости.

При этом остаются в силе такие характеристики направленности, как ширина ДН, КНД и коэффициент усиления антенны.

Ключевые слова

1. Антенна бегущей волны – антenna, в которой не возникают стоячие электромагнитные волны.
2. Вертикальный (горизонтальный) вибратор – отрезок металличе-

ского провода, штырь из токопроводящего материала или диэлектрика, являющийся источником электромагнитных колебаний, расположенный в вертикальной или горизонтальной плоскости соответственно.

3. Волновой канал (антенна Уда-Яги) – антенна, состоящая из активного диполя, рефлектора и ряда директоров, расположенных на одной линии (оси антенны) параллельно друг другу.

4. Диполь – симметричный вибратор, т. е. два одинаковых прямолинейных проводника, служащих один продолжением другого и симметрично присоединенных к передатчику или приемнику.

5. Директор – пассивный диполь, расположенный впереди активного диполя. Предназначен для изменения диаграммы направленности антенны.

6. Параболическая антенна – комбинация параболического рефлектора и рупорного излучателя, установленного в его фокусе.

7. Параболический рефлектор – металлическая поверхность (сплошная или с отверстиями малого размера по сравнению с длиной отражаемой волны), имеющая форму параболоида вращения.

8. Рефлектор – отражатель радиоволн, т. е. металлические проводники, сетки или сплошные поверхности, устанавливаемые позади активного диполя. Предназначены для изменения диаграммы направленности антенны.

9. Рупорная антенна – направленная антенна, в виде металлических рупоров, применяемых на дециметровых и сантиметровых волнах. Рупорная антенна обычно служит продолжением волновода.

Контрольные вопросы

1. Способы улучшения параметров несимметричных вибраторов.
2. Почему Г-образную локомотивную антенну можно заземлять на корпус локомотива?
3. Назначение рефлекторов и директоров у антенны “волновой канал”.
4. Для какого диапазона волн используется антенна ВГД?
5. Особенности несимметричных четвертьволновых вибраторов.
6. Для каких целей у рупорных антенн волновод имеет уширение прямоугольного волновода?
7. Поясните, почему у параболических антенн узкая диаграмма направленности?
8. Перечислите параметры передающих антенн.

9. Перечислите параметры приемных антенн.

12. РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

12.1. Определение напряженности электрического поля в точке приема

Для получения в точке приема необходимой напряженности поля (а в приемной антенне ЭДС) в пункте передачи должна излучаться мощность P_Σ .

Мощность, проходящая через единицу поверхности сферы радиуса r , в центре которой находится точечный излучатель, определяется вектором Умова-Пойтинга

$$\mathbf{I}^E = \frac{P_\Sigma}{4\pi r^2}. \quad (12.1)$$

Все реальные антенны обладают направленностью, что учитывается коэффициентом направленного действия D :

$$D = 10 \lg \frac{P_{real}}{P_{isotrop}}, \quad (12.2)$$

где P_{real} – мощность излучения направленной антенны;

$P_{isotrop}$ – мощность излучения изотропной, абсолютно ненаправленной антенны.

Тогда поток энергии в нужном направлении можно определить по формуле:

$$\mathbf{I}^E = \frac{P_\Sigma \cdot D}{4\pi r^2}. \quad (12.3)$$

Объемные плотности энергии в электрическом и магнитном полях равны между собой:

$$\frac{1}{2} \epsilon E^2 = \frac{1}{2} \mu H^2, \quad (12.4)$$

где $\epsilon = (1/36\pi)10^{-9} \text{ ф/км}$ – магнитная проницаемость пространства;
 $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/км}$ – электрическая проницаемость пространства.

Из (12.4) следует:

$$\mathbf{H}^{\&} = \frac{\mathbf{E}^{\&}}{120\pi}. \quad (12.5)$$

По определению:

$$\mathbf{I}^{\&} = \frac{1}{2} \frac{\mathbf{E}^{\&}}{120\pi}, \quad (12.6)$$

тогда с учетом (12.5) имеем:

$$\mathbf{I}^{\&} = \frac{1}{2} \frac{\mathbf{E}^{\&2}}{120\pi}. \quad (12.7)$$

Решив совместно (12.3) и (12.7), получим значение напряженности в точке приема находящейся на расстоянии r от передатчика:

$$\frac{1}{2} \frac{\mathbf{E}^{\&2}}{120\pi} = \frac{\mathbf{P}_{\Sigma} \mathbf{D}}{4\pi r^2}.$$

Откуда:

$$\mathbf{E}^{\&2} = \frac{60\mathbf{P}_{\Sigma} \mathbf{D}}{r^2} \quad \text{или} \quad \mathbf{E}^{\&} = \frac{\sqrt{60\mathbf{P}_{\Sigma} \mathbf{D}}}{r}. \quad (12.8)$$

Выражение (12.8) носит название формулы Введенского.

Фаза колебаний в точке приема запаздывает по отношению к фазе колебаний в точке передачи на угол:

$$\omega \Delta t = \omega \frac{r}{C} = \frac{2\pi}{T} \frac{r}{C} = \frac{2\pi}{\lambda} r = \beta r,$$

где Δt – время, необходимое для распространения электромагнитной волны на расстояние r со скоростью света C ;

$\lambda = T \cdot C$ – длина волны;

$\beta = 2\pi/\lambda$ – фазовая постоянная (фазовый коэффициент).

Комплексная амплитуда напряженности электрического поля в точке приема определяется по формуле:

$$\mathbf{E}^{\&} = \mathbf{E}_m e^{-j\beta r} = \frac{\sqrt{60\mathbf{P}_{\Sigma} \mathbf{D}}}{r} e^{-j\beta r}. \quad (12.9)$$

12.2. Понятие о поляризации электромагнитной волны

Важным параметром электромагнитной волны является ее поляри-

зация. Если вектор \vec{E} и \vec{H} вектор находятся в вертикальной плоскости, то волну называют вертикально – поляризованной (рис. 12.1, *а*).

Если векторы \vec{E} и \vec{H} расположены в горизонтальной плоскости, то волна имеет горизонтальную поляризацию (рис. 12.1, *б*). Возможны также волны с круговой поляризацией, когда вектор \vec{E} вращается, делая один оборот за период волны (рис. 12.1, *в*).

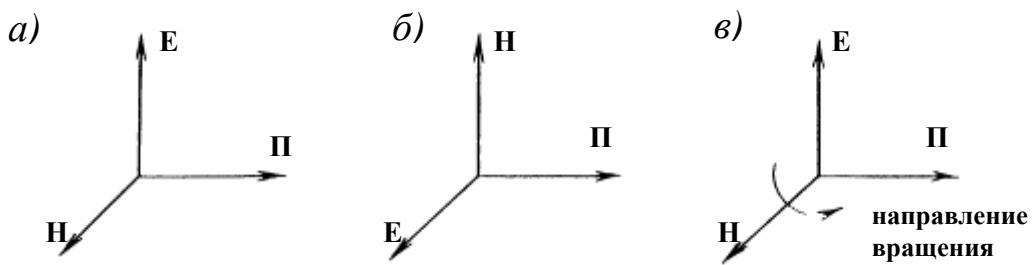


Рис. 12.1

Волны любой другой поляризации можно представить либо в виде геометрической суммы линейно – поляризованных волн, либо в виде двух волн с круговой поляризацией по разным направлениям вращения (рис. 12.1).

12.3. Множитель ослабления электромагнитной волны и его составляющие

При распространении радиоволн в реальных условиях поле в месте приема существенно отличается от поля, имеющего место при распространении в свободном пространстве.

Ослабление по сравнению с полем в свободном пространстве характеризуется множителем ослабления V .

Поэтому (12.8) можно переписать

$$E_m = \frac{\sqrt{60 P_\sigma D V}}{r}. \quad (12.10)$$

Для определения V следует учитывать явления, происходящие при распространении радиоволн: поглощение, преломление, отражение, дифракцию, интерференцию, деполяризацию.

Характер распространения радиоволн на трассе радиосвязи не остается неизменным (например, из-за изменения метеоусловий, а при радиосвязи с подвижными объектами – из-за движения объекта), то V в общем случае является случайной величиной. В расчетах пользуются средним значением множителя ослабления V .

Поглощение энергии электромагнитной волны в пространстве вызвано нагреванием атмосферы, микрочастиц (пыли) и водяного пара.

В однородной среде радиоволны распространяются прямолинейно. При переходе с одной среды в другую радиоволны испытывают отражение и преломление в соответствии с законами оптики.

Преломление на границе сред подчиняется так называемому закону синуса (рис. 12.2)

$$n_1 \sin \varphi_1 = n_2 \sin \varphi_2, \quad (12.11)$$

где $n_1 = \sqrt{\epsilon_1}$, $n_2 = \sqrt{\epsilon_2}$ – коэффициенты преломления сред;

ϵ_1, ϵ_2 – относительная диэлектрическая проницаемость сред.

При отражении от границы раздела сред $\varphi_1 = \varphi_3$.

Если радиоволны на пути встречают препятствие, то из-за возбуждения токов в этом препятствии за ним возникает вторичное поле, излучаемое препятствием. Таким образом, и за препятствием (даже идеально проводящем, а не диэлектрическим, через которое проникает первичное поле) существует электромагнитное поле. Это воспринимается как огибание препятствия падающим первичным полем.

Указанный эффект называют дифракцией радиоволн на препятствии (рис. 12.3).

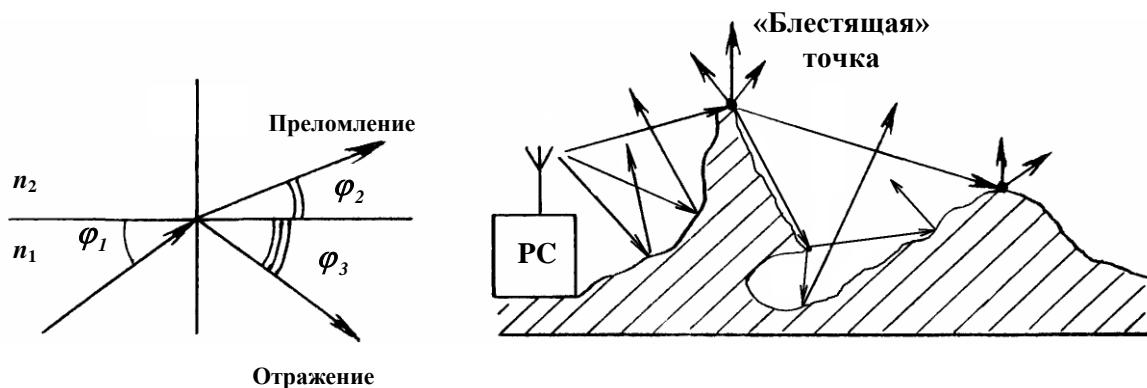


Рис. 12.2

Рис. 12.3

Если в одну точку приема приходят различные волны с одинаковой частотой, но разной фазой, то результирующее поле определяется интерференцией волн (рис. 12.4), т.е. геометрическим сложением векторов напряженности поля волн.

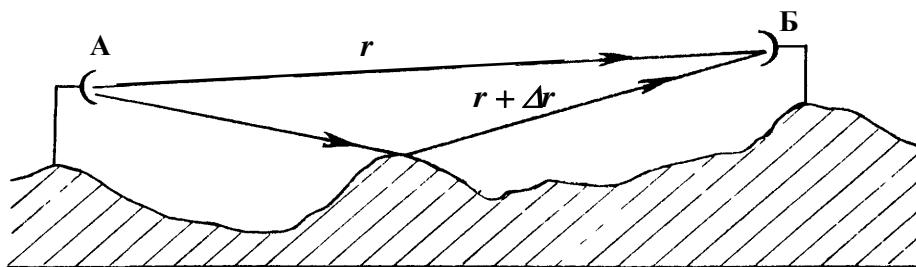


Рис. 12.4

При падении волн на Землю в ней возбуждаются токи смещения и токи проводимости. Свойства почвы таковы, что в диапазоне километровых и гектометровых волн (3 – 30 кГц, 30 – 300 кГц) преобладают токи проводимости, поэтому землю можно приблизительно считать идеальным проводником.

В диапазоне УКВ в почве преобладают токи смещения, и для УКВ и более коротких волн можно считать диэлектриком. В диапазоне де-каметровых волн земля обладает полупроводящими свойствами. Глубина проникновения токов в Землю тем больше, чем короче волна. Радиоволны, распространяющиеся вдоль поверхности Земли, называются земными, или поверхностными.

Распространение земных волн связано с возбуждением токов в почве и вторичным излучением. Дальность связи земной волной тем больше, чем длиннее волна λ .

Радиоволны могут распространяться и в тропосфере. Тропосфера – располагается на высоте до 10 – 15 км от поверхности Земли, с ростом высоты в тропосфере резко уменьшается количество водяных паров, а также изменяется температура и давление газа, что приводит к изменению ϵ с ростом высоты.

Вместе с тем понижается и коэффициент преломления $n = \sqrt{\epsilon}$, т.е.

на границах раздела слоев происходит преломление, и путь луча распространения электромагнитных волн искривляется. Это явление называется рефракцией (рис. 12.5).

Реально путь луча представляет собой не ломаную, а плавную кривую, поскольку величина n изменяется непрерывно. Если луч искривляется в сторону Земли, то это положительная рефракция (рис. 12.5, а), если в противоположную сторону – отрицательная рефракция (рис. 12.5, б). Землю окружает атмосфера, строение, которой показано на (рис. 12.6).

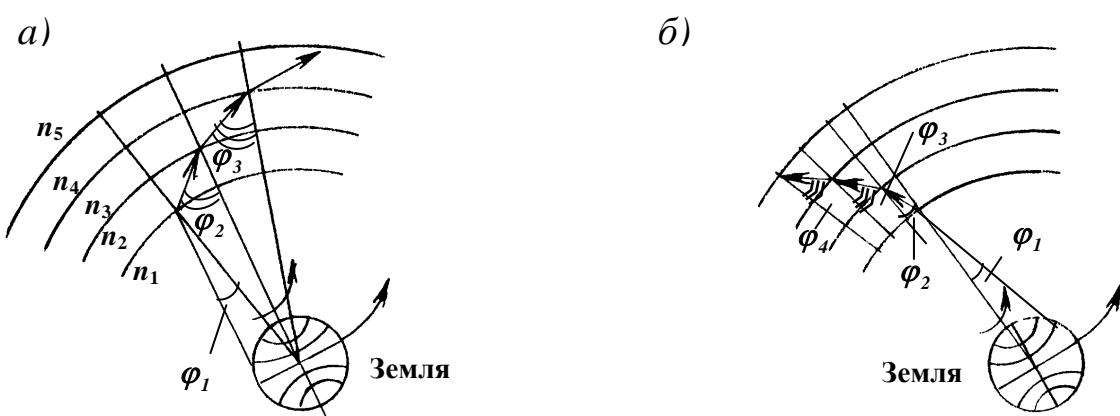


Рис. 12.5

Атмосфера – воздушная среда вокруг Земли, масса которой $5,15 \cdot 10^{15}$ т; до 20 км содержит пар: у земной поверхности – от 3% в тропиках, до $2 \cdot 10^{-5}$ % в Антарктиде; 78,1% – азот, 21% – кислород, 0,9% – аргон и другие газы

Существенное влияние на условия распространения радиоволн оказывает магнитосфера Земли (рис. 12.7) в момент перехода дневного времени на ночное.

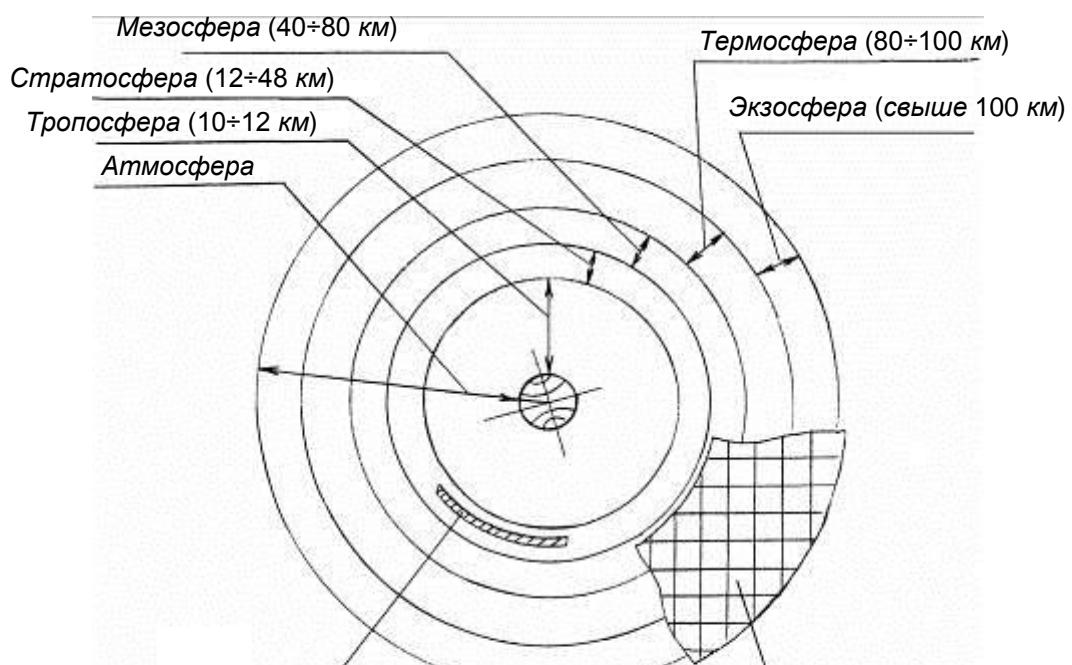


Рис. 12.6

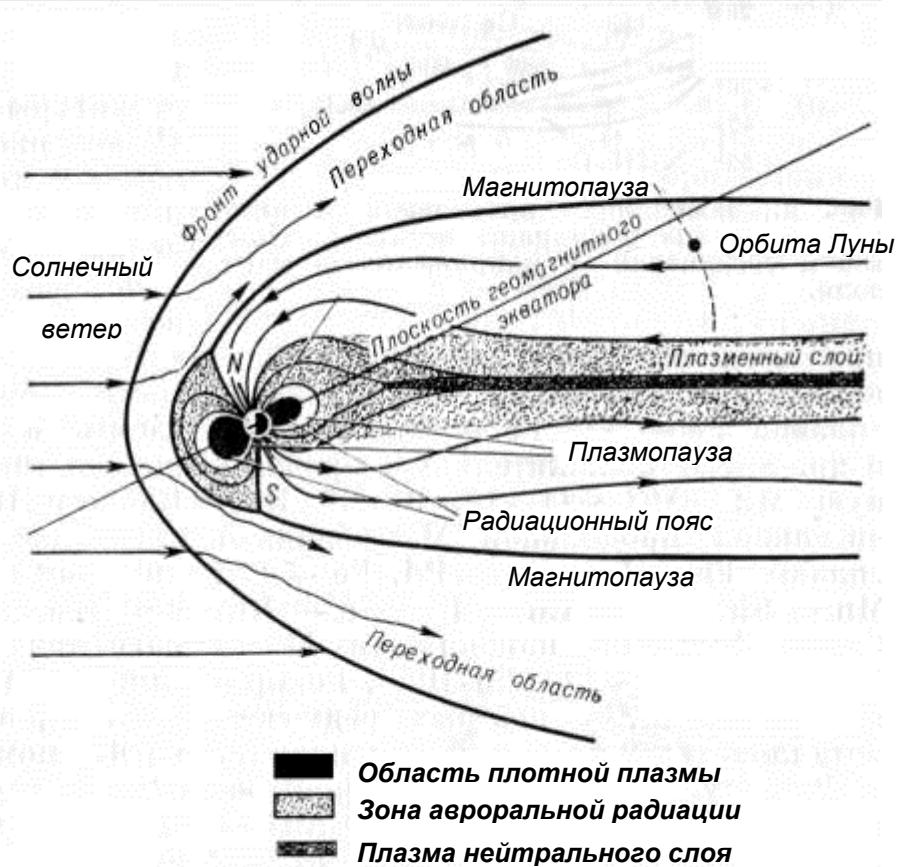


Рис. 12.7

В ионосфере, расположенной на высотах выше 50 км, под влиянием ультрафиолетового и рентгеновского излучения Солнца, а также корпускулярного излучения, происходит ионизация атомов газа.

В ионосфере различают слои с различной ионной концентрацией в зависимости от высоты (рис. 12.8). При определенных условиях в ионосфере происходит полное отражение радиоволн. Таким условием является угол в длине траектории, равный $\varphi = 90^\circ$.

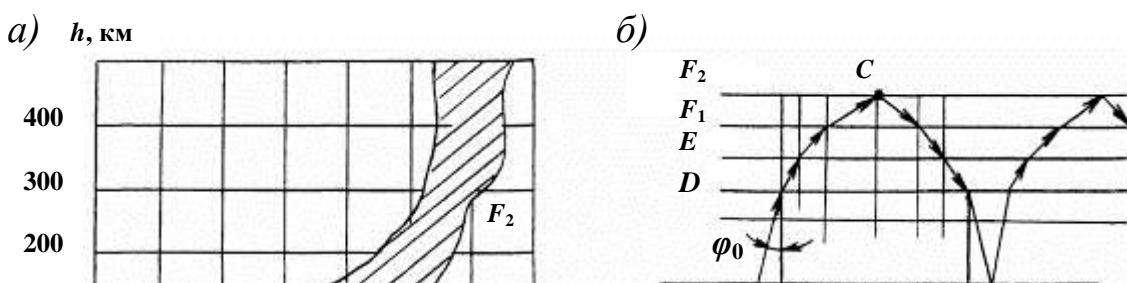


Рис. 12.8

Для ионизированной среды:

$$n = \sqrt{1 - 80,8 \frac{N_{max}}{f_{kp}^2}}, \quad (12.12)$$

откуда:

$$f_{kp} = \sqrt{80,8 \frac{N_{max}}{\cos \varphi_0}}, \quad (12.13)$$

где N_{max} – электронная концентрация ионосферы;

f_{kp} – частота кГц, $\cos \varphi_0 = 1/(n^2 - 1)$.

Волна возвратится на землю, если излучается частота f_{kp} , определяемая формулой (12.13).

Если волна падает наклонно, то при частотах, превышающих f_{kp} , отражения в ионосфере не происходит и волна уходит в космическое пространство. Километровые и более длинные волны отражаются от нижних слоев ионосферы D и E , гектометровые от слоя E и F_1 , дециметровые от слоя F_2 . УКВ пронизывают ионосферу и не могут использоваться для связи ионосферной волной.

Ключевые слова

1. Атмосфера Земли – газовая (воздушная) среда вокруг земли, которая вращается вместе с Землей как единое целое. Масса – около $5,15 \cdot 10^{15}$ т. Состав атмосферы земли у ее поверхности: 78,1% – азот,

21% – кислород, **0,9%** – аргон, в незначительных долях присутствует углекислый газ, водород, гелий, неон и другие газы.

2. Вертикально (горизонтально) поляризованные электромагнитные волны – такие, у которых вектор напряженности электрического поля находится в вертикальной (горизонтальной) плоскости соответственно.

3. Деполяризация волн – уменьшение степени поляризации электромагнитных волн. Например, переход вертикально-поляризованных волн в горизонтально-поляризованные волны и другие.

4. Дифракция волн – явления, возникающие при нарушении непрерывности фронта волны и приводящие к огибанию волнами препятствий, лежащих на пути распространения волн.

5. Интерференция волн – сложение в пространстве двух (или нескольких) волн, при котором в разных его точках получается усиление или ослабление амплитуды результирующей волны.

6. Ионосфера Земли – верхние слои атмосферы Земли, начиная от **50 – 80** км и простирающиеся до границы магнитосферы, характеризующиеся значительным содержанием атмосферных ионов и свободных электронов.

7. Коэффициент направленного действия антенны – величина отношения мощности излучения реальной антенны к мощности излучения изотропной антенны в данном направлении, при условии подведения к антеннам одинаковой мощности.

8. Круговая поляризация – поляризация электромагнитных волн, при которой вектор напряженности электрического поля совершает оборот в течение одного периода.

9. Магнитосфера Земли – область околопланетного пространства, физические свойства которой определяются магнитным полем Земли и его взаимодействием с потоками заряженных частиц космического происхождения.

10. Монохроматическое излучение – электромагнитное излучение одной определенной и строго постоянной частоты.

11. Отражение волн – переизлучение волн препятствиями с изменением направления распространения (вплоть до смены на противоположное).

12. Плоскость поляризации – плоскость, в которой расположен вектор напряженности электрического поля ***E***.

13. Поглощение волн – явление уменьшения энергии электромагнитной волны при ее распространении в веществе, происходящее вследствие преобразования энергии волны во внутреннюю энергию

вещества или в энергию вторичного излучения, имеющего иной спектральный состав и иные направления распространения.

14. Поляризованные электромагнитные волны – электромагнитные волны, у которых векторы напряженности электрического и магнитного полей сохраняют неизменными или периодически изменяют по определенному закону свои направления в пространстве.

15. Поперечная волна – электромагнитные волны, у которых электрическое и магнитное поля всегда направлены перпендикулярно друг другу.

16. Преломление волн – возникает на границе раздела сред с различными показателями преломления. При падении плоской монохроматической волны на плоскую границу раздела двух однородных сред с разными свойствами происходит зеркальное отражение и преломление.

17. Рефракция волн – искривление направления распространения электромагнитных волн в среде с непрерывно изменяющимся показателем преломления.

18. Тропосфера – нижний основной слой атмосферы Земли высоты **8 – 10** км в полярных, **10 – 12** км в умеренных и **16 – 18** км в тропических широтах, в ней сосредоточено более 4/5 всей массы атмосферы Земли.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение вектору Умова-Пойтинга и напишите формулу для его расчета.

2. Поясните физический смысл коэффициента направленного действия.

3. Дайте определение изотропной антенны.

4. Напишите формулу Введенского и поясните физический смысл входящих в нее параметров.

5. Дайте определение горизонтальной, вертикальной, круговой поляризации электромагнитных волн.

6. Какие явления следует учитывать при определении множителя ослабления?

7. Поясните физический смысл дифракции и рефракции электромагнитных волн.

8. Поясните физический смысл интерференции и деполяризации электромагнитных волн.

9. За счет чего поглощаются электромагнитные волны в атмосфере

Земли?

10. Особенности строения атмосферы Земли.
11. Особенности строения магнитосферы.

13. РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН РАЗЛИЧНЫХ ДИАПАЗОНОВ

13.1. Радиосвязь на километровых волнах 1 – 10 км

Условия радиоприема определяются не абсолютным значением сигнала на выходе приемника, а отношением напряжения (мощности) сигнала P_c к напряжению (мощности) помехи P_n . Для осуществления различных видов радиосвязи – радиотелефонии, радиотелеграфии, телевидения и других – требуется определенное соотношение P_c/P_n , которое зависит от вида модуляции и составляет:

$$\text{при АМ} \quad P_c/P_n \geq 10; \quad (13.1)$$

$$\text{при ЧМ} \quad P_c/P_n \geq 5; \quad (13.2)$$

$$\text{при ФМ} \quad P_c/P_n \geq 3. \quad (13.3)$$

Передающее устройство должно обеспечить в точке приема необходимое соотношение сигнал/помеха (P_c/P_n), чтобы связь была устойчивой. Ниже приведены формулы для расчета напряженности электрического поля E различных диапазонов.

Радиоволны длиной **1 – 10** км называются километровыми. Земля в этом диапазоне по своим электрическим свойствам близка к идеальному проводнику. Радиоволны, падающие на Землю, почти полностью отражаются.

Для волны, распространяющейся по прямолинейному направлению из точки **A** в точку **B**, сферическая поверхность Земли представляет собой препятствие высотой **h** (рис. 13.1).

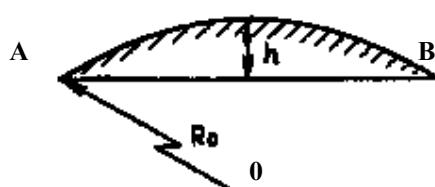


Рис. 13.1

При дальности связи **300 – 400** км на километровых волнах это препятствие можно не учитывать, так как высота h мала по сравнению с длиной волны λ и в первом приближении Землю можно считать плоской. В этом диапазоне антенны не могут быть подняты на высоту, соизмеримую с длиной волны ($\lambda = 1 - 10$ км). Поэтому при расчетах полагают, что антенны находятся непосредственно на поверхности земли.

Напряженность поля в месте приема определяется формулой Введенского:

$$E_m = \frac{V \sqrt{60 P_\Sigma D}}{r}, \quad (13.1)$$

$$V = \frac{2 + 0,3x}{2 + x + 0,6x^2}. \quad (13.2)$$

где V – множитель ослабления, который определяется эмпирической формулой (13.2).

Величину x можно определить по формуле:

$$x = \frac{100 \pi r}{6 \lambda^2 \sigma}, \quad (13.3)$$

где r – длина линии радиосвязи, км;

P_Σ – мощность излучения антенны, Вт;

D – КНД антенны;

λ – длина волны, м;

σ – удельная проводимость почвы, См/м.

На расстояниях $r > 400$ км, при h соизмеримых с λ , расчет напряженности поля земной волны необходимо производить с учетом дифракции волны вокруг сферической поверхности земли. Множитель ослабления поля свободного пространства в этом случае определяется по соотношению

$$V = U(x), \quad (13.4)$$

где

$$x = r \sqrt{\left(\sqrt{\frac{R_\theta^2 \lambda}{\pi}} \right)}. \quad (13.5)$$

Здесь R_θ – радиус Земли.

Значения $U(x)$ представлены на рис. 13.2.

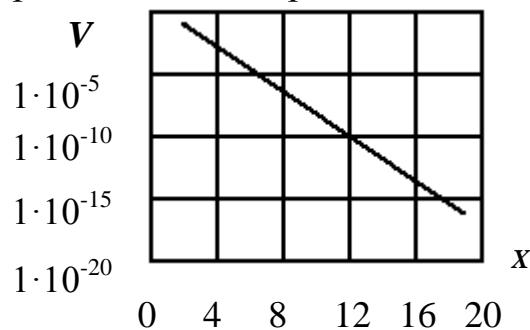


Рис. 13.2

При длинах линий связи порядка **700 – 1000** км интенсивности земной и ионосферной волн примерно одинаковы и величина поля в месте приема определяется интерференцией этих волн (рис. 13.3).

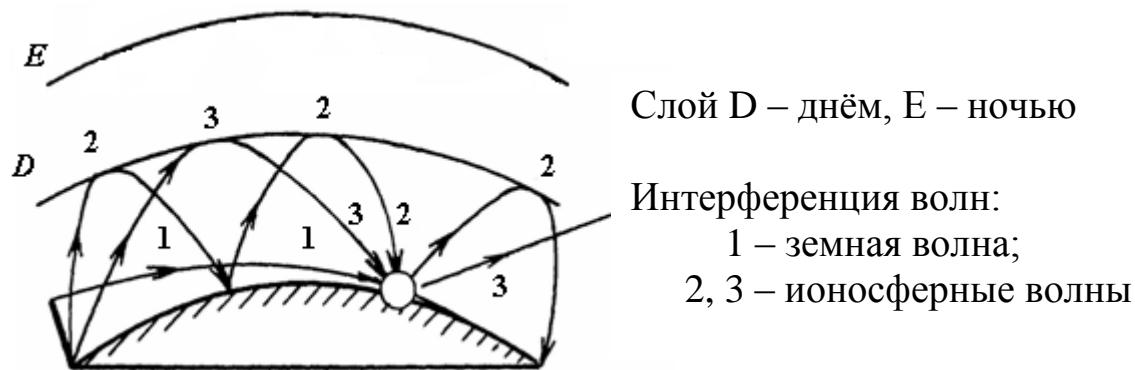


Рис. 13.3

На расстояниях свыше **2000 – 3000** км километровые волны распространяются только ионосферной волной.

Величина сигнала в точке приема мало подвержена замираниям (феддингу).

Быстрое изменение фазы ионосферной волны может произойти от быстрого изменения высоты отражающего слоя, что маловероятно. Поэтому колебания поля в этом диапазоне незначительны и происходят медленно.

Недостатки – большие размеры антенны и невозможность передачи широкой полосы частот. Диапазон радиоволн используется для навигации и радиовещания.

13.2. Радиосвязь на гектометровых волнах 100 – 1000 м

Проводимость почвы для этих волн такова, что они глубже проникают в землю, чем километровые и, следовательно, сильнее в ней поглощаются. Поэтому земная волна распространяется на расстояния, не превышающие **500 – 700** км.

На большие расстояния радиосвязь осуществляется ионосферной волной.

Отражение волн происходит от области **E** ионосферы, так как электронная концентрация в области **D** недостаточна для отражения гектометровых волн.

При двойном прохождении через область **D** волна сильно поглощается, поэтому днем интенсивность ионосферной волны в точке приема мала, и связь осуществляется земной волной. С наступлением ночи область **D** исчезает, и напряженность поля в точке приема от ионосферной волны повышается (рис. 13.4). Расчет напряженности поля земной волны для $r = 300 – 500$ км производят по формулам (13.1, 13.2, 13.3), а при больших расстояниях следует учитывать дифракцию, т.е. по формулам (6.20, 6.21).

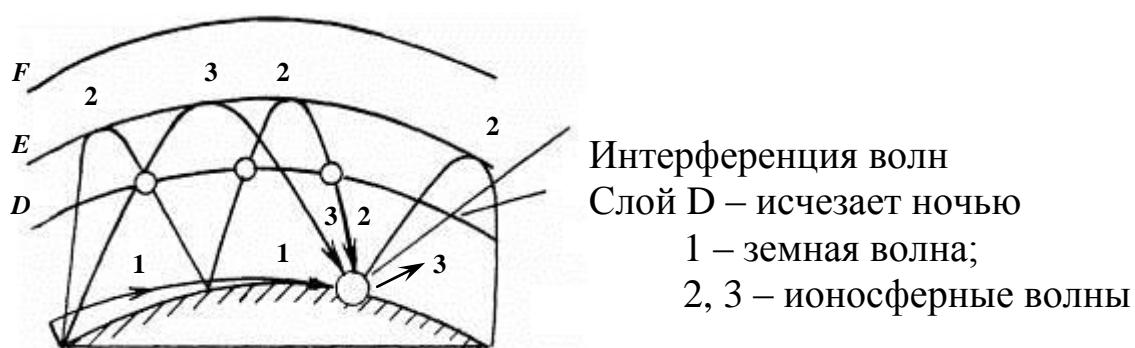


Рис. 13.4

Напряженность ионосферной волны в зоне, где земную волну можно не **учитывать, определяется по формуле, полученной опытным путем:**

$$E_m = 14,5 \sqrt{\frac{P_\Sigma D}{r}} e^{-0,894 \cdot 10^{-4} \lambda^{-0,26} r} . \quad (13.6)$$

Если пункт приема находится в зоне 1, то с наступлением ночи в эту точку может попадать ионосферная волна 2. Поле в точке 1 будет определяться интерференцией земной и ионосферной волн.

Электронная концентрация в ионосфере не постоянна и испытывает флуктуационные колебания в течение суток. Изменение Δr является причиной изменения $\Delta\phi = \beta\Delta r = \frac{2\pi}{\lambda}\Delta r$, а, следовательно, возможны и замирания E_m . При замираниях E_m может меняться в десятки раз в пределах времени 1 – 10 с. Кроме того, интерференция может быть за счет прихода нескольких ионосферных волн в точку приема.

Для борьбы с замираниями используют АРУ, а также применяются специальные антенны, излучающие только вдоль Земли.

13.3. Радиосвязь на декаметровых волнах 10 – 100 м

Земная волна быстро затухает, т.е. слабо дифрагирует. Потери энергии земной волны декаметровых волн над полупроводящей земной поверхностью велики и земная волна затухает на расстояниях в несколько десятков километров.

Напряженность поля определяется по формулам (13.1, 13.2), где параметр x определяется по формуле:

$$x = \frac{1000\pi}{\lambda\sqrt{\epsilon^2 + (60\lambda\sigma)^2}}. \quad (13.7)$$

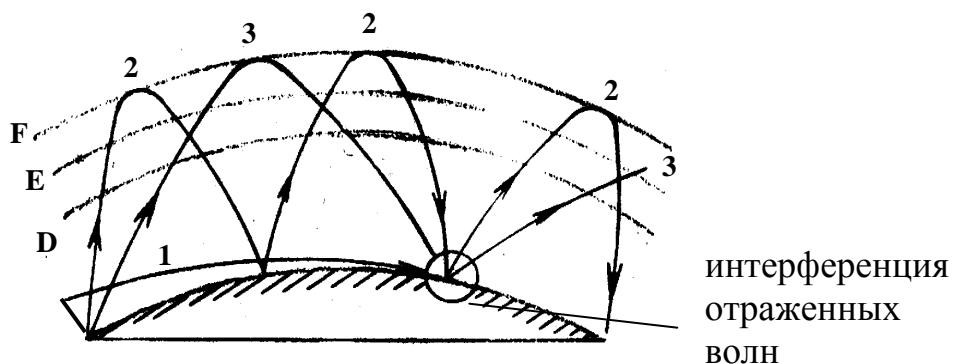


Рис. 13.5

Основным способом распространения волн на большие расстояния является ионосферная волна. В нормальных условиях декаметровые волны отражаются от области F , а в остальных случаях происходит поглощение энергии, которое падает с ростом частоты.

Многократные отражения от ионосферы земли позволяют орга-

низовать радиолинию большой длины (рис. 13.5).

Ключевые слова

1. Глубина замираний – уровень напряженности поля, превышающий в **10%** времени.
2. Замирание радиоволн (фединг) – нестабильность напряженности поля во времени.
3. Ионосфера – верхний слой атмосферы, расположенный на высотах превышающих **60** км.
4. Ионосферные волны – волны, возникающие за счет рефракции в ионосфере.
5. Коэффициент усиления передающей антенны – произведение КНД на КПД передающей антенны.
6. Луч – линия, касательная, в каждой точке которой совпадает с направлением распространения радиоволн в этой точке, т.е. с направлением переноса энергии.
7. Максимально применимая частота (МПЧ) – наиболее короткая волна, для которой еще происходит поворот ионосферной волны к Земле.
8. Медленные замирания – степень замирания волн, оцениваемые за **месячные** интервалы наблюдения.
9. Множитель ослабления – отражает интерференционный характер изменения напряженности суммарного поля, в зависимости от расстояния между передающей и приемной антеннами.
10. Мощность излучения – отношение количества энергии излучения, испущенного каким-либо источником, к промежутку времени, в течение которого длилось испускание. Ток вектора Пойтинга, входящий в поверхность.
11. Поверхностные (земные) радиоволны – волны, распространяющиеся вдоль земной поверхности.
12. Радиоволны – электромагнитные волны с длинами волн от $5 \cdot 10^{-5}$ до 10^{10} м.

Контрольные вопросы

1. Поясните, за счет каких явлений возникают поверхностные и ионосферные волны?
2. Чем вызваны замирания радиоволн?
3. Поясните строение ионосферы.

4. От каких слоев отражаются длинные, средние, короткие и ультракороткие волны?

5. Поясните физический смысл множителя ослабления при распространении радиоволн.

6. Какие явления наблюдаются в тропосфере и стратосфере?

7. Что называется зоной молчания?

14. РАДИОСВЯЗЬ НА УКВ

14.1. Особенности распространения радиоволн УКВ диапазона

Радиоволны УКВ диапазона пронизывают ионосферу. Дифракция земной волны за препятствием слаба, поэтому распространение происходит в пределах прямой видимости (рис. 14.1). Максимальное расстояние прямой видимости легко найти с помощью рис. 14.1.

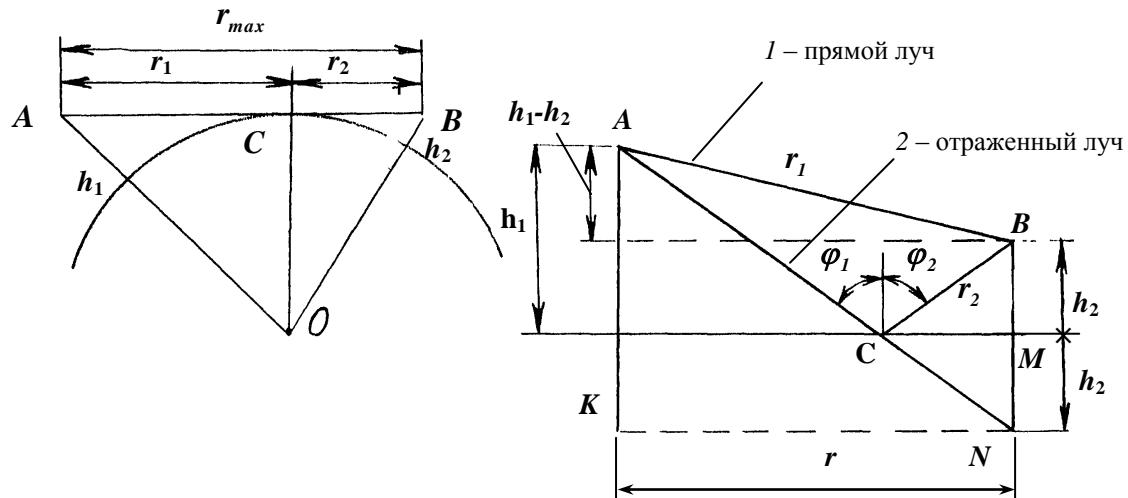


Рис. 14.1

Рис. 14.2

Найдем расстояние прямой видимости $r_{max} = r_1 + r_2$ путем решения треугольников ΔOAC и ΔOCB :

$$r_{max} = r_1 + R_2 = \sqrt{(R_0 + h_1)^2 - R_0^2} + \sqrt{(R_0 + h_2)^2 - R_0^2}. \quad (14.1)$$

Раскрыв скобки, и учитывая, что $R_0 \gg h_1, R_0 \gg h_2$, (14.1) можно переписать в виде:

$$r_{max} = \sqrt{2R_0} \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right). \quad (14.2)$$

Выразив h_1, h_2 в метрах, а $R_0 = 6400$ км, получим:

$$r_{max} = 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \text{ км.} \quad (14.3)$$

С учетом реальной рефракции в тропосфере расстояние прямой видимости определяется по формуле:

$$r_{max} = 4,12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \text{ км.} \quad (14.4)$$

Антенны УКВ располагают на значительной высоте (до 100 м), чтобы увеличить дальность прямой видимости и избавиться от экранирующего влияния местных предметов.

14.2. Расчет мощности сигнала в приемной антенне УКВ радиолинии

Определим мощность сигнала в приемной антенне УКВ радиолинии. При направленной антенне модуль вектора Умова-Пойтинга:

$$\Pi = \frac{P_\Sigma D_1}{4\pi r^2}. \quad (14.5)$$

Мощность на входе приемника пропорциональна «эффективной» площади приемной антенны, т.е. площади, с которой приемная антenna «перехватывает» энергию проходящей электромагнитной волны:

$$S_{\phi\phi} = \frac{D_2 \lambda^2}{4\pi}. \quad (14.6)$$

Тогда мощность, «перехваченная» приемной антенной, будет равна:

$$P_2 = \Pi \cdot S_{\phi\phi} = P_\Sigma \cdot D_1 \cdot D_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2. \quad (14.7)$$

Величина

$$L_{CB} = \frac{P_{\Sigma}}{P_2} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{D_1 \cdot D_2} \quad (14.8)$$

носит название потерь в свободном пространстве при распространении радиоволн УКВ диапазона.

Обозначив:

$$L_{0CB} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2, \quad (14.9)$$

получим основные потери L_{0CB} электромагнитной энергии при распространении радиоволн в свободном пространстве.

Реальные условия распространения значительно влияют на величину поля в месте приема. Это учитывается множителем ослабления V .

14.3. Расчет множителя ослабления

Численное значение модуля Умова-Пойтинга пропорционально квадрату напряженности поля E_m , следовательно, и квадрату множителя ослабления V , поэтому:

$$\Pi = \frac{P_{\Sigma} D_1}{4\pi r^2} V^2. \quad (14.10)$$

С учетом (14.10), формулу (14.7) можно переписать:

$$P_2 = \Pi S_{\text{эфф}} = \frac{P_{\Sigma} D_1 D_2}{L_{0CB}} V^2. \quad (14.11)$$

Часто величину P_2 находят в относительных единицах дБм – децибел мощности, в виде:

$$P_2 \text{dB} = P_{\Sigma} \text{dB} + D_1 \text{dB} + D_2 \text{dB} + 2V \text{dB} - L_{0CB} \text{dB}. \quad (14.12)$$

Формулы (14.11, 14.12) являются расчетными, они позволяют определить необходимую мощность излучения при известных параметрах антенн и условиях распространения волн.

Естественно множитель ослабления V зависит от высоты подвеса антенн (h), характера местности, географического расположения и т.д.

Определим множитель ослабления для случая, когда связь происходит на расстояниях, меньших дальности прямой видимости. Сфе-

ричность земли в этом случае можно не учитывать, а для простоты рассуждений положим, что поверхность участка гладкая (рис. 14.2).

Напряженность поля в точке приема от прямого луча будет иметь комплексную амплитуду:

$$\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_m e^{-j\beta r_1}. \quad (14.13)$$

Так как $r_1 \gg h_1$ и $r_1 \gg h_2$, то отраженный луч почти скользит по Земле (ее поверхности). При этом модуль коэффициента отражения энергии от Земли можно считать равным 1, а угол сдвига фаз должен быть при отражении равным 180° . Так как r_1 мало отличается от r_2 , то амплитуды прямого и отраженного лучей примерно одинаковы.

Отраженный луч создает поле в точке B определяется выражением:

$$\mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_m e^{-j\beta r_2}$$

Комплексная амплитуда результирующего поля в точке приема будет равна:

$$\mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 = \mathbf{E}_m e^{-j\beta r_1} (1 - e^{-j\beta \Delta r}), \quad (14.14)$$

где $\Delta r = r_2 - r_1$ – разность хода лучей 1 и 2 (длин путей AB и ACB).

Откуда множитель ослабления свободного пространства будет равен:

$$\mathbf{V} = \frac{\mathbf{E}_2}{\mathbf{E}_1} = \mathbf{I} - e^{-j\beta \Delta r}. \quad (14.15)$$

Графически найдем значения длин r_1 и r_2 .

Для чего решим прямоугольные треугольники ΔAKB и ΔAKN :

$$\begin{aligned} r_1^2 &= r^2 + (h_1 - h_2)^2; \\ r_2^2 &= r^2 + (h_1 + h_2)^2. \end{aligned}$$

Откуда разность $r_2^2 - r_1^2 = 4h_1h_2$, но $r_2^2 - r_1^2 = \Delta r(2r_1 + \Delta r)$.

Полагая, что $\Delta r \ll 2r_1$, имеем – $4h_1 \cdot h_2 = 2\Delta r \cdot r_1$.

Тогда разность хода лучей будет равна:

$$\Delta r = \frac{2h_1 h_2}{r}, \quad (14.16)$$

Воспользуемся соотношением:

$$e^{-j\beta \Delta r} = \cos \beta \Delta r - j \sin \beta \Delta r. \quad (14.17)$$

Откуда модуль будет равен $|e^{-j\beta \Delta r}| = \cos \beta \Delta r$. Модуль множителя ослабления $|V|$ будет равен: $|V| = 2\sqrt{1 - \cos \beta \Delta r}$.

Используя известное тождество $1 - \cos \alpha = 2 \sin^2 \alpha/2$, получим:

$$|V| = 2 \left| \sin \frac{\beta h_1 \cdot h_2}{r} \right|. \quad (14.18)$$

Максимумы на графике (рис. 14.3) соответствуют сложению полей прямого и отраженного лучей в фазе, минимумы – в противофазе.

С увеличением r аргумент синуса (14.18) уменьшается, и при значениях $\pi/9$ функцию синуса аргумента можно заменить его аргументом, тогда (14.18) примет вид:

$$|V| = \frac{2 \beta h_1 h_2}{r} = \frac{4 \pi d_1 h_2}{\lambda r}. \quad (14.19)$$

Этой формуле соответствует участок зависимости $|V| = f(r)$ при $r > r_5$.

Это наиболее устойчивый участок зависимости. В пределах r_5 выбирается расстояние между двумя точками A и B (рис. 14.3).

Для амплитуды напряженности поля E в этой зоне получим:

$$E_{\Sigma m} = \frac{\sqrt{60 P_{\Sigma} D_1}}{\lambda r^2} 4 \pi h_1 h_2. \quad (14.20)$$

Выражение (14.20) носит название квадратичной формулы Введенского. Расстояние r_5 можно определить, приравняв аргумент \sin в (14.18) величине $\pi/9$. Тогда

$$r_5 = \frac{18h_1h_2}{\lambda}. \quad (14.21)$$

Величина r_5 является наиболее приемлемой длиной интервала AB для длины волны λ .

Пусть корреспондирующие станции A и B находятся в прямой видимости (рис. 14.4). Поместим мысленно в пространстве плоскость H , перпендикулярную направлению луча AB . Источник облучает всю плоскость H , каждая точка которой согласно принципу Гюйгенса является источником вторичного излучения. Поле в точке B будет результатом интерференции вторичных волн. Отметим на плоскости H такие точки C_1 , для которых выполняется следующее равенство:

$$AC_1 + C_1B = l_1 + l_2 + \frac{\lambda}{2}. \quad (14.22)$$

Геометрическим местом таких точек на плоскости H будет окружность. Перемещая мысленно плоскость вдоль луча AB , получим подобные окружности для всей трассы. Эти окружности ограничивают в пространстве некоторый объем, для всех точек на поверхности которого должно быть справедливо равенство (14.21). Геометрическое место точек, для которых сумма расстояний от двух фокусов есть величина постоянная (14.21) будет поверхность эллипсоида вращения с фокусами A и B . Такой эллипсоид ограничивает часть пространства, которая носит название первой зоны Френеля.

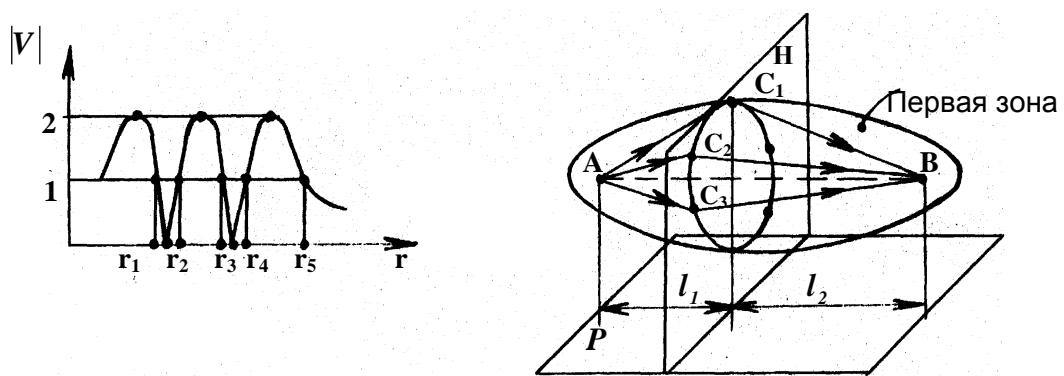


Рис. 14.3

Рис.14.4

Можно построить вторую, третью, четвертую и т.д. зоны Френеля. Колебания, пришедшие из второй зоны, полностью компенсируются

третьей зоной Френеля (фазы колебаний отличаются $\beta\lambda/2 = \pi$), четвертую зону компенсирует пятая и т.д. В результате совокупное воздействие всех зон приблизительно сводится к действию лишь одной первой зоны Френеля.

Поэтому для обеспечения устойчивой связи высоты антенн в точках **A** и **B** должны быть выбраны такими, чтобы 1 зона Френеля была свободна от препятствий (открытая трасса) **V = 1**. У полузакрытых трасс препятствия затеняют часть зоны Френеля, но так, что прямая видимость между антеннами пунктов передачи и приема сохраняется. Если препятствия пересекают линию прямой видимости, то такие трассы называют закрытыми.

Связь на УКВ используется на железнодорожном транспорте для организации поездной и станционной радиосвязи, а также магистральных радиорелейных линий.

Ключевые слова

1. Зоны Френеля – участки, на которые разбивают поверхность фронта электромагнитной волны для упрощения вычислений при определении амплитуды волны в заданной точке пространства.
2. Открытая трасса – такая, у которой первая зона Френеля не имеет препятствий.
3. Плоская волна – волновые поверхности имеют вид параллельных плоскостей.
4. Полузакрытая трасса – такая, у которой в первую зону Френеля входит препятствие, но не превышает линию прямой видимости между передающей и приемной антеннами.
5. Принцип Гюйгенса – метод, позволяющий определить положение фронта волны в любой момент времени $t + \Delta t$, если известны его положение в некоторый предшествующий момент t и скорость волны. Согласно принципу Гюйгенса, все точки, через которые проходит фронт волны в момент времени t , следует рассматривать как источники вторичных волн, а искомое положение фронта в момент времени $t + \Delta t$ дается поверхностью, огибающей фронты всех вторичных волн. При этом предполагается, что вторичные волны излучаются только вперед.
6. Прямая видимость – касательная к Земле, проведенная между точкой излучения и точкой приема.
7. Расстояние прямой видимости – расстояние между антенной передатчика и антенной приемника с учетом прямой видимости.

8. Сферические волны – волновые поверхности представляют собой систему концентрических сфер.

9. Фронт волны (волновая поверхность) – геометрическое место точек пространства, в которых электромагнитные колебания совершаются синфазно (в одной фазе).

10. Эффективная площадь приемной антенны – площадь, с которой приемная антенна перехватывает энергию проходящей электромагнитной волны.

Контрольные вопросы

1. Напишите формулу для определения расстояния прямой видимости.

2. Поясните, почему выбирают расстояние между передающей и приемной антеннами в пределах r_5 рис. 14.3?

3. Дайте определение первой зоны Френеля.

4. Перечислите основные правила выбора трассы при УКВ связи.

5. В какие часы суток наиболее вероятен феддинг и почему?

6. Напишите квадратичную формулу Введенского.

7. Напишите расчетную формулу мощности сигнала в точке приема в относительных единицах и прокомментируйте каждое слагаемое.

15. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

15.1. Приемники прямого усиления

В системах радиосвязи информационные сигналы управляют параметрами высокочастотных колебаний. С помощью ВЧ колебаний эти сигналы передаются на расстояние без проводов. Воспроизведение передаваемой информации обеспечивает радиоприемное устройство при воздействии на него радиоволн, поступающих от радиопередатчика. На основе информации, заключенной в модулированном колебании радиоприемное устройство воспроизводит сообщение.

Радиоприемные устройства широко применяют в радиовещании, телевидении, радиолокации, радионавигации, радиоастрономии, радиоуправлении, космической связи, связи с подвижными объектами железнодорожного транспорта и т.д. Но при всем многообразии использования все радиоприемные устройства объединяет общность построения структурной схемы.

В наиболее распространенном случае простейшее радиоприемное устройство содержит антенну, радиоприемник и окончное воспроизводящее устройство.

Радиоприемные устройства разделяются по назначению, видам принимаемых сигналов, построению структурной схемы, типом используемых электронных приборов, конструктивным оформлением, системой электропитания и т.д. По построению радиоприемные устройства разделяются на приемники прямого усиления, регенеративные, сверхрегенеративные и супергетеродинные, по конструктивному оформлению – на стационарные, возимые (автомобильные, локомотивные, судовые, самолетные, спутниковые), переносные, носимые.

Радиоприемное устройство с трактом, в котором усиление и избирательность сигнала осуществляется непосредственно на частоте принимаемого сигнала, называется приемником прямого усиления (рис.15.1).

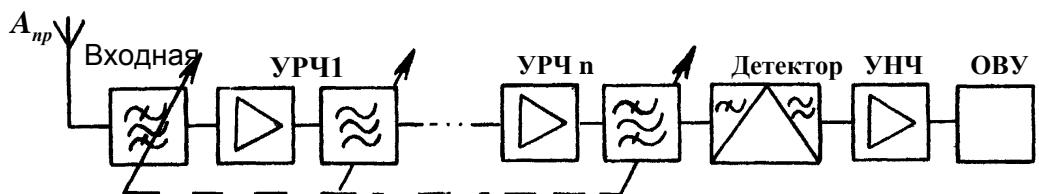


Рис. 15.1

Входная цепь, представляющая собой частотно-селективную электрическую цепь, обеспечивает предварительную частотную селекцию сигнала на входе первого усилителя радиочастоты (УРЧ1). Усилители радиочастоты предназначены для усиления принятого сигнала до уровня, при котором возможно качественное детектирование, и для обеспечения необходимой избирательности приемника. Усилители УРЧ нагружены на колебательные контуры, настраиваемые на несущую частоту применяемого сигнала. Детектор преобразует принятый модулированный сигнал в сигнал низкой частоты, поступающий на вход усилителя низкой частоты (УНЧ), который усиливает его до значения, обеспечивающего нормальную работу окончного воспроизводящего устройства (ОВУ).

Радиоприемник прямого усиления имеет сложную систему настройки, низкую чувствительность и избирательность. Эти недостатки отсутствуют у супергетеродинного радиоприемника, впервые построенного в 1919 г. американцем Армстронгом.

15.2. Супергетеродинный приемник

В радиотракте супергетеродинного радиоприемника преобразуется частота приемного сигнала, причем независимо от частоты принимаемого сигнала, промежуточная частота фиксирована. Структурная схема супергетеродинного приемника с одним преобразованием частоты в радиотракте приведена на рис. 15.2 и отличается от структурной схемы радиоприемника прямого усиления наличием преобразователя частоты **Пр** и усилителя промежуточной частоты УПЧ. Преобразователь частоты состоит из смесителя **См** и местного генератора, называемого гетеродином, вырабатывающим колебания с частотой f_g . В системе преобразуется несущая частота принимаемого сигнала f_c в другую постоянную и более низкую промежуточную частоту f_{np} без изменения закона модуляции.

Входной ток преобразователя содержит составляющую с частотой сигнала и ряд комбинационных составляющих с частотами $|f_c + kf_g|$, в которых обычно используют разностную частоту $|f_g - f_c|$. На частоту f_{np} настроены селективные цепи усилителя УПЧ, обеспечивающего основное усиление и избирательность в радиотракте супергетеродинного радиоприемного устройства.

В супергетеродинном приемнике по сравнению с радиоприемником прямого усиления существенно упрощается система его настройки, улучшаются чувствительность и избирательность, а также помехоустойчивость. Радиоприемник выполняет следующие основные задачи: селекция, т.е. выделение полезного сигнала из суммы ЭДС, наводимых в приемной антенне электромагнитными волнами различных сигналов и помех; усиления колебаний радиочастоты с выхода антенны по напряжению и мощности, демодуляция колебаний радиочастоты, т.е. преобразование высокочастотного модулированного сигнала в низкочастотный или видеосигнал, усиления выделенного сигнала до уровня, обеспечивающего нормальную работу оконечного воспроизводящего устройства.

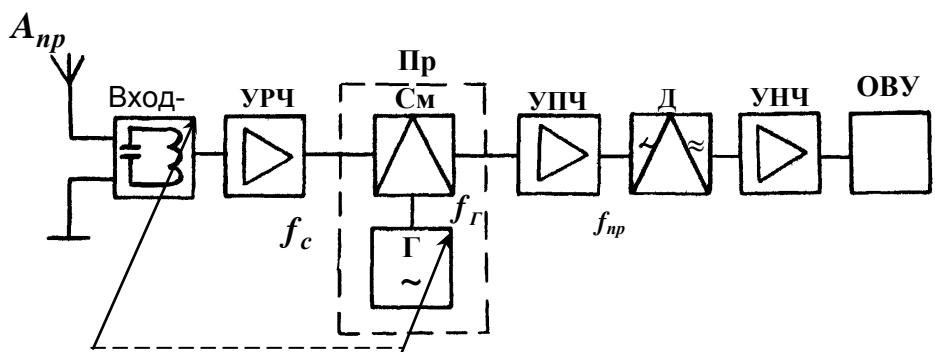


Рис. 15.2

15.3. Основные электрические параметры радиоприемников

Рассмотрим основные электрические параметры радиоприемников. Рабочая частота приемника должна совпадать с рабочей частотой передатчика данной радиолинии. Приемник, имеющий одну рабочую частоту, называется приемником с фиксированной настройкой. Приемники, принимающие сигналы нескольких передатчиков, последовательно перестраиваясь с одной рабочей частоты на другую, называются диапазонными, для которых вводится показатель – диапазон рабочих частот.

Чувствительность приемника характеризует его способность принимать слабые сигналы. Электродвижущая сила E , наведенная или в антенне, имеет очень маленькую амплитуду. Электродвижущая сила E характеризует чувствительность приемника, коэффициент усиления которого $K = U_{выхc}/E_A$ должен обеспечивать на выходе требуемую амплитуду напряжения $U_{выхc}$ (мощность $P_{выхc}$) телефонного, телеграфного или иного сигнала. При увеличении коэффициента K приемник становится хорошим усилителем не только для сигнала, но и для помех. Поэтому для приемников вводят показатель – реальная чувствительность. Она оценивается минимальным значением E_A на входе, при которой на выходе достигается заданная амплитуда напряжения $U_{выхc}(P_{выхc})$ сигнала при заданном отношении сигнал/помеха $(P_{выхc}/P_{выхn})$. Реальная чувствительность современных приемников $E_A = (0,1 - 5)$ мкВ при $(P_{выхc}/P_{выхn}) = 20$ дБ.

Для приемников дециметровых и сантиметровых волн вводится понятие коэффициент шума N :

$$N = 1 + \frac{P_{исо\delta}}{P_{шум}} \cdot K_p, \quad (15.1)$$

где $P_{исо\delta}$ – тепловые собственные шумы;

K_p – реальный коэффициент усиления по мощности.

Связь E с N и другими параметрами приемника определяется формулой:

$$E_A = \sqrt{4kT_0 r_A \Delta f_{\phi} \left[t_A - 1 + \frac{N}{K_{p\phi}} \right] \gamma_p}, \quad (15.2)$$

где kT_0 – произведение постоянной Больцмана на абсолютную температуру окружающей среды;

Δf_{ϕ} – полоса частот, в пределах которой измеряется шумовое напряжение, совпадает с полосой пропускания приемника f_r ;

t_A – относительная шумовая температура антенны с сопротивлением r_A ;

$K_{p\phi}$ – коэффициент передачи фидера по мощности;

γ_p – отношение сигнал/шум по мощности на выходе линейной части приемника, необходимое для нормальной регистрации сообщения.

Избирательность приемника характеризует его способность обеспечивать большое усиление всех составляющих полезного радиосигнала и возможно меньшее усиление помех, из которых наиболее опасными являются ЭДС, наводимые в антенне излучениями передатчиков соседних частотных каналов с интервалом $\Delta f_{ck} = 25$ кГц. Этую способность дают приемнику колебательные системы, благодаря которым коэффициент усиления K является функцией частоты $K = \varphi(f)$ (рис. 15.3).

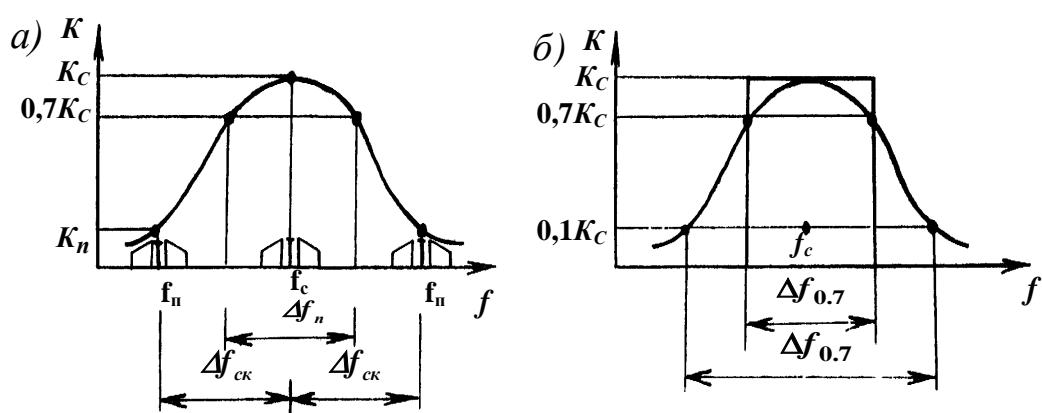


Рис. 15.3

Односигнальная избирательность $V_{ck} = k_c/k_n$ показывает во сколько раз коэффициент усиления принимаемого канала с частотой f_c больше коэффициента усиления помехи с частотой соседнего канала $f_n = f_c \pm \Delta f_{ck}$.

Двухсигнальная избирательность по соседнему каналу, равная отношению $V_{ckp} = U_{ck}/U_c$, где U_{ck} , U_c – амплитуды напряжений помехи соседнего канала и сигналы на входе.

Полоса пропускания – диапазон частот Δf_n , в пределах которого коэффициент усиления приемника остается сравнительно постоянным, например, уменьшается не более чем $\sqrt{2}$ (3 дБ) от максимального значения K_c (рис. 15.3, а). Так как принимаемый сигнал является модулированным с шириной полосы Δf_c , то необходимо выполнить условие $\Delta f \leq f_n$.

Степень приближения реальной колоколообразной характеристики полосы пропускания к идеальной прямоугольной оценивается коэффициентом прямоугольности $k_{np} = \Delta f_{n0,7} / \Delta f_{n0,1}$, равным отношению полос пропускания на уровнях 0,7 и 0,1 соответственно (рис. 15.3, б).

Выходная мощность $P_{вых}$ – мощность полезного сигнала на выходе (телефонного, телеграфного, телевизионного и т.д.) для нормального преобразования сигнала в сообщение. $P_{вых} = 1 + 10$ Вт при использовании громкоговорителей и $P_{вых}$ при использовании телефона.

Нелинейные искажения – это искажения формы сигнала, возникающие при большой амплитуде последнего из-за нелинейности характеристик электронных элементов в каскадах радиоприемника. Количественно оцениваются коэффициентом нелинейных искажений:

$$K_H = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots U_n^2}}{U_1}, \quad (15.3)$$

где U_1, U_n – амплитуды первой и высших гармоник сигнала соответственно.

Частотные искажения возникают из-за неравномерности усиления различных составляющих спектра полезного сигнала, за счет колебательных систем в усилителях радиочастоты и паразитных реак-

тивных сопротивлений в усилителях низкой частоты.

Основным типом современного радиоприемника является супергетеродинный приемник, структурная схема которого приведена на рис. 15.2.

Ключевые слова

1. Избирательность (селективность) приемника – способность радиоприемного устройства из множества сигналов, несущих различную информацию, выделять нужные сигналы или реагировать только на сигналы с заранее заданными параметрами.

2. Коэффициент шума – отношение мощности шумов, создаваемых эквивалентом антенны и линейной частью радиоприемника, к мощности шумов, создаваемых одним эквивалентом. Коэффициент шума лежит в пределах от **1,1** до нескольких десятков, при коэффициенте шума менее **1,1** пользуются более удобным понятием «шумовая температура».

3. Полоса пропускания частот – интервал частот, в пределах которого отношение амплитуды колебаний на выходе с электрической цепи к амплитуде колебаний на ее входе не опускается ниже определенного уровня, обычно **1 – 3** дБ от максимального значения. Например, полоса пропускания телефонного канала – **300 – 3400** Гц, радиовещания **30** Гц – **15** кГц, телевизионного видеоканала **50** Гц – **6** МГц.

4. Помехи радиоприему – электромагнитные или электрические возмущения во входной цепи радиоприемника, препятствующие правильному приему полезного сигнала и не связанные с ним посредством известной функциональной зависимости. Различают: космические, атмосферные, индустриальные помехи, эхо, замирания, умощленные или организованные и внутренние (собственные) шумы радиоприемных устройств.

5. Преобразователь частоты – электронное устройство, изменяющее устройство подаваемого на его вход радиосигнала, посредством воздействия вспомогательных колебаний другой частоты. На выходе чаще всего выделяют разность частот. Используется в супергетеродинных приемниках.

6. Радиоприемник – аппарат для выделения сигналов принимаемой радиостанции или какого-либо излучения радиоволн, их усиления и преобразования для воздействия на соответствующее воспроизводящее устройство: громкоговоритель, электроннолучевую трубку, телеграфный аппарат и т. д.

7. Радиоприемник прямого усиления – приемник с непосредственным (прямым) усилением колебаний на принимаемых частотах (до детектора) и на частотах модуляции (после детектора).

8. Супергетеродинный приемник (супергетеродин) – радиоприемник с преобразованием частоты принятых сигналов в некоторую, чаще фиксированную (промежуточную) частоту, на которой осуществляется основное усиление сигналов. Имеет большую чувствительность, избирательность и коэффициент усиления по сравнению с приемником прямого усиления.

Контрольные вопросы

1. Область применения приемников прямого усиления.
2. Область применения супергетеродинных приемников.
3. В каких случаях используют несколько преобразователей в супергетеродинном приемнике?
4. Что такое чувствительность радиоприемника?
5. Что такое избирательность радиоприемника?
6. Чем отличается приемник с фиксированной частотой от диапазонного приемника?
7. Каким образом получается промежуточная частота?
8. Назначение усилителя промежуточной частоты.

16. ВХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА, УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКОВ

16.1. Входное устройство

Преселектор, состоящий из входной цепи и усилителя радиочастоты, осуществляет предварительное усиление сигнала, избирательность по соседнему каналу (V_{ck}) и основную избирательность по зеркальному каналу ($V_{зк}$). Входная цепь (рис. 16.1) включает в себя колебательный контур L , C , связанный с антенной и входом УРЧ. В зависимости от соединения с антенной различают входные цепи с емкостной, трансформаторной, автотрансформаторной и комбинированной связью (рис. 16.1, a , b , $в$, $г$) соответственно. Для соединения контура с УРЧ используют индуктивную (рис. 16.1, a , $г$) или емкостную (рис. 16.1, $б$, $в$).

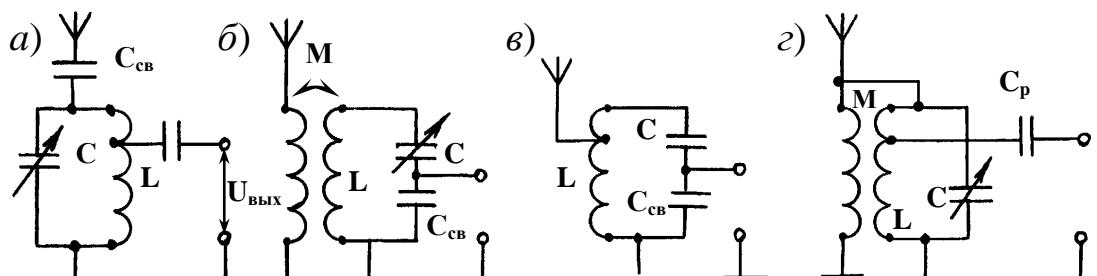


Рис. 16.1

Основными параметрами входной цепи являются: коэффициент передачи $K_{вц} = U_{вых}/E_A$, избирательность по соседнему $V_{ск}$, и зеркальному $V_{зк}$ каналам, а также полоса пропускания. Входная цепь является пассивным элементом, однако, за счет резонансных свойств контура $K_{вц\max} > 1$.

16.2. Усилитель радиочастоты

Усилитель радиочастоты и генератор с внешним возбуждением относятся к устройствам одного класса. Отличие состоит в том, что сигнал на входе УРЧ имеет малую амплитуду, является модулированным и требует одинакового усиления составляющих в диапазоне Δf_c , и, кроме того, сопровождается помехами, которые необходимо подавить.

Определим основные параметры для схемы УРЧ (рис. 16.2), такие как коэффициент усиления $K_{ура}$, избирательность V , полоса пропускания Δf_n , входное сопротивление, уровень перекрестных искажений:

$$K_{ура} = \frac{Y_{21} \cdot Z_p P_1 P_2}{\sqrt{1 + (Qy)^2}}, \quad (16.1)$$

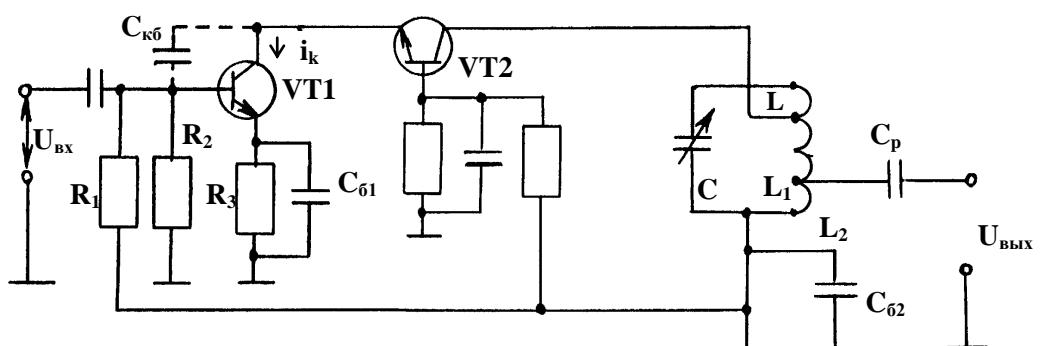


Рис. 16.2

где $y = \frac{2(f - f_{cp})}{f_{cp}}$ – текущая относительная частота расстройки;

$$V_{ck} = \frac{K_{y_{p\max}}}{K_{y_{p\text{cк}}}}; \quad V_{3k} = \frac{K_{y_{p\max}}}{K_{y_{p3k}}}, \quad (16.2)$$

где $K_{y_{p\max}}, K_{y_{p\text{cк}}}, K_{y_{p3k}}$ – коэффициенты усиления сигнала ($y = 0$), соседнего ($y = y_{ck}$) и зеркального ($y = y_{3k}$) каналов соответственно.

$$V_{ck/3k} = \sqrt{1 + (Q_3 y_{ck/3k})^2}, \quad \Delta f_n = \frac{f_{cp}}{2Q_3}. \quad (16.3)$$

Так как $y_{3k} \gg y_{ck}$, $V_{3k} \gg V_{ck}$.

Избирательность УРЧ и его полоса пропускания в сильной степени зависит от эквивалентной добротности контура Q_3 , на значение которой влияет выходное сопротивление транзистора $VT1 - R_{\text{вых}}$ и входное сопротивление следующего каскада $R_{\text{вх}}$.

$$Q_3 = \frac{\omega L}{r + r_{\text{вн1}} + r_{\text{вн2}}} = \frac{\omega L}{r + \frac{\omega L}{R_{\text{вых}}} P_1^2 + \frac{\omega L}{R_{\text{вх}}} P_2^2}. \quad (16.4)$$

Важным параметром УРЧ является $R_{\text{вх}}$, которое оказывает шунтирующее действие на контур входной цепи, снижая его избирательность. Для рассматриваемой схемы

$$R_{\text{вход}} = \frac{\Delta U_{\delta\omega}}{\Delta I_{\delta}} = \frac{\Delta U_{\delta\omega} \cdot \Delta I_k}{\Delta I_{\delta} \cdot \Delta I_k} = \frac{\beta_1}{Y_{21}}, \quad (16.5)$$

где $\beta_1 = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_{\delta}}$ – коэффициент усиления транзистора по току.

В качестве УРЧ используются усилители с общей базой. Для обоих усилителей имеется общий недостаток – существование цепи положительной обратной связи, которая может вызывать в усилителе паразитный процесс самовозбуждения. В рассматриваемых схемах элементом положительной обратной связи выступает $C_{\kappa\delta}$ в УРЧ с

общим эмиттером и C_k , в УРЧ с общей связью. Для устранения недостатка УРЧ с общей базой – малого входного сопротивления:

$$R_{ex} = \frac{\Delta U_{\theta\theta}}{\Delta I_2} \cong \frac{1}{Y_2}, \quad (16.6)$$

используют каскодную схему (рис. 16.3). Нагрузкой первой части схемы на транзисторе $VT1$ с общим эмиттером является входное

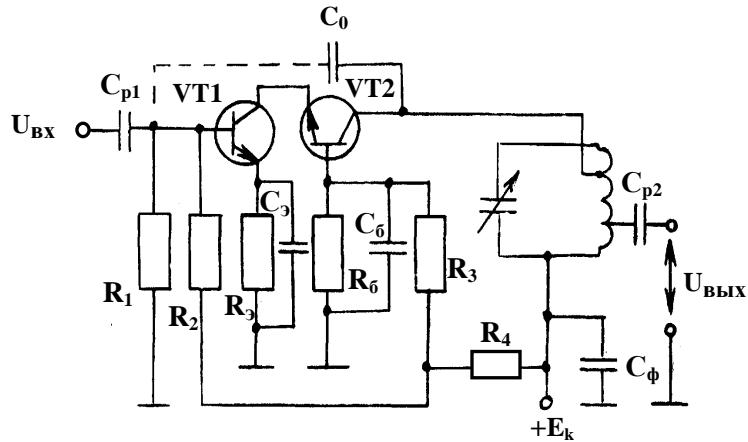


Рис. 16.3

сопротивление второй части, собранной на транзисторе $VT2$ общей базой $Z'_H = \frac{1}{Y'_{21}}$.

Тогда коэффициент усиления первой части:

$$K' = Y'_{2l} \cdot Z'_H \cong Y'_{2l} / Y''_{2l}, \quad (16.7)$$

а коэффициент усиления второй части:

$$K'' = Y_{2l}'' \cdot Z_p \cdot p_1 \cdot p_2. \quad (16.8)$$

Общий коэффициент усиления каскодной схемы

$$K_k = K' \cdot K'' = Y'_{2l} \cdot Z_p \cdot p_1 \cdot p_2 \quad (16.9)$$

равен аналогичному параметру обычного УРЧ (см. 16.1).

Элементом положительной обратной связи в каскодной схеме является последовательное соединение емкостей C_o двух переходов транзисторов $VT1$ и $VT2$, то есть:

$$C_0 = \frac{C'_{\kappa\delta} + C_{\kappa\vartheta}}{C'_{\kappa\delta} \cdot C_{\kappa\vartheta}}. \quad (16.10)$$

Поэтому $K_{y_{p\chi\kappa}} > K_{y_{p\chi\delta\delta}} > K_{y_{p\chi\delta\vartheta}}$.

Входное сопротивление определяется первой частью

$R_{ex\kappa} = R_{ex\delta\delta} = \frac{\beta_1}{Y_{21}}$ и намного превышает $R_{ex\delta\vartheta}$. Еще более высокое R_{ex}

и $K_{y_{p\chi}}$ обеспечивает УРЧ на интегральных микросхемах и полевых транзисторах, причем последняя перестраивается по частоте электронным способом с помощью варикапов $VD1$ и $VD2$, управляемых напряжением E_y .

16.3. Преобразователи частоты

На рис. 16.4 приведена в качестве примера схема преобразователя частоты с транзисторным смесителем, которая содержит гетеродин Γ , смеситель CM и резонансную нагрузку (колебательный контур).

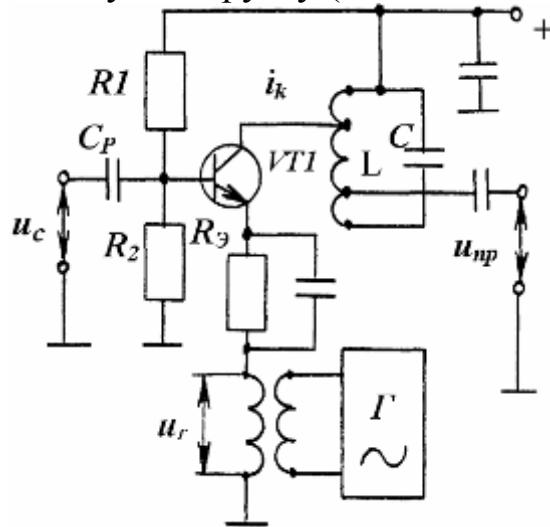


Рис. 16.4

Гетеродин (генератор с самовозбуждением) создает вспомогательное колебание радиочастоты $u_r = U_r \cos \omega_r t$, которое вместе с модулированным сигналом $u_c = U_c(t) \cos \omega_{cp} t$ подается на смеситель, выполняющий функцию перемножителя колебаний:

$$u_{np} = u_r(t)u_c(t). \quad (16.11)$$

Как известно, транзистор обладает нелинейной проходной характеристикой $i_k = f(e_{\delta\vartheta})$, имеющей в каждой точке разную крутизну $S = \operatorname{tg}\alpha$ (прямую проводимость $Y_{2I} = \Delta i_k / \Delta e_{\delta\vartheta}$), нарастающую с увеличением $e_{\delta\vartheta}$.

Это позволяет рассматривать характеристику $Y_{2I} = f(e_{\delta\vartheta})$ и считать транзистор элементом с переменной проводимостью (параметрическим элементом). Подводя на эмиттерный переход большее по амплитуде напряжение гетеродина, получим изменение Y_{2I} во времени по закону:

$$Y_{2I} = Y_{2I0}(1 + \gamma U_r \cos \omega_r t), \quad (16.12)$$

где Y_{2I0} – прямая проводимость в режиме усиления ($U_r = 0$);

γ – коэффициент пропорциональности.

Коллекторный ток будет равен:

$$\begin{aligned} i_k &= Y_{2I}(t)u_{\delta} = U_{2I0}(1 + \gamma U_r \cos \omega_r t)U_c(t) \cos \omega_{cp} t = \\ &= U_{2I0}U_c(t) \cos \omega_{cp} t + 0,5Y_{2I0}\gamma U_r(t) \cos(\omega_{cp} \pm \omega_r)t. \end{aligned} \quad (16.13)$$

Колебательный контур, настроенный на частоту $\omega_{np} = \omega_{cp} - \omega_r$, является резонансной нагрузкой Z_p и отделяет составляющую тока с промежуточной частотой от составляющих с частотой f_{cp} и $f_{cp} + f_r$. В результате этого на выходе преобразователя частоты получаем:

$$u_{3kp} = 0,5U_{2I0}U_c(t)U_r Z_p \cos(\omega_{cp} - \omega_r)t. \quad (16.14)$$

Амплитуда $U_{np} = U_{2I}U_c(t)Z_p$, где $Y_{2Inp} = 0,5Y_{2I0}\gamma U_r$ – проводимость транзисторов в режиме перемножителя, а коэффициент передачи преобразователя по напряжению определяется по формуле:

$$K_{np} = \frac{U_{np}}{U_c(t)} = Y_{2Inp}Z_p. \quad (16.15)$$

Так как $Y_{2Inp} \ll Y_{2I0}$, то в процессе преобразования (уменьшения)

частоты сигнала увеличение его амплитуды незначительно. Создавая условия работы усилителя промежуточной частоты, преобразователь одновременно является причиной появления побочных каналов приема (зеркальный канал и канал прямого прохождения).

Зеркальный канал это излучение передатчика с частотой:

$$f_{зкр} = f_{\Gamma} - f_{np} = f_{cp} - 2f_{np} \text{ при } f_c > f_{\Gamma}$$

или

$$f_{зкр} = f_{\Gamma} + f_{np} = f_{cp} + 2f_{np} \text{ при } f_{cp} > f_{\Gamma}.$$
(16.16)

Колебание $f_{зкр}$, попадая на смеситель, после умножения дает:

$$u_{зкнр} = \gamma u_{зкр} \times u_{\Gamma} = 0,5\gamma U_{зк} U_{\Gamma} \cos(\omega_{зкр} \pm \omega_{\Gamma})t,$$

так как $\omega_{зкр}$ отличается от ω_{Γ} на ω_{np} , то одна из составляющих зеркального канала на выходе преобразователя частоты имеет ω_{np} . Борьба с зеркальным каналом ведется в преселекторе.

Канал прямого прохождения, это излучение передатчика с частотой f_{np} , колебание с такой частотой может пройти через **ПЧ** без перемножения с u_{Γ} и попасть в полосу пропускания УПЧ. Этот канал также подавляется в преселекторе.

Ключевые слова

1. Входная цепь – согласовывает сопротивление антенны с усилителем высокой частоты радиоприемника.
2. Зеркальный канал – побочный канал приема в супергетеродинном приемнике, отстоящий на двойную промежуточную частоту от основного канала так, что частота гетеродина располагается между ними. Зеркальный канал является помехой основному каналу и ослабляется за счет электрических фильтров на входе приемника.
3. Канал прямого прохождения – побочный радиоканал, частота которого $f_{кпп}$ совпадает с промежуточной частотой супергетеродинного приемника $f_{кпп} = f_{пр}$, проходит через преобразователь частоты без преобразования, является помехой и подавляется в преселекторе.
4. Каскодный усилитель радиочастоты – состоит из двух усилителей, один из которых с общим эмиттером, является входом для второго

го усилителя с общей базой. Такое включение обеспечивает высокий коэффициент усиления, уменьшение в два раза влияния паразитных емкостей транзисторов, за счет чего увеличивается устойчивость усилителя.

5. Преобразователь частоты – устройство, предназначенное для переноса частот радиоканала f_k в область более низких частот $f_{np} = f_{kk} - f_g$, состоит из транзисторного смесителя с резонансной нагрузкой и маломощного генератора (гетеродина). Создавая условия для переноса частоты, преобразователь является причиной появления побочных каналов приема – зеркального канала и канала прямого прохождения.

6. Смеситель приемника – устройство, на выходе которого получаются частоты канала приема и гетеродина $f_k \pm f_g$. Используется в преобразователе частоты супергетеродинного приемника. Усилитель промежуточной частоты, как правило, выделяет разность $f_k - f_g$.

7. Усилитель радиочастоты – устройство для усиления радиосигнала в приемнике до уровня необходимого для устойчивой работы детектора (приемник прямого усиления) или для смесителя преобразователя частоты в супергетеродинном приемнике.

Контрольные вопросы

1. Основное назначение преселектора.
2. Укажите разновидности и особенности входных устройств.
3. Устройство усилителей радиочастоты (УРЧ).
4. Нарисуйте УРЧ с общей базой, укажите назначение элементов, его достоинства и недостатки.
5. Поясните принцип работы и устройство каскодных УРЧ.
6. Поясните назначение элементов преобразователя частоты.
7. Назначение смесителя и его характеристики.
8. Дайте определение зеркальному каналу.
9. Дайте определение каналу прямого прохождения.
10. В какой части приемника подавляются побочные каналы?

17. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ, ДЕТЕКТОРЫ ПРИЕМНИКОВ

17.1. Усилители промежуточной частоты

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) предназначен для усиления промежуточной частоты ($f_{pp} = \text{const}$) и обеспечения основной избирательности по соседнему каналу. У УПЧ используется совокупность связанных контуров, образующих фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), имеющих частотную характеристику, близкую к прямоугольной. На рис.17.1 приведен УПЧ с трехконтурным ФСС и емкостной связью между контурами.

Первый и второй контуры настроены на крайние частоты полосы пропускания f_1 и f_2 и, имея большую добротность $Q_1 = Q_2$, формируют склоны частотной характеристики $K_{y_{pp}} = \varphi(t)$, обеспечивая заданную избирательность по соседнему каналу. Третий контур $f_{cp} = f_{np}$ и имеет малую добротность ($Q_3 < Q_1 < Q_1 = Q_2$), что позволяет сформировать сравнительно плоскую вершину характеристики и уменьшить неравномерность усиления в полосе пропускания. Так строятся ФСС широкополосных УПЧ, многоканальных приемников. Узкополосные УПЧ радиостанций технологической связи строятся на базе ФСС, у которых контуры настроены на одну (среднюю) частоту полосы пропускания. При этом необходимая форма частотной характеристики получается подбором коэффициента связи между контурами.

На практике в качестве ФСС широко используются электромеханические и пьезоэлектрические фильтры.

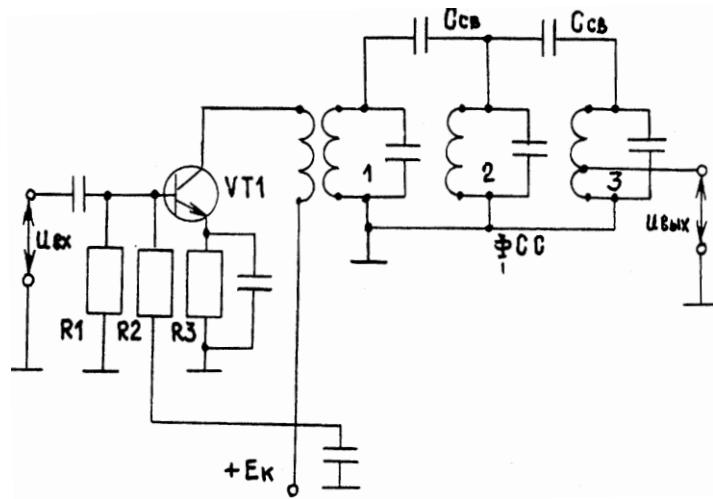


Рис. 17.1

Для увеличения амплитуды сигнала до значений, необходимых для нормальной работы демодулятора после УПЧ с ФСС, включают усилители с резистивной нагрузкой. Коэффициент $K_{y_{pp}} = K_1 K_2 \dots K_n$ может достигать сотен тысяч.

17.2. Амплитудные детекторы

В зависимости от вида модуляции принимаемого сигнала демодуляторы (детекторы) различают амплитудный, частотный, фазовый.

Амплитудный детектор преобразует амплитудно-модулированное колебание промежуточной частоты $u_{\text{вх}} = U_o (1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_{np} t$ в колебание звуковой частоты $u_{\text{вых}} = U_o \cos \Omega t$.

Для выполнения преобразования детектор должен иметь нелинейную характеристику. На рис. 17.2 приведена схема амплитудного детектора на полупроводниковом диоде, вольтамперная характеристика которого при напряжениях порядка долей вольта представляется зависимостью $i\partial = au^2$.

Если на входе детектора амплитудно-модулированное колебание, то ток $i\partial$ на выходе диода имеет вид:

$$\begin{aligned} i\partial &= a \left[U_o (1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_{\text{вх}} t \right]^2 = \\ &= 0,5a \left[U_o^2 (1 + 2M \cos \Omega t) (1 + \cos 2\omega_{\text{вх}} t) \right]. \end{aligned} \quad (17.1)$$

Составляющая $i_{\Omega} = aU_o^2 \cos \Omega t$ является полезным продуктом детектирования, создает на сопротивлении напряжение:

$$U_{\Omega} = aU_o^2 M \cos \Omega t R.$$

В токе диода содержится постоянная составляющая $I\partial_0 = 0,5aU_o^2(1+0,5M^2)$, которая на R_o образует постоянное напряжение, создающее небольшое запирающее напряжение смещения; высокочастотные составляющие с частотами $2\omega_{np}, 2\omega_{np} \pm \Omega$ и $2\omega_{np} \pm 2\Omega$, протекающие через C_o , имеющий сопротивление $1/\omega C_o \ll R_o$ и не создающие на R_o падения напряжения; составляющая $u_2 \Omega = 0,25aU_o^2 M^2 \cos 2\Omega \omega t$ является паразитным продуктом детектирования, вызывает нелинейные искажения сигнала.

Для уменьшения искажений среднюю амплитуду U_o входного амплитудно-модулированного сигнала увеличивают так (рис. 17.3), чтобы $U_o^3 U_{\text{нел}} / (1 - M)$, где $U_{\text{нел}}$ напряжение, соответствующее концу квадратичной характеристики. При этом вольтамперная характеристи-

стике диода $i_d = f(U_{\alpha x})$, оставаясь в целом нелинейной для мгновенных значений $U_{\alpha x}$, будет линейной для его огибающей, изменяющейся по закону

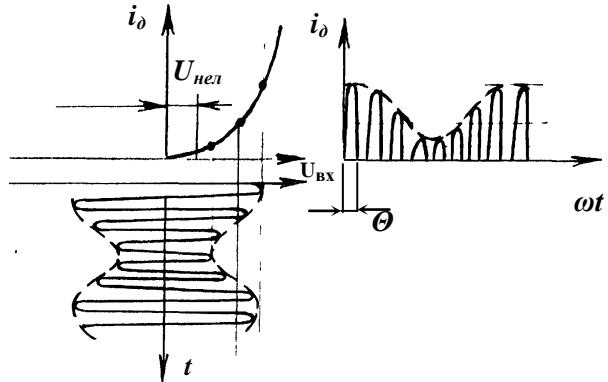
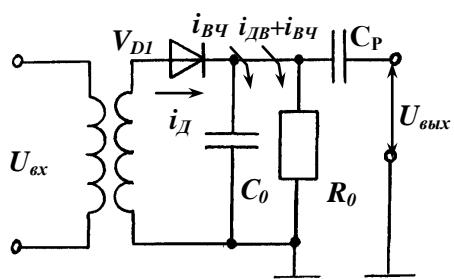


Рис. 17.2

Рис. 17.3

звуковой частоты. Ток через диод протекает в виде амплитудно-модулированных импульсов с углом отсечки Θ . Коэффициент передачи диодного детектора равен:

$$k_n = (U_\alpha / U_\theta M) = \cos \Theta \cong \cos(\sqrt[3]{3\pi R_\theta S}), \quad (17.2)$$

где S – крутизна прямолинейного участка характеристики.

Демодулятор сигналов ОБП АМ. В демодуляторе сигналов ОБП АМ (когерентном, синхронном) трудно получить опорное колебание. Его сравнительно просто получить по двум боковым полосам (АМК, БМК), а по ОБП АМ – значительно сложнее. В связи эта проблема решается использованием высокостабильных генераторов на передающей и приемной сторонах.

Допустимый асинхронизм, т. е. разница несущей частоты ОБП АМ и опорного колебания, $\nu = 10$ Гц для телефонной связи. Для высокохудожественной передачи речи или музыки $\nu = 1 - 2$ Гц. По этим цифрам можно определить допустимую относительную нестабильность частоты генераторов. Опорное колебание можно формировать по передаваемому остатку колебания несущей частоты (пилот-сигналу), но это не выгодно энергетически.

Так как однополосная модуляция представляет собой линейное

транспонирование спектра модулирующего сигнала $b(t)$ вверх по шкале частот, а демодуляция – вниз, то детектор сигнала ОБП АМ можно выполнить на базе формирователя сигнала ОБП АМ фазовым методом (фазовый метод детектирования ОБП АМ). Схема такого детектора конструктивно отличается от схемы формирователя тем, что введены два **ФНЧ**, подключенные к выходам перемножителей **П1**, а блок **ПФВ** подключен не ко входу **П2**, а к его выходу через **ФНЧ2**. Такое устройство позволяет детектировать ОБП АМ колебание с подавлением зеркальной помехи. Это значит, что можно детектировать колебание, состоящее из двух боковых полос, несущих различную информацию:

$$u(t) = U_1(t) \sin(\omega_0 + \Omega_1)t + U_2(t) \sin(\omega_0 - \Omega_2)t.$$

Пусть такое колебание поступает на сигнальные входы перемножителей **П1** и **П2** детектора (рис. 17.4). С генератора Γ подается колебание $u_0(t) = U_0 \sin \omega_0 t$ на опорный вход **П1** непосредственно, а на опорный вход **П2** – через фазовращатель **ФВ** на 90° : $u_{02}(t) = U_0 \cos \omega_0 t$.

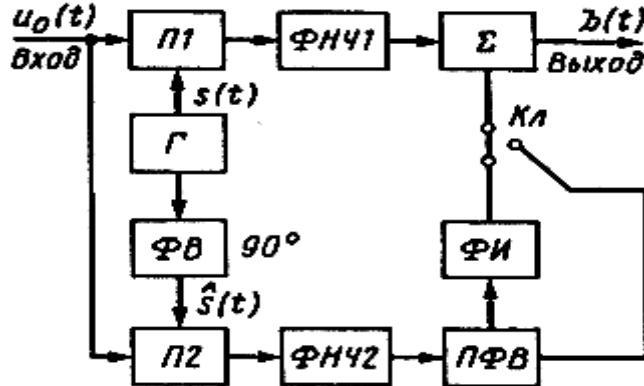


Рис. 17.4

На выходе ФНЧ этих перемножителей получаем сигналы:

$$u_{\phi 1}(t) = 0,5U_0U_1(t) \cos \Omega_1 t + 0,5U_0U_2(t) \cos \Omega_2 t;$$

$$u_{\phi 2}(t) = -0,5U_0U_1(t) \sin \Omega_1 t + 0,5U_0U_2(t) \sin \Omega_2 t.$$

Синусоидальные составляющие $u_{\phi 2}(t)$ в блоке **ПФВ** преобразуются в косинусоидальные, так что на выходе сумматора **Σ** напряже-

ние $u_{\Sigma}(t) = U_0 U_2(t) \cos \Omega_2 t$, т. е. продетектирована ВБП и подавлена нижняя. Если же вычесть из $u_{\delta 1}(t)$ напряжение $u_{\delta 2}(t)$, то получим $u_{\Sigma}(t) = U_0 U_1(t) \cos \Omega_1 t$, т. е. продетектирована НБП и подавлена верхняя или наоборот. Сложение или вычитание этих колебаний осуществляется ключом **Кл** (рис. 17.4). Если передача ведется только на ОБП АМ, то колебание на месте второй боковой будет зеркальной помехой, которая подавляется в данной схеме. Степень этого подавления a определяется погрешностью $\Delta\varphi$ **ПФВ** на 90° . Зеркальная помеха подавляется не только на низкой, но и на любой промежуточной частоте. Фазовый метод преобразования частот позволяет существенно (на 40 дБ) увеличить избирательность по зеркальному каналу приемника независимо от вида модуляции входных сигналов, в том числе и ЧМ сигналов железнодорожной радиосвязи.

17.3. Частотный детектор

Частотный детектор преобразует частотно-модулированное колебание промежуточной частоты $u_{\text{ex}} = U_0 \cos \left[\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t \right) \right]$ в колебание звуковой частоты $u_{\text{ex}} = U \Omega \cos \Omega t$.

Частотный детектор включает в себя два элемента, из которых первый (линейный) преобразует частотную модуляцию в амплитудную, а второй (нелинейный) производит амплитудное детектирование. На рис. 17.5 приведен **ЧД** (дискриминатор), широко использующийся в служебных **ЧМ** радиоприемниках.

В качестве линейного элемента используются два колебательных контура с комбинированной индуктивно-емкостной связью, настроенные на среднюю частоту входного **ЧМ** напряжения. В качестве нелинейного элемента служат два встречно включенных амплитудных детектора.

При таком включении входное напряжение $u_{\text{вых}} = E_{D1} - E_{D2}$ или с учетом (17.2):

$$u_{\text{вых}} = (U_{D1} - U_{D2}) \cos \Theta, \quad (17.3)$$

где U_{D1}, U_{D2} – амплитуды высокочастотных напряжений, приложенных к диодам.

Используя векторные диаграммы (рис. 17.6) определим напряже-

ния U_{d1} , U_{d2} , $U_{\text{вых}}$ в три различных момента времени. Пусть при $t = t_1$ частота напряжения u_{ex} равна среднему значению $\omega = \omega_0$.

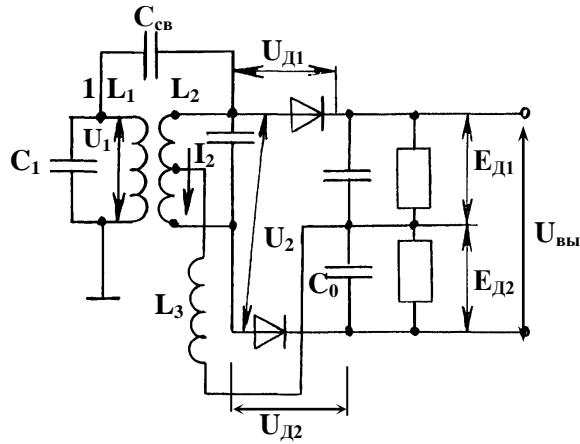


Рис. 17.5

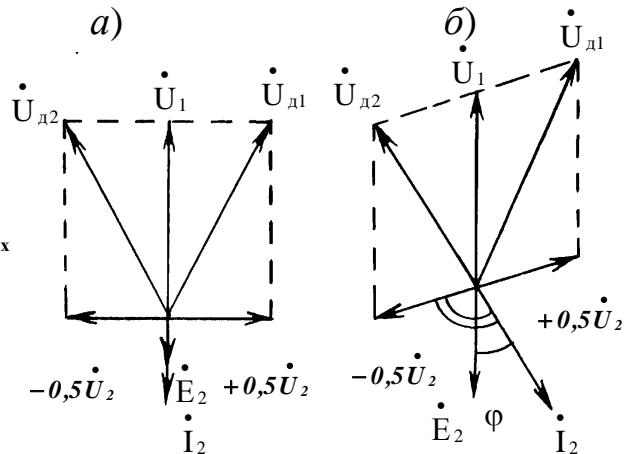


Рис. 17.6

В качестве исходного возьмем вектор напряжения \mathcal{U}_1 на первом контуре (рис. 17.6, *a*). За счет трансформаторной связи ЭДС на вводимой во втором контуре \mathcal{E}_2 будет в противофазе с \mathcal{U}_1 . При $\omega = \omega_0$ второй контур настроен в резонанс с \mathcal{U}_1 , \mathcal{E}_2 поэтому ток \mathcal{I}_2 совпадает с \mathcal{E}_2 по фазе. Напряжение \mathcal{U}_2 , создаваемое \mathcal{I}_2 на индуктивности L_2 разделяется относительно ее средней точки на два противофазных напряжения $\pm 0,5\mathcal{U}_2$, одно из которых опережает \mathcal{I}_2 по фазе на 90° , а другое отстает на этот же угол. Напряжения U_{d1} и U_{d2} на каждом диоде представляет собой векторные суммы напряжений \mathcal{U}_1 , попадающих во второй контур через конденсатор связи $C_{\text{св}}$ и напряжений $\pm 0,5\mathcal{U}_2$, т.е. $U_{d1} = U_1 + 0,5\mathcal{U}_2$, $U_{d2} = U_1 - 0,5\mathcal{U}_2$. Из диаграммы (рис. 17.6, *a*) видно, что в данный момент времени $U_{d1} = U_{d2}$ и в соответствии с формулой (17.3) $U_{\text{вых}} = 0$.

Пусть в момент времени $t = t_2$ частота напряжения u_{ex} стала меньше ω_0 , то есть $\omega = \omega_0 - \Delta\omega$. Второй контур по отношению к первому является контуром последовательного типа, поэтому при $\omega < \omega_0$ он имеет для тока \mathcal{I}_2 емкостной характер сопротивления и ток \mathcal{I}_2 опережает \mathcal{E}_2 по фазе на угол φ , зависящий от величины расстройки $\Delta\omega$ (рис. 17.6, *б*). Проделав построения, аналогичные предыдущему

случаю, видим, что $U_{\Delta 1}^>U_{\Delta 2}^>0$, $U_{вых}>0$.

Если в момент времени $t=t_3$ частота входного напряжения увеличится $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, то второй контур будет иметь индуктивный характер сопротивления, ток $I_2^&$ отстает от $E_2^&$ по фазе на угол φ и для интересующих нас напряжений получим соотношения: $U_{\Delta 1}^&<U_{\Delta 2}^&$, $U_{вых}<0$.

При изменении частоты $u_{\omega x}$ во времени по закону $\omega = \Delta\omega \sin \Omega t + \omega_0$ на выходе детектора получим напряжение звуковой частоты $U_{вых} = U\Omega \sin \Omega t$, амплитуда которого пропорциональна девиации частоты $\Delta\omega$. Элементы в цепи диодов (рис. 17.4) выполняют те же функции, что и в схеме (рис. 17.2). Дроссель i_3 создает цепь для токов $I_{\Delta 0}$ и i_{34} , исключая шунтирование контура L_1 , C_1 , конденсатором C_0 .

Выходное напряжение $U_{вых}$ зависит не только от изменений $\omega(t)$, вызванных частотной модуляцией, но и от изменения амплитуды $u_{\omega x}$, вызванных помехами. Для исключения воздействия помех перед дискриминатором включается амплитудный ограничитель. В качестве ЧМ детекторов используются также дробные детекторы и детекторы с дискретной обработкой ЧМ сигнала.

Для детектирования фазомодулированных сигналов используются фазовые демодуляторы, в которых используется опорное эталонное напряжение.

17.4. Фазовый детектор

Фазовым детектором (ФД) называется устройство, выходное выпрямленное напряжение которого пропорционально разности фаз двух сравниваемых колебаний, имеющих одинаковую частоту.

ФД используются в качестве демодуляторов фазомодулированных колебаний, фазовых дискриминаторов систем АПЧ, а также в корреляторах.

Обычно к фазовому детектору подводится напряжение сигнала

$$u_c = U_c \cos(\omega t + \varphi) \quad (17.4)$$

и так называемое опорное напряжение

$$u_o = U_o \cos \omega t \quad (17.5)$$

с нулевой начальной фазой.

При этом фазовое детектирование осуществляется в виде последовательности двух процессов:

– перемножение u_c и u_o

$$\begin{aligned} i &= a u_c u_o = a U_c U_o \cos(\omega t + \varphi) \cos \omega t = \\ &= 0,5 a U_c U_o \cos \varphi + 0,5 a U_c U_o \cos(2\omega t + \varphi); \end{aligned} \quad (17.6)$$

– выделение составляющей $0,5 a U_c U_o \cos \varphi$ с помощью фильтра нижних частот **ФНЧ** и подавление составляющих на частоте 2ω .

Анализ (17.6) показывает, что выходной ток **ФД** кроме угла φ зависит также от U_c и U_o . Чтобы устраниТЬ указанную зависимость, включают амплитудный ограничитель. Такие детекторы получили название фазовых детекторов с внешним ограничением. **ФД** с внутренним эффектом ограничения имеют совмещенные цепи ограничения и детектирования.

Основные характеристики фазового детектора:

1. Детекторная характеристика

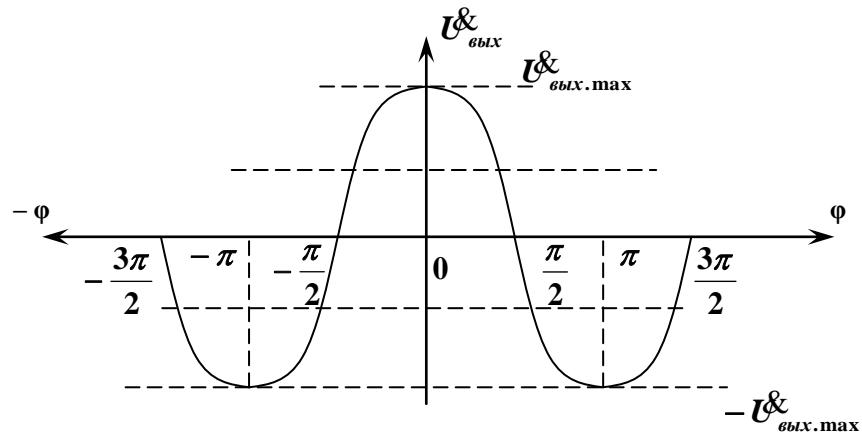


Рис. 17.7

Амплитудно-фазовая характеристика представляет собой периодическую функцию с периодом, равным 2π .

2. Крутизна характеристики фазового детектора

$$S_{\Phi\partial} = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial \varphi}. \quad (17.7)$$

3. Коэффициент передачи фазового детектора

$$K_{\phi\partial} = \frac{U_{\text{вых.макс}}}{U_{\alpha x}}. \quad (17.8)$$

Кроме того, к характеристикам фазового детектора относятся: входное сопротивление, выходное сопротивление, коэффициент искажения.

Рассмотрим схему балансного фазового детектора (рис. 17.8).

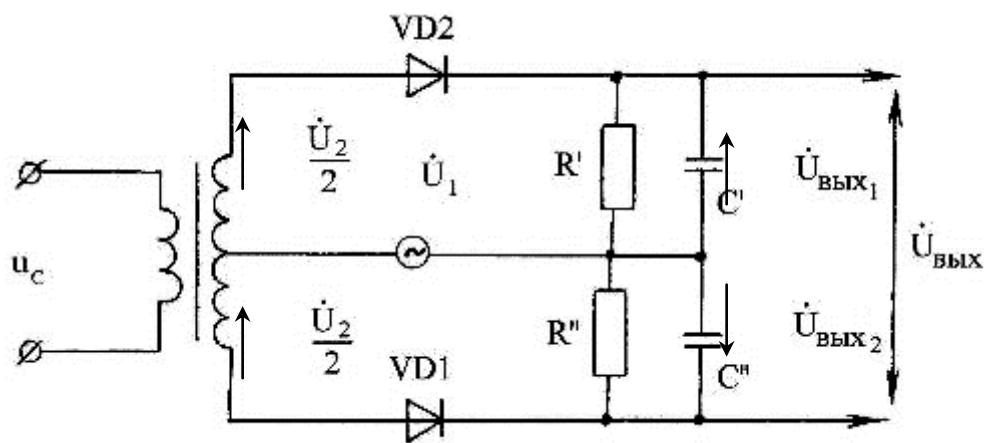


Рис. 17.8

На рис. 17.9 изображена векторная диаграмма, поясняющая принцип работы балансного фазового детектора.

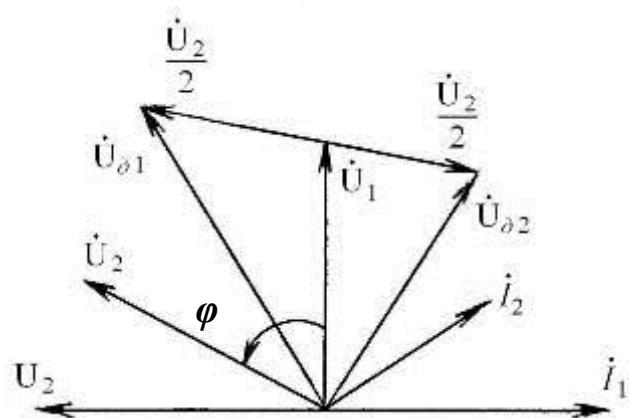


Рис. 17.9

Напряжения на диодах **VD1** и **VD2** будут равны:

$$\mathcal{U}_{\partial 1} = \mathcal{U}_I + \frac{\mathcal{U}_2}{2}; \quad (17.9)$$

$$\mathcal{U}_{\partial 2} = \mathcal{U}_I - \frac{\mathcal{U}_2}{2}. \quad (17.10)$$

Кроме того, из векторной диаграммы (рис. 17.8) следует, что

$$\mathcal{U}_{\text{вых1}} = K_{\partial 1} \times \mathcal{U}_{\partial 1} = K \sqrt{\mathcal{U}_I^2 + \mathcal{U}_2^2 + 2\mathcal{U}_I \times \mathcal{U}_2 \cos \varphi}; \quad (17.11)$$

$$\mathcal{U}_{\text{вых2}} = K_{\partial 2} \times \mathcal{U}_{\partial 2} = K \sqrt{\mathcal{U}_I^2 + \mathcal{U}_2^2 - 2\mathcal{U}_I \times \mathcal{U}_2 \cos \varphi}. \quad (17.12)$$

Детекторная характеристика балансного фазового детектора имеет вид, представленный на рис. 17.10.

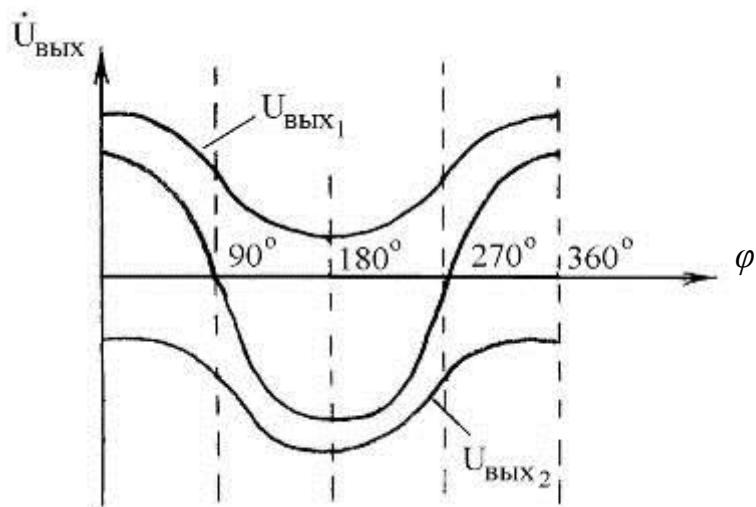


Рис. 17.10

Крутизна характеристики для произвольного отношения амплитуд \mathcal{U}_I и \mathcal{U}_2 :

$$S_{\phi\partial} = \frac{2K_{\partial} \mathcal{U}_I \mathcal{U}_2}{\sqrt{\mathcal{U}_I^2 + \mathcal{U}_2^2}}. \quad (17.13)$$

Коэффициент передачи:

$$K_{\phi\partial} = 2K_{\partial}. \quad (17.14)$$

Входное сопротивление балансного фазового детектора образуется последовательным соединением сопротивлений детекторов и равно:

$$R_{вых} = 8R. \quad (17.15)$$

Напряжение на выходе $U_{вых}$ равно:

$$U_{вых} = U_{вых1} - U_{вых2} = K(U_{\partial 1} - U_{\partial 2}). \quad (17.16)$$

Вблизи $\varphi = 180^\circ$ и 270° детекторная характеристика оказывается линейной при изменении φ в значительных пределах. То есть в этой области детектирование осуществляется с наименьшими искажениями.

Ключевые слова

1. Детектор – электрическая цепь с полупроводниковым (электровакуумным) диодом, транзистором для преобразования (детектирования) модулированных по какому – либо параметру (амплитуде, частоте, фазе) сигналов.
2. Дискриминатор – частотный детектор, имеющий устройство линейного преобразования частотномодулированного сигнала в амплитудно-модулированный сигнал, и амплитудный детектор на двух встречно включенных полупроводниковых диодах.
3. Квадратичный детектор – полупроводниковый диодный детектор, работающий при напряжениях порядка долей вольта, имеющий вольтамперную характеристику вида $i\partial = aU^2\partial$.
4. Линейный детектор – полупроводниковый диодный детектор, работающий при напряжениях более 1 В, имеющий линейную вольтамперную характеристику при $U_{\partial} > 1$ $i\partial = aU\partial$.
5. Пьезоэлектрические фильтры – электрические фильтры, в состав которых входят кристаллы кварца, обладающие пьезоэлектрическим эффектом.
6. Пьезоэлектрический эффект – появление электрических зарядов разного знака на противоположных гранях некоторых кристаллов (кварца, сигнетовой соли и др.) при их механических деформациях и обратный пьезоэлектрический эффект состоит в механических деформациях этих же кристаллов под действием внешнего электрического поля.
7. Фильтр сосредоточенной селекции – электрический фильтр с полосой пропускания, близкой к прямоугольной.

8. Электрический фильтр – устройство, предназначенное для частотного разделения электрических сигналов из совокупности сигналов произвольных частот, поступающих на вход фильтра, на его выходе остаются сигналы, содержащие сигналы, определяемые полосой пропускания, для остальных частот фильтр создает достаточно большое затухание, то есть они попадают в полосу задерживания.

Контрольные вопросы

1. Нарисуйте схему амплитудного детектора, дайте назначение элементов схемы и поясните принцип работы.
2. Нарисуйте схему усилителя промежуточной частоты и поясните, с помощью какого элемента схеме обеспечивается высокая избирательность приемника.
3. Поясните принцип работы частотного демодулятора.
4. В каком устройстве приемника осуществляется максимальное усиление радиосигнала?

18. УСТРОЙСТВА ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНЫХ РАДИОСТАНЦИЙ

18.1. Усилители звуковой частоты

Усилители звуковой частоты (УЗЧ) делятся на два типа: усилители напряжения и усилители мощности.

Усилители напряжения предназначены для усиления амплитуды телефонного сигнала после демодулятора и имеют вид (рис. 18.1).

Коэффициент усиления одного каскада $K = Y_{21} \cdot Z_H$, где Z_H – эквивалентное сопротивление нагрузки, включающее в себя R_H , C_p , R_{ax} , C_{ax} . В процессе усиления телефонного сигнала, имеющего сложную частотно-временную структуру, возникают два вида искажений: нелинейные и частотные.

Нелинейность проходной характеристики транзистора $i_K = f(e_\delta)$ приводит к тому, что зависимость $U_{вых} = f(U_{ax})$, называемая амплитудной характеристикой УЗЧ, имеет верхний изгиб. Если амплитуда U_{ax} превышает некоторое допустимое значение, то форма сигнала на выходе будет отличаться от формы входного сигнала, что классифицируется как нелинейные искажения, приводящие к появлению на

выходе гармоник полезного сигнала.

На рис. 18.2, *a* приведена упрощенная эквивалентная схема. Наличие в ней реактивных элементов $C_{кэ}$, C_p и C_{ax} приводит к неодинаковому усилению различных составляющих спектра звуковых частот, что классифицируется как частотные искажения. Частотная характеристика $K = \varphi(F)$ (рис. 18.2, *б*) имеет понижение коэффициента усиления, как на низких, так и на верхних частотах.

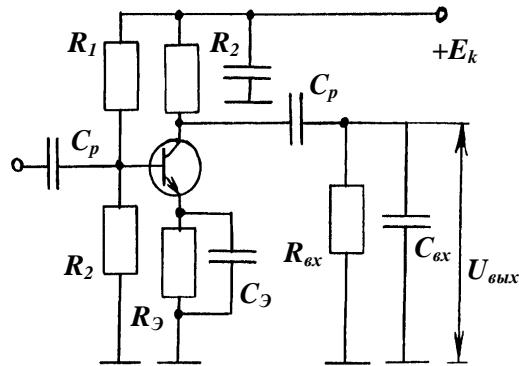


Рис. 18.1

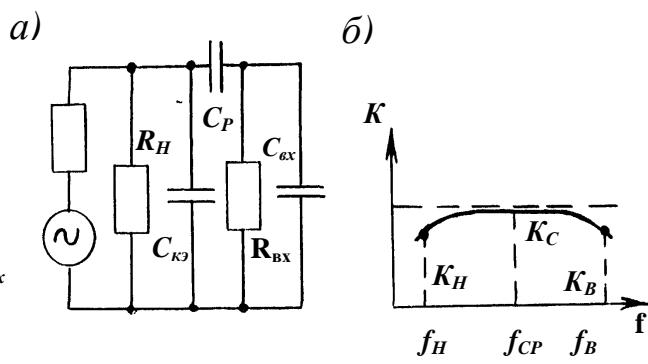


Рис. 18.2

Понижение K на низких частотах объясняется увеличением падения напряжений u_c на разделительном конденсаторе C_p , сопротивление которого при $F \rightarrow F_H$ начинает расти.

На верхних частотах спектра F_B коэффициент усиления уменьшается за счёт собственной входной диффузной ёмкости C_{ax} транзистора. Для количественной оценки частотных искажений используют два коэффициента: коэффициент искажений на низких частотах $M_H = \frac{K_c}{K_H}$, коэффициент искажений на верхних частотах $M_B = \frac{K_c}{K_B}$.

Усилители мощности строятся по трансформаторной или по двухтактной схеме (рис. 18.3).

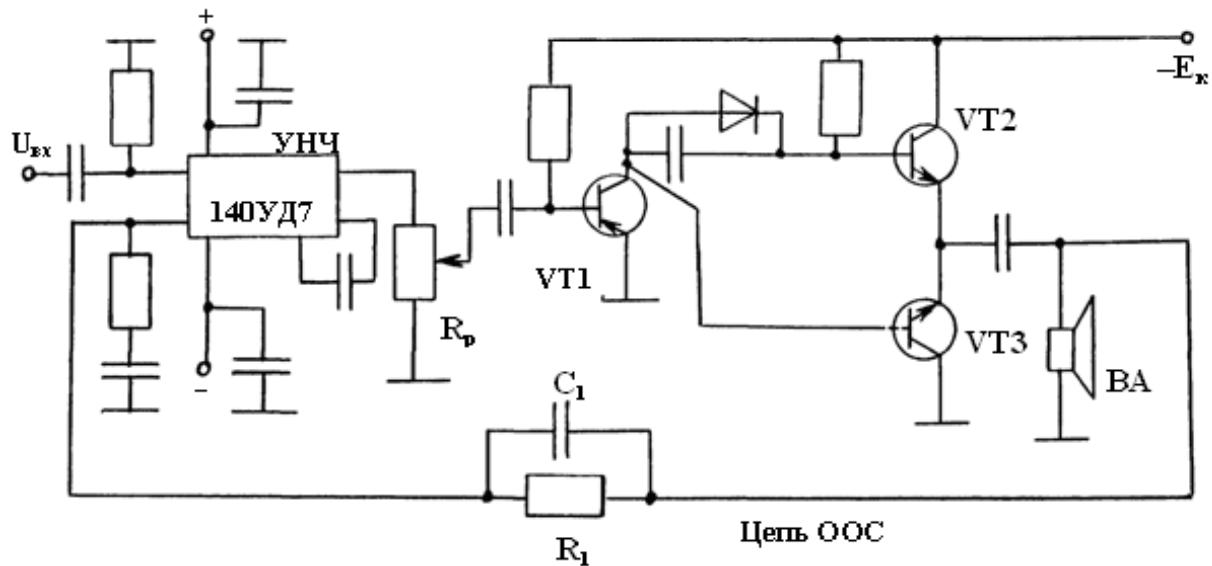


Рис. 18.3

Типовой тракт УЗЧ состоит из усилителя по напряжению, собранного на интегральной микросхеме и усилителя мощности на транзисторах $VT1$, $VT2$, $VT3$, из которых два последних образуют двухтактный выходной каскад с комплементарным включением. Усилительный тракт охвачен цепью отрицательной обратной связи (ООС), уменьшающей искажения полезного сигнала.

18.2. Громкоговорители приёмников

Громкоговорители – устройство, предназначенное для преобразования электрической энергии в звуковую и излучения этой энергии в окружающую среду. Подводимая к громкоговорителю электрическая энергия вызывает колебание механической подвижной системы. Излучающая поверхность этой системы вызывает появление звуковых волн в окружающем воздухе.

В зависимости от способа возбуждения механических колебаний различают электродинамические, конденсаторные, электромагнитные и пьезоэлектрические громкоговорители. В зависимости от способа возбуждения звуковых волн различают громкоговорители прямого излучения и рупорные громкоговорители.

Основными техническими характеристиками громкоговорителей являются чувствительность, направленность излучения, коэффициент полезного действия (отношение излучаемой звуковой мощности к

подводимой электрической мощности) и номинальная мощность (наибольшая величина подводимой электрической мощности, при которой нелинейные искажения не превышают допустимых пределов). Качественные показатели громкоговорителей в основном определяются воспроизведимым диапазоном звуковых частот.

Несколько громкоговорителей объединяются в громкоговорящие агрегаты – устройства, предназначенные для высококачественного воспроизведения звука. Один громкоговоритель не обеспечивает воспроизведение сигналов в достаточно широком диапазоне звуковых частот, создаёт большие неравномерности частотной характеристики, обладает различной направленностью излучения на разных частотах и вызывает неприятное впечатление, что звук исходит из одной точки. Все эти недостатки в той или иной степени уменьшаются при применении нескольких громкоговорителей.

В современных высококачественных радиоприёмниках весь диапазон звуковых частот с помощью электрических разделительных фильтров делится на два или три поддиапазона, каждый из которых часто воспроизводится несколькими громкоговорителями; этим значительно улучшаются акустические характеристики звуковоспроизводящей системы.

Для излучения низких частот звукового диапазона обычно применяются электродинамические громкоговорители прямого излучения с большим диффузором. Если частотный диапазон разделён на три поддиапазона, то излучателями средних частот являются громкоговорители с меньшим диффузором. В качестве излучателей наиболее высоких звуковых частот применяются электродинамические громкоговорители с малым диффузором или электростатические громкоговорители. Все эти громкоговорители составляют громкоговорящий агрегат.

18.3. Особенности построения железнодорожных радиостанций

В системах служебной радиосвязи железнодорожного транспорта для двухстороннего обмена информацией абонент должен иметь в своем распоряжении приемник и передатчик, которые совместно с дополнительными устройствами образуют радиостанцию.

Радиостанции предназначены для организации низовой технологической радиосвязи. На них строятся системы поездной (ПРС), станционной (СРС) и ремонтно-оперативной (РОРС) радиосвязи. Техническую базу этих систем составляет комплекс радиостанций, состоящих из стационарных, возимых и носимых радиостанций. Несмотря

на ряд отличий в электрических и конструктивных параметрах, они имеют общие принципы и структуру построения.

Любая железнодорожная радиостанция включает в себя следующие основные элементы (рис. 18.4): радиопередатчик 1, радиоприемник 2, антенно-фидерные устройства 3, устройства избирательного вызова (генераторы вызывного сигнала 4, дешифраторы вызывных сигналов 5), блок управления и коммутации 6, пульт управления 7, блок питания 8.

Железнодорожные радиостанции могут работать в симплексном режиме, при котором прием и передача сообщений осуществляется поочередно (достаточно одной рабочей частоты f_1) или в дуплексном режиме, при котором прием и передача ведется на двух различных рабочих частотах f_1, f_2 .

В передатчиках используется частотная модуляция.

Обязательным элементом железнодорожных радиостанций являются вызывные устройства, с помощью которых осуществляется уведомление нужного абонента о предстоящем сеансе связи. В некоторых сетях (горочная) с высокими требованиями к оперативности обмена информацией применяется вызов голосом без посылки вызывных сигналов, абоненты сети в этом случае прослушивают все переговоры.

Блок коммутации и управления выполняет многочисленные функции по обеспечению нормальной работы радиостанций: переводит радиостанцию из одного режима в другой, переключает рабочие частоты в многоканальных радиостанциях, управляет вызывными устройствами, обеспечивает акустическую и световую сигнализацию состояния радиостанциями, соединяет с внешними системами связи и т.п.

Пульт управления выполняется в виде отдельного блока и включает в себя микротелефон с антенной для управления радиостанцией в симплексном режиме, кнопки для включения блока питания, посылки вызывных сигналов, переключения каналов, включения шумоподавителя, световые индикаторы и другие устройства коммутации и отображения питания.

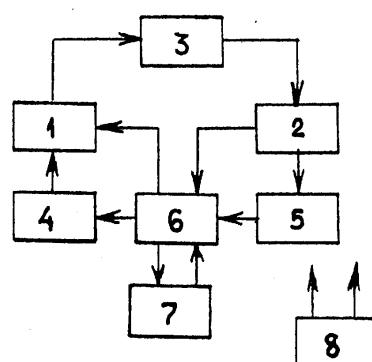


Рис. 18.4

Блок питания предназначен для электропитания аппаратуры. У стационарных радиостанций питание осуществляется напряжением переменного тока **220** В, у возимых – от аккумуляторов (сети постоянного тока) напряжением **12** В, у носимых радиостанций – от малогабаритных аккумуляторов, размещенных в общем корпусе приемо-передатчика.

В настоящее время на железных дорогах Узбекистана находятся в эксплуатации радиостанции типов РТС(М)-43(42)-А2-ЧМ КВ, РТС(М)-43(42)-А2-ЧМ УКВ. Комплекс радиостанций «Транспорт», работающие в диапазоне гектометровых (КВ) и метровых (УКВ) радиоволн, аналоговых (Р-46) и цифровых (Р-46Ц).

В перспективе ожидается использование диапазонов частот в пределах **330** и **450** МГц.

Ключевые слова

1. Железнодорожная радиостанция – радиостанция, имеющая специфические блоки управления, учитывающие особенности эксплуатации радиосредств на железнодорожном транспорте.
2. Усилитель звуковой частоты – усилители низкой частоты с полосой усиления **80** \div **22000** Гц.
3. Усилитель напряжения – усилитель низкой частоты, работающий на высокоомную нагрузку.
4. Усилитель мощности – усилитель низкой частоты, работающий на низкоомную нагрузку.
5. Громкоговоритель – электроакустическое устройство для громкого воспроизведения речи, музыки и других звуков. Различают электродинамические, электромагнитные, пьезоэлектрические, конденсаторные громкоговорители.
6. Громкоговорящий агрегат – устройство, содержащее несколько громкоговорителей, предназначенное для высококачественного воспроизведения звука.

Контрольные вопросы

1. Чем отличается усилитель низкой частоты по напряжению, от

усилителя низкой частоты по мощности?

2. Чем обусловлено понижение коэффициента усиления усилителя низкой частоты на нижних и верхних частотах?

3. Поясните особенности построения железнодорожных радиостанций.

4. Назовите типы громкоговорителей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кривопишин В.А. Основы радиосвязи. Конспект лекций. – Т.: ТашИИТ, 2004. 120с.
2. Кривопишин В. А., Исаков А. А. Проектирование поездной радиосвязи на участке железной дороги. – Т.: ТашИИТ, 2006. 115 с.
3. Телекоммуникационные технологии на железнодорожном транспорте/Г.В. Горелов, В.А. Кудряшов, В.В. Шмытинский др. Под ред. Г.В. Горелова. – М.: УМК МПС России, 1999. 416с.
4. Волков В.М., Головин Э.С., Кудряшов В.А. Электрическая связь и радио на железнодорожном транспорте. – М.: Транспорт, 1991. 311 с.
5. Дагаева Н.Х., Клеванский Ю.И. Радиосвязь на железнодорожном транспорте. – М.: Транспорт, 1991.
6. Ваванов Ю. В. Технологическая железнодорожная радиосвязь. – М.: Транспорт, 1985. 182 с.