

**Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное бюджетное государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования**

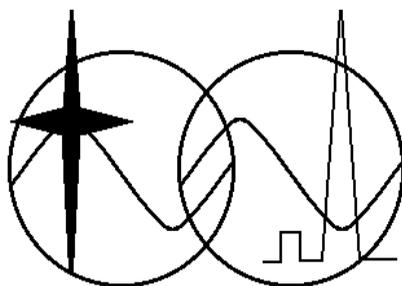
**Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)**

**С.В. Мелихов**

# **АНАЛОГОВОЕ И ЦИФРОВОЕ РАДИОВЕЩАНИЕ**

Учебное пособие

Рекомендовано Сибирским региональным отделением УМО  
высших учебных заведений РФ по образованию в области радиотехники,  
электроники, биомедицинской техники и автоматизации  
для межвузовского использования в качестве учебного пособия  
для студентов специальностей  
200700 «Радиотехника»,  
201100 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение»,  
201400 «Аудиовизуальная техника»,  
201500 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура»



Томск – 2015

УДК 621.396.7

Рецензенты:

доктор технических наук профессор Панько С.П.  
(Красноярский государственный технический университет);  
кафедра компьютерных измерительных систем и метрологии  
(Томский политехнический университет)

**Мелихов С.В.**

Аналоговое и цифровое радиовещание: Учебное пособие. Издание третье, исправленное. - Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 233 с.  
ISBN 5-86889-108-2

Рассмотрены радиочастотные диапазоны и особенности распространения радиоволн разной длины; зоны обслуживания радиостанций; синхронное радиовещание; основные модулирующие и модулированные сигналы электросвязи; особенности детектирования радиосигналов с различными видами модуляции; аналоговое стереофоническое радиовещание на ультракоротких и средних волнах; принципы формирования цифровых сигналов; цифровая телефония; цифровые системы звукового вещания (NICAM, DSR, DAB); особенности радиосвязи на основе шумоподобных сигналов.

Для студентов высших учебных заведений радиотехнических специальностей.

*Светлой памяти отца,  
Мелихова Всеволода Сергеевича,  
посвящаю*

### **Историческая справка**

20-й век... Начало 50-х...

В то время в нашей стране работали только три государственных телецентра — Московский, Ленинградский и Киевский. Ретрансляторов и радиорелейных линий еще не было, поэтому обеспечить телевизионным вещанием страну можно было только путем строительства местных телецентров. Государству, занятому в послевоенный период восстановлением народного хозяйства, это было еще не по силам. На помощь пришли радиолюбители.

25 декабря 1952 года в г. Томске была осуществлена первая передача электронного телевидения.

Передачик находился в башенке физического корпуса Томского политехнического института (ТПИ), телеприемник — в здании горкома КПСС, где тогда проходил его пленум.

В качестве кинескопа телеприемника использовалась трубка от осциллографа (не было тогда в Томске настоящих кинескопов!), и изображение передаваемого киножурнала было «зеленым». Звук же был довольно «чистым» — использовалась помехоустойчивая частотная модуляция.

Передающая аппаратура и телеприемник были созданы небольшой группой энтузиастов-политехников, объединил и возглавил которую прекрасный организатор Александр Александрович Бакакин, впоследствии первый директор Томского государственного телецентра. Ведущим разработчиком приемно-передающей аппаратуры был Всеволод Сергеевич Мелихов. Было Всеволоду Сергеевичу в то время 26 лет...

Любительский телецентр ТПИ вел регулярный показ кинофильмов до апреля 1954 года.

В 1954 году Томск отмечал свое 350-летие и накануне руководство города приняло решение ознаменовать эту дату строительством собственными силами государственного телецентра, который мог бы быть принят в настоящую эксплуатацию. Началось строительство здания телецентра на Воскресенской горе.

В юбилейный год Томский телецентр начал передачи, а в мае 1955 года был принят в эксплуатацию государственной комиссией. Это был первый в Сибири и пятый действующий телецентр в СССР.

В 1955 году в ТПИ была организована кафедра радиопередающих устройств, заведующим которой стал В.С. Мелихов. Коллектив кафедры продолжал совершенствование телевизионной аппаратуры. В течение 1956-61 годов им было изготовлено и сдано в эксплуатацию оборудование телецентров еще в 10 городах нашей страны — Барнауле, Бийске, Рубцовске, Усть-Каменогорске, Ухте-Коми АССР, Актюбинске, Абакане, Кустанае, Конотопе, Чимкенте.

## Оглавление

Предисловие.....	7
Список сокращений.....	8
1. Система передачи сигналов электросвязи. Канал передачи .....	14
2. Номенклатура радиодиапазонов. Диапазоны наземного радиовещания.....	16
Контрольные вопросы к разделам 1 и 2 .....	19
3. Особенности распространения радиоволн различной длины .....	20
4. Прием радиоволн различной длины. Мешающее действие помех и шумов.....	23
Контрольные вопросы к разделам 3 и 4 .....	28
5. Зоны обслуживания радиостанций.....	29
6. Синхронное радиовещание .....	37
Контрольные вопросы к разделам 5 и 6 .....	40
7. Сигналы электросвязи и их характеристики. Модулирующие сигналы электросвязи.....	40
7.1. Телефонный сигнал.....	41
7.2. Сигнал звукового вещания.....	42
7.3. Телевизионный сигнал .....	42
7.4. Сигналы передачи данных.....	44
8. Модулированные сигналы электросвязи. Использование энергетического потенциала передатчиков при различных видах модуляции .....	47
8.1. Радиосигнал с амплитудной модуляцией (АМ-сигнал) .....	47
8.2. Радиосигнал с балансной амплитудной модуляцией (БМ-сигнал) .....	51
8.3. Радиосигнал с однополосной амплитудной модуляцией (ОМ-сигнал) .....	54
8.4. Радиосигнал с одной боковой полосой (ОБП-сигнал) .....	57
8.5. Радиосигнал с совместимой однополосной модуляцией (СОМ-сигнал) .....	61
8.6. Радиосигнал с угловой модуляцией (УМ-сигнал) .....	63
8.7. Эффективность использования энергетического потенциала передатчиков при различных видах модуляции .....	69
Контрольные вопросы к разделам 7 и 8 .....	70
9. Дальняя радиосвязь и дальнейшее радиовещание .....	71
9.1. Дальняя радиосвязь при различных видах модуляции .....	71
9.2. Телефонный эффект при детектировании АМ-, ОБП-, СОМ-сигналов и дальность радиосвязи.....	76
9.2.1. Телефонный эффект при детектировании АМ-сигнала.....	76
9.2.2. Телефонный эффект при детектировании ОБП-сигнала .....	77
9.2.3. Телефонный эффект при детектировании СОМ-сигнала.....	78
9.2.4. Телефонный эффект и дальность радиосвязи .....	78
9.3. Дальнее радиовещание с использованием	

АМ-сигнала и СОР-сигнала .....	81
Контрольные вопросы к разделу 9 .....	84
10. Высококачественное аналоговое моно- и стереофоническое радиовещание .....	85
10.1. Особенности высококачественного УКВ-СМ радиовещания .....	85
10.2. Стереофонический эффект .....	94
10.3. Формирование сигналов стереопары .....	96
10.4. Технические требования к стереофоническому радиовещанию .....	97
10.5. Система стереофонического радиовещания с полярной модуляцией поднесущей .....	98
10.5.1. Полярно-модулированное колебание. Комплексный стереосигнал. Структурная схема стереофонического СМ-передатчика .....	98
10.5.2. Стереодекoder на основе полярного детектора .....	105
10.5.3. Суммарно-разностный стереодекoder .....	108
10.5.4. Ключевой стереодекoder .....	110
10.6. Переходное затухание между звуковыми каналами. Искажение стереозффекта .....	112
10.7. Шумы при монофоническом и стереофоническом приеме .....	114
10.8. Система стереофонического радиовещания с пилот-тоном .....	118
10.8.1. Комплексный стереосигнал. Структурная схема стереофонического СМ-передатчика .....	118
10.8.2. Приемник со стереодекoderом на основе синхронного полярного детектора .....	120
10.8.3. Суммарно-разностный синхронный стереодекoder .....	122
10.8.4. Стереодекoder с ФАПЧ .....	124
10.9. Система стереофонического радиовещания с расширенной зоной обслуживания (система FMX) .....	125
10.10. Стереофоническое радиовещание в диапазоне средних волн .....	134
Контрольные вопросы к разделу 10 .....	139
11. Цифровая связь и цифровое вещание .....	141
11.1. Цифровое представление аналоговых сигналов .....	141
11.1.1. Дискретизация аналогового сигнала по времени .....	141
11.1.2. Равномерное квантование сигнала по уровню. Шумы квантования. Кодирование дискретного сигнала. Динамический диапазон цифрового тракта .....	145
11.1.3. Скорость передачи цифрового потока .....	151
11.1.4. Неравномерное квантование. Мгновенное компандирование .....	152
11.1.5. Почти мгновенное компандирование (преобразование кодовых слов 14/10 с плавающей запятой) .....	160
11.1.6. Преобразование кодовых слов 16/14 с плавающей запятой .....	164
11.1.7. Передискретизация цифрового сигнала .....	165
11.1.8. Предыскажения при цифровой передаче .....	

звуковых сигналов .....	168
11.1.9. Редукция аудиоданных.....	169
11.2. Помехоустойчивое кодирование .....	172
11.2.1. Обнаружение и исправление ошибок.....	173
11.2.2. Перемежение символов .....	177
11.3. Цифровая телефонная связь. Группообразование цифровых сигналов с временным разделением каналов .....	178
11.4. Цифровое радиовещание с использованием телевизионных каналов (система NICAM-728) .....	183
11.4.1. Формат кадра системы NICAM-728 .....	184
11.4.2. Передача масштабных коэффициентов .....	185
11.4.3. Перемежение и скремблирование.....	186
11.4.4. Квадратурная фазовая манипуляция.....	187
11.4.5. Блок восстановления несущей частоты. Фазовая неоднозначность при приеме.....	189
11.4.6. Дифференциальная (относительная) квадратурная фазовая манипуляция .....	191
11.4.7. Когерентный демодулятор. Автокорреляционный демодулятор.....	192
11.4.8. Блок восстановления тактовой частоты.....	195
11.5. Цифровое спутниковое радиовещание (система DSR) .....	196
11.6. Цифровое звуковое радиовещание (система DAB) .....	201
11.6.1. Варианты конфигурации мультиплексирования и режимы передачи системы DAB.....	202
11.6.2. Структура кадра системы DAB. COFDM-модуляция.....	205
11.7. Радиосвязь с использованием шумоподобных сигналов .....	212
11.7.1. База ШП-сигнала .....	212
11.7.2. Формирование ШП-радиосигнала по методу прямой последовательности.....	212
11.7.3. Автокорреляционная функция знакопеременных периодических M-последовательностей.....	214
11.7.4. Кодовые последовательности Баркера .....	220
11.7.5. Корреляционный приемник ШП-радиосигнала .....	221
Контрольные вопросы к разделу 11 .....	226
Приложение.....	230
Таблица П.1 - Распределение частот по Регламенту ВАКР .....	230
Литература .....	232

## Предисловие

Радиовещание — передача посредством радиоволн неограниченному числу слушателей речи, музыки и других звуковых эффектов; одно из основных средств массовой информации и пропаганды, просвещения населения. Первые передачи в СССР осуществлены в 1919 году, в США в 1920 году, в странах Европы — в 1922-1926 годах (из энциклопедического словаря).

В учебном пособии сделана попытка краткого описания основных принципов аналогового и цифрового радиовещания, а также особенностей построения некоторых систем радиовещания на основе технологий FDMA и TDMA. Пособие содержит необходимые вводные разделы, в которых рассматриваются понятия системы и канала передачи (раздел 1), частотные диапазоны наземного радиовещания (раздел 2), особенности распространения радиоволн (раздел 3), мешающее действие внешних шумов (раздел 4), основные модулирующие и модулированные сигналы электросвязи (разделы 7, 8), принципы формирования, особенности и возможные действия над цифровыми сигналами (подразделы 11.1-11.2.2) и пр. Приведен довольно большой объем справочных данных, касающихся мощности радиовещательных передатчиков (раздел 2, табл. П.3), частотных диапазонов различных видов радиосвязи (табл. П.1, П.2), параметров передающих антенн (табл. П.3).

Поскольку многие принципы технической организации вещания и связи сходны между собой, включены некоторые материалы, касающиеся организации связи, в частности, дальней аналоговой радиосвязи с различными видами модуляции (подраздел 9.1), цифровой телефонной связи на основе станции ИКМ-30 (подраздел 11.3), а также цифровой радиосвязи с использованием шумоподобных сигналов, относящейся к технологии CDMA (подраздел 11.7).

Материалы пособия рассчитаны на читателя, имеющего начальное радиотехническое образование и знакомого с теорией радиотехнических цепей и сигналов, с принципами работы цифровых устройств и процессоров, с особенностями усилительных, передающих, приемных трактов, а также со свойствами антенно-фидерных устройств.

Пособие написано по материалам лекций, которые читаются студентам, обучающимся в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) по специальностям «Радиотехника», «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» и др.

Замечания и предложения по материалам пособия можно посылать по адресу: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР, кафедра средств радиосвязи (CPC, Means of Radiocommunication — MRC), а также по электронной почте: [mrc@main.tusur.ru](mailto:mrc@main.tusur.ru)

## Список сокращений

АД	-	амплитудный детектор
АИМ	-	амплитудно-импульсная модуляция (модулятор)
АИМ-сигнал	-	сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией
АКФ	-	автокорреляционная функция
АМ	-	амплитудная модуляция
АМ-сигнал	-	радиосигнал с амплитудной модуляцией
АПЧ	-	автоподстройка частоты
АЦП	-	аналого-цифровое преобразование
БВН	-	бинарная цифровая последовательность без возвращения к нулю (или NRZ - Nonreturn to Zero)
БВНЧ	-	блок восстановления несущей частоты
БВТЧ	-	блок восстановления тактовой частоты
Бгр	-	база громкоговорителей
Бд	-	блок данных
БИС	-	большая интегральная схема
БМ	-	балансная амплитудная модуляция
БМ-сигнал	-	радиосигнал с балансной амплитудной модуляцией
БМк	-	база микрофонов
БЧХ	-	коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема
ВАКР	-	Всемирная административная конференция радиосвязи
ВН	-	бинарная цифровая последовательность с возвращением к нулю (или RZ - Return to Zero)
ВРК	-	временное разделение каналов (множественный (многостанционный) доступ с временным разделением каналов)
ВС	-	временной селектор
ВЧ	-	высокие частоты
Г	-	гетеродин
ГБЧ	-	генератор бита четности
ГВЧ	-	гипервысокие частоты
ГИД	-	генератор импульсов дискретизации
ГМН	-	генератор местной несущей
ГН	-	генератор несущей
ГПТ	-	генератор пилот-тона
ГПСП	-	генератор псевдослучайной последовательности
ГСО	-	генератор инфразвукового сигнала опознавания
ДАС	-	делитель аналоговых сигналов
ДВ	-	длинные волны
ДД	-	дополнительные данные
ДКМ	-	данные конфигурации мультиплексирования
ДКС	-	данные канала синхронизации
ДМД	-	демодулятор
ДПРЖ	-	блок деперемежения
ДС	-	дифференциальная система
ДСКР	-	блок дескремблирования
ДСИ	-	данные сервисной информации
ДСО	-	детектор сигнала опознавания

ДФУ	-	дифференциальный усилитель
ДЦП	-	дополнительная цепь частотных предискажений
ДЦКП	-	цепь компенсации дополнительных частотных предискажений
ДЧ	-	делитель частоты
ЗОС	-	зона оптимального стереоэффекта
ЗШ	-	земной шар
ИКМ	-	импульсно-кодовая модуляция
ИСЗ	-	искусственный спутник Земли
КАЧХ	-	корректор АЧХ
КБИ	-	канал быстрой информации
КВ	-	короткие волны
КВТ	-	квантователь
КВЧ	-	крайне высокие частоты
КД	-	кодер
KDMX	-	контроллер демультимплексора
КИ	-	канальный интервал
КИО	-	блок коррекции и интерполяции ошибок
КИПМП	-	коэффициент использования пиковой мощности передатчика
КМПР	-	компрессор
КМХ	-	контроллер мультимплексора
КСС	-	комплексный стереосигнал
ЛЗ	-	линия задержки
ЛП	-	линия передачи
МККТ	-	Международный консультативный комитет по телефонии и телеграфии
МК	-	масштабный коэффициент
МПЧ	-	максимальная применимая частота
МШУ	-	малощумящий усилитель
МЭК	-	Международная электротехническая комиссия
НКВТ	-	неравномерный (нелинейный) квантователь
НПЧ	-	наинизшая применимая частота
НЧ	-	низкие частоты
ОА	-	ограничитель амплитуды
ОБП-сигнал	-	радиосигнал с одной боковой полосой
ОБПМ	-	однополосная амплитудная модуляция
ОВЧ	-	очень высокие частоты
ОГ	-	опорный генератор
ОДВ	-	очень длинные волны
ОМ-сигнал	-	радиосигнал с однополосной модуляцией
ОНЧ	-	очень низкие частоты
ОУ	-	операционный усилитель
ОШК	-	определитель шкалы квантования
П	-	передатчик
ПД	-	полярный детектор
ПКАО	-	преобразователь абсолютного кода в относительный
ПМ	-	полярная модуляция
Пм	-	перемножитель
ПМК	-	полярно-модулированное колебание
ПОКА	-	преобразователь относительного кода в абсолютный

ППД	-	параллельно-последовательный декодер
ППК	-	последовательно-параллельный кодер
ПР	-	приемник
ПРД	-	пороговый детектор
ПРЖ	-	блок перемежения
ПРС	-	пороговая решающая схема
ПРСУВ	-	приемник сигналов управления и взаимодействия
ПРСЦС	-	приемник сигнала цикловой синхронизации
ПС-М	-	переключатель стерео - моно
ПСП	-	псевдослучайная последовательность
ПСР	-	подвижная служба радиосвязи
ПСС	-	подвижная спутниковая служба
ПСУВ	-	передатчик сигналов управления и взаимодействия
ПСЦС	-	передатчик сигнала цикловой синхронизации
ПТ	-	пилот-тон
ПУ	-	блок преобразования уровней
ПУс	-	предварительный усилитель
ПФ	-	полосовой фильтр
РАКР	-	Региональная административная конференция радиосвязи
РВ	-	радиовещание
РГС	-	регенерирующая схема
РЗВ	-	разветвитель
РКВТ	-	равномерный (линейный) квантователь
РКп	-	распределитель каналов передачи
РКпр	-	распределитель каналов приема
РПР	-	блок распараллеливания цифрового потока
РС	-	радиосвязь
РСТ	-	радиостанция
РТПР	-	радиотракт приемника
СБИС	-	специализированная большая интегральная схема
СВ	-	средние волны
СВМР	-	схема выработки момента решения
СВН	-	схема выделения несущей
СВЧ	-	сверхвысокие частоты
СГ	-	синхронный генератор
СД	-	синхронный детектор
СК	-	сервисный кадр
СКИ	-	служба космических исследований
СКР	-	блок скремблирования
СКЭ	-	служба космической эксплуатации
СлС	-	слово синхронизации
СлЦС	-	слово цикловой синхронизации
СлКИ	-	слово контрольной информации
СлДД	-	слово дополнительных данных
СлД	-	слово данных
СМ	-	смеситель
СОМ	-	совместимая однополосная модуляция
СПФ	-	следящий полосовой фильтр
СРП	-	суммарно-разностный преобразователь
СРСД	-	суммарно-разностный синхронный детектор

СС	-	сервисная служба
ССК	-	сервисный суперкадр
ССНХР	-	система синхронизации
СТД	-	стереодекодер
СУ	-	суммирующее устройство
СУВ	-	сигналы управления и взаимодействия
СЦС	-	сигнал цикловой синхронизации
СЧ	-	средние частоты
С/Ш	-	отношение сигнал - шум
ТВРП	-	тракт воспроизведения радиопрограммы
ТИ	-	такты импульс
ТПРП	-	тракт передачи радиопрограмм
ТФП	-	тракт формирования программ
УАТ	-	управляемый аттенуатор
УГ	-	генератор с управляемой частотой
УДЧ	-	удвоитель частоты
УДМХ	-	управляемый демультимплексор
УВЧ	-	ультравысокие частоты
УЗЧ	-	усилитель звуковой частоты
УКВ	-	ультракороткие волны
УКСС	-	уплотненный комплексный стереосигнал
УМ	-	усилитель мощности
УМ-сигнал	-	радиосигнал с угловой модуляцией
УО	-	устройство объединения
УОП	-	усилитель-ограничитель поднесущего колебания
УПФ	-	узкополосный полосовой фильтр
УПЧ	-	усилитель промежуточной частоты
УСКСС	-	усилитель комплексного стереосигнала
УЧМ	-	узкополосная частотная модуляция
ФАПЧ	-	фазовая автоподстройка частоты
ФВ	-	фазовращатель
ФИ	-	формирователь управляющих импульсов
ФКИ	-	формирователь коммутирующих импульсов
ФМ-сигнал	-	радиосигнал с фазовой модуляцией
ФНЧ	-	фильтр нижних частот
ФПТ	-	фильтр пилот - тона
ФСР	-	фиксированная служба радиосвязи
ФСС	-	фильтр с сосредоточенной селекцией
ЦАП	-	цифро-аналоговое преобразование
ЦВП	-	цепь восстановления поднесущей
ЦКП	-	цепь компенсации частотных искажений
ЦЛЗ	-	цифровая линия задержки
ЦП	-	цепь частотных искажений
ЦПБВН	-	цифровой поток без возвращения к нулю
ЦПП	-	цепь подавления поднесущей
ЦПр	-	цифровой преобразователь
ЧД	-	частотный детектор
ЧМ	-	частотная модуляция
ЧМ-сигнал	-	радиосигнал с частотной модуляцией
ЧМВ	-	возбудитель ЧМ - сигнала

ШП-сигналы	-	шумоподобные сигналы
ШЧМ	-	широкополосная частотная модуляция
ЭИИМ	-	эквивалентная изотропно излучаемая мощность
ЭК	-	электронный ключ
ЭКСП	-	экспандер
BPSK	-	Binary Phase Shift Keying (двухпозиционная фазовая манипуляция)
CDMA	-	Code Division Multiple Access {множественный (многостанционный) доступ с кодовым разделением каналов}
COFDM	-	Coded Orthogonal Frequency Division (модуляция с ортогональным частотным разделением каналов с кодированием (с частотным перемежением))
CW	-	Code Work (передача информации телеграфией Морзе)
DAB	-	Digital Audio Broadcasting (цифровое звуковое вещание)
DQPSK	-	Differential Quadrature Phase Shift Keying (дифференциальная (относительная) квадратурная фазовая манипуляция)
DS	-	Direct Sequence (метод прямой последовательности формирования ШП-сигнала)
DSR	-	Digital Satellite Radio (цифровое спутниковое радиовещание)
EHF	-	Extremely High Frequency (крайне высокие частоты)
FDMA	-	Frequency Division Multiple Access (множественный (многостанционный) доступ с частотным разделением каналов)
FH	-	Frequency Hopping (метод скачков по частоте формирования ШП-сигнала)
FM	-	Frequency Modulation (частотная модуляция)
FMX	-	Extended Range FM Stereo System (система стереофонического вещания с расширенной зоной обслуживания)
HF	-	High Frequency (высокие частоты)
IS	-	Interim Standard (промежуточный стандарт)
LF	-	Low Frequency (низкие частоты)
LW	-	Long Wave (длинные волны)
LSB	-	Low Significant Bit (младший значащий бит)
mod 2	-	суммирование «по модулю два»
MF	-	Medium Frequency (средние частоты)
MPEG	-	Moving Pictures Experts Group (группа экспертов по движущимся изображениям)
MUSICAM	-	Masking Pattern Universal Subband Integrated Coding And Multiplexing (метод редукции (сжатия, сокращения избыточности) цифрового звукового сигнала)
MSB	-	Main Significant Bit (старший значащий бит)
MW	-	Medium Wave (средние волны)
MX	-	Multiplex (мультиплексор)
NICAM	-	Near Instantaneous Companded Audio Multiplex (почти мгновенное адаптивное компандирование)

O-QPSK (SQPSK)	-	Offset (Staggered) Quadrature Phase Shift Keying (относительная квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (смещением))
PSK	-	Phase Shift Keying (фазовая манипуляция)
QPSK	-	Quadrature Phase Shift Keying (квадратурная фазовая манипуляция)
SHF	-	Super High Frequency (сверхвысокие частоты)
SW	-	Short Wave (короткие волны)
TDMA	-	Time Division Multiple Access (множественный (многостанционный) доступ с временным разделением каналов)
UHF	-	Ultra High Frequency (ультравысокие частоты)
VHF	-	Very High Frequency (очень высокие частоты)
VLF	-	Very Low Frequency (очень низкие частоты)
VLW	-	Very Long Wave (очень длинные волны)

## 1. Система передачи сигналов электросвязи. Канал передачи

*Система передачи (связи)* предназначена для передачи сообщений. В зависимости от передаваемой информации сообщением могут быть речь, музыка, телевизионное изображение, текст телеграммы, данные ЭВМ и пр. [34].

*Сообщением* принято называть электрический ток или напряжение на выходе какого-либо преобразователя (например, напряжение на выходе микрофона, который преобразует изменения звукового давления в соответствующие изменения электрического напряжения). *Источником сообщений* называют физический источник информации вместе с преобразователем (например, диктор с микрофоном - источник информации).

Процесс передачи сообщений разбивается на *три основных этапа* (рис. 1.1): преобразование сообщения в сигнал; передача сигнала по линии передачи (связи); преобразование полученного сигнала в сообщение.



Рис. 1.1. Структурная схема системы передачи сигналов электросвязи

Сообщение  $S(t)$  преобразуется передатчиком (П) в сигнал  $u_c(t)$ , наиболее удобный для данной линии передачи. Этот процесс называют *модуляцией*. При этом сообщение является модулирующим сигналом. Модулирующий сигнал изменяет один из параметров (амплитуду, частоту, фазу) высокочастотного колебания передатчика. *Высокочастотный модулированный сигнал* в системе радиосвязи называют *радиосигналом*. Высокочастотный сигнал усиливается и фильтруется в передатчике и поступает в линию передачи.

Процессу модуляции может предшествовать процесс *кодирования передаваемого сообщения*, например перевод непрерывного (аналогового) сигнала в дискретную (цифровую) форму. В многоканальных системах передачи, обеспечивающих взаимонезависимую передачу нескольких сообщений по общей линии связи, процессу модуляции предшествует еще и

*операция формирования многоканального сигнала.*

*Линией передачи (связи)* называется среда распространения сигнала от передатчика к приемнику (ПР). Линией передачи могут быть провода, кабель, волновод, световод. В системе радиосвязи линия передачи - это область пространства между передатчиком и приемником (радиочастотный эфир).

При прохождении сигнала по каналу передачи (в частности, по линии передачи) он подвергается действию помех и шумов, что приводит к искажению сигнала. Искажения сигнала на выходе приемника обусловлены в основном:

различными случайными изменениями параметров канала передачи, вызванными возмущениями в среде распространения и техническим несовершенством аппаратуры;

действием внешних помех - атмосферных, промышленных (промышленных), космических, а также помех от других радиостанций;

наличием принципиально неустранимого собственного шума приемного устройства.

В приемнике переданное сообщение восстанавливается по принятому сигналу  $u_c^*(t)$  и передается получателю. Для восстановления сообщения

$S^*(t)$  из сигнала  $u_c^*(t)$  в приемном устройстве выполняются операции, обратные тем, которые были осуществлены в передающем устройстве, - *демодуляция* (детектирование), *разделение многоканального сигнала, декодирование*.

*Передатчик, линия передачи и приемник образуют канал передачи (связи)*, который в общем случае называют *каналом передачи сигналов электросвязи*. При создании и совершенствовании каналов передачи параметры передающего и приемного устройств (метод обработки сигнала, вид модуляции, выходная мощность, способ приема и пр.) выбирают таким образом, чтобы обеспечить наименьшее отличие переданного  $S(t)$  и принятого  $S^*(t)$  сообщений.

*Канал передачи вместе с источником и получателем сообщений образует систему передачи сигналов электросвязи*. Существуют системы передачи непрерывных (аналоговых) сигналов и дискретных (в частности, цифровых) сигналов.

Системы передачи цифровых сигналов выгодно отличаются от систем передачи аналоговых сигналов. В цифровых системах возможны регенерация (восстановление) принятых с искажениями (из-за помех и шумов) сигналов и использование помехоустойчивого кодирования. Кроме того, цифровые

системы позволяют значительно упростить их включение в автоматическую коммутируемую сеть. В последнее время системы передачи цифровых сигналов находят широкое применение в телефонии, радиовещании, телевидении и др.

## 2. Номенклатура радиодиапазонов. Диапазоны наземного радиовещания

Длина волны электромагнитного колебания ( $\lambda$ ), как известно, связана с частотой колебания ( $f$ ) и скоростью света ( $c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$ ) соотношением  $\lambda = c / f$ .

Номенклатура радиодиапазонов приведена в табл. 2.1.

Таблица 2.1. Номенклатура диапазонов частот и волн

Номер диапазона	Частоты колебаний, наименование частот	Длины волн, наименование волн,	Метрическое сокращение диапазона
4	3,0...30,0 кГц, очень низкие частоты (ОНЧ, VLF)	100,0...10,0 км, мираметровые (мрм), очень длинные волны (ОДВ, VLW)	Д, мрм (В. Mam)
5	30,0...300,0 кГц, низкие частоты (НЧ, LF)	10,0...1,0 км, километровые (км), длинные волны (ДВ, LW)	Д, км (В. Km)
6	0,3...3,0 МГц, средние частоты (СЧ, MF)	1,0...0,1 км, гектометровые (гм), средние волны (СВ, MW)	Д, гм (В. hm)
7	3,0...30,0 МГц, высокие частоты (ВЧ, HF)	100,0...10,0 м, декаметровые (дкм), короткие волны (КВ, SW)	Д, дкм (В. dam)
8	30,0...300,0 МГц, очень высокие частоты (ОВЧ, VHF)	10,0...1,0 м, метровые (м), ультракороткие волны (УКВ)	Д, м (В. m)
9	0,3...3,0 ГГц, ультравысокие частоты (УВЧ, UHF)	1,0...0,1 м, дециметровые (дм)	Д, дм (В. dm)
10	3,0...30,0 ГГц, сверхвысокие частоты (СВЧ, SHF)	10,0...1,0 см, сантиметровые (см)	Д, см (В. cm)
11	30,0...300,0 ГГц, крайне высокие частоты (КВЧ, EHF)	10,0...1,0 мм, миллиметровые (мм)	Д, мм (В. mm)
12	300,0...3000,0 ГГц, гипервысокие частоты (ГВЧ)	1,0...0,1 мм, децимиллиметровые (оптические)	--

Радиочастотный эфир является ограниченным природным ресурсом, которым пользуется человечество всех континентов Земли. Распределение радиочастот между отдельными странами и регламентация работы радиосредств проводятся на *Всемирных* или *Региональных административных конференциях радиосвязи* (ВАКР, РАКР). В 1979 году в Женеве ВАКР был утвержден Регламент радиосвязи, закрепляющий определенные частотные диапазоны для радиовещания (РВ), служебной и любительской радиосвязи (РС), фиксированной службы радиосвязи (ФСР), подвижной службы радиосвязи (ПСР), подвижной спутниковой службы (ПСС), службы космической эксплуатации (СКЭ), службы космических исследований (СКИ) и пр.

Диапазоны наземного *радиовещания* (РВ) и *телевещания* (ТВ) приведены в табл. 2.2 (диапазоны ТВ для стран бывшего СССР). Диапазоны некоторых средств радиосвязи по Регламенту ВАКР, Регламент распределения радиочастот для Москвы и частоты радио- и телеведущих станций Томска приведены в приложении.

РВ и ТВ на частотах, приведенных в табл. 2.2, ведется по *технологии FDMA (Frequency Division Multiple Access - множественный (многостанционный) доступ с частотным разделением каналов)*.

В диапазонах ДВ и СВ разнос между несущими частотами вещательных радиостанций (РСТ)  $9 \text{ кГц}$ . Каждой станции присваивается номер канала. В диапазоне ДВ - 15 каналов (номера каналов: 17, 18, ..., 31). В диапазоне СВ - 120 каналов (номера каналов: 59, 60, ..., 178). Номер канала, умноженный на  $9 \text{ кГц}$ , определяет частоту несущей. Для диапазона ДВ:

$$f_{н17} = 17 \cdot 9 \text{ кГц} = 153 \text{ кГц}; \dots, f_{н31} = 31 \cdot 9 \text{ кГц} = 279 \text{ кГц}.$$

Для диапазона СВ:

$$f_{н59} = 58 \cdot 9 \text{ кГц} = 531 \text{ кГц}; \dots, f_{н178} = 178 \cdot 9 \text{ кГц} = 1602 \text{ кГц}.$$

Если РСТ расположены в удаленных географических зонах (что практически исключает взаимные помехи), им могут быть присвоены одинаковые несущие частоты.

В диапазоне КВ сетка несущих кратна  $5 \text{ кГц}$ , разнос несущих, близко расположенных РСТ, -  $10 \text{ кГц}$ . Если РСТ расположены в удаленных географических зонах, допускается разнос несущих  $5 \text{ кГц}$ .

В диапазонах ДВ, СВ используется амплитудная модуляция (АМ), в диапазоне КВ - АМ и совместимая однополосная модуляция (СОМ). Нижняя частота модуляции в диапазонах ДВ, СВ, КВ  $F_{н} = 50 \dots 150 \text{ Гц}$ , верхняя частота в диапазонах ДВ и СВ  $F_{г} = 4,5 \dots 10 \text{ кГц}$ , в диапазоне КВ -  $F_{г} = 4,5 \text{ кГц}$ . Полоса частот радиоканала, занимаемая одной РСТ в диапазонах ДВ, СВ, КВ при АМ,

$$\Delta f = 2 F_g = 9 \dots 20 \text{ кГц}.$$

Мощность ДВ- и СВ-передатчиков радиовещательных станций  $100 \dots 2000 \text{ кВт}$ .

Мощность КВ-передатчиков радиовещательных станций  $10 \dots 100 \text{ кВт}$ .

Таблица 2.2. РВ и ТВ диапазоны (без диапазонов ИСЗ)

Диапазоны	Частоты колебаний, МГц	Длины волн, м
ДВ (LW)	0,153...0,279	1960,78...1075,27
СВ (MW)	0,531...1,602	564,97...187,27
КВ (SW)	2,30...26,10	130,00...11,00
КВ-1	2,30...2,50	130,00...120,00 (120 м)
КВ-2	3,20...3,64	93,75...82,42 (90 м)
КВ-3	3,95...4,00	76,00...75,00 (75 м)
КВ-4	4,75...4,85	63,16...61,86 (62 м)
КВ-5	5,00...5,05	60,00...59,40 (59 м)
КВ-6	5,95...6,20	50,42...48,39 (49 м)
КВ-7	7,10...7,30	42,25...41,01 (41 м)
КВ-8	9,50...9,90	31,58...30,30 (31 м)
КВ-9	11,65...12,05	25,75...24,90 (25 м)
КВ-10	13,60...13,80	22,06...21,74 (22 м)
КВ-11	15,10...15,60	19,87...19,23 (19 м)
КВ-12	17,55...17,90	17,09...16,09 (16 м)
КВ-13	21,45...21,85	13,99...13,73 (13 м)
КВ-14	25,65...26,10	11,70...11,49 (11 м)
УКВ - ЧМ (МВ - ЧМ)	65,80...73,00 (бывш. СССР)	4,56...4,11
FM	76,00...88,00 (Япония)	3,95...3,41
FM	88,00...104,00 (Зап. Европа)	3,41...2,88
FM	88,00...108,00 (США)	3,41...2,78
ТВ, 1-2 каналы, разнос одноименных несущих 9,5 МГц	48,5...66,0 (бывш. СССР)	6,19...4,55
ТВ, 3-5 каналы, разнос одноименных несущих 8 МГц	76,0...100,0 (бывш. СССР)	3,95...3,0
ТВ, 6-12 каналы, разнос одноименных несущих 8 МГц	174,0...230,0 (бывш. СССР)	1,72...1,3
ТВ, 21-60 каналы, разнос одноименных несущих 8 МГц	470,0...790,0 (бывш. СССР)	0,64...0,38

*Высококачественное моно- и стереофоническое вещание в России* в настоящее время ведется на основе радиосигнала с частотной модуляцией (ЧМ) в двух частотных диапазонах:

в диапазоне УКВ ( $65,8 \dots 73 \text{ МГц}$ ) - по стандарту бывшего СССР (максимальная девиация частоты  $f_{\Delta \text{max}} = \pm 50 \text{ кГц}$ , постоянная времени цепи частотных предискажений сигнала модуляции  $\tau_n = 50 \text{ мкс}$ , полоса частот сигнала модуляции от  $F_H = 0,03 \text{ кГц}$  до  $F_G = 15 \text{ кГц}$ );

в верхней части диапазона FM (100...108 МГц) - по стандарту США ( $f_{\partial max} = \pm 75$  кГц,  $\tau_n = 75$  мкс,  $F_n = 0,04$  кГц,  $F_g = 15$  кГц). Нижняя часть диапазона FM (88...100 МГц) для радиовещания в России не используется, т.к. в этом диапазоне работают телевизионные передатчики (см. табл. 2.2).

Частоты несущих вещательных РСТ в диапазоне УКВ кратны  $0,03$  МГц, в диапазоне FM -  $0,05$  МГц. Разнос несущих в пределах одного населенного пункта в диапазоне УКВ не менее  $0,12$  МГц, в диапазоне FM - не менее  $0,2$  МГц.

Мощность УКВ-передатчиков радиовещательных станций  $0,2...15$  кВт.

### Контрольные вопросы к разделам 1 и 2

1. Что входит в состав системы передачи (связи) ?
2. Что входит в состав канала передачи (связи) ?
3. Что называется сообщением в технике электросвязи ?
4. Что называют линией связи в технике электросвязи ?
5. Какой процесс называется модуляцией ?
6. Что такое линия передачи (связи) при электросвязи ?
7. Какой процесс называется демодуляцией радиосигнала в приемнике ?
8. Какому наименованию частот соответствует радиовещательный диапазон ДВ ?
9. Какому наименованию частот соответствует радиовещательный диапазон СВ ?
10. Какому наименованию частот соответствуют радиовещательные диапазоны КВ ?
11. Какому наименованию частот соответствует радиовещательный диапазон УКВ ?
12. Какой величине кратен разнос несущих частот радиовещательных станций в диапазонах СВ и ДВ ?
13. Какой величине кратен разнос несущих частот радиовещательных станций в диапазоне КВ ?
14. Какой величине кратен разнос несущих частот радиовещательных станций в диапазоне УКВ ?
15. Какой величине кратен разнос несущих частот радиовещательных станций в диапазоне FM ?

### 3. Особенности распространения радиоволн различной длины

В вакууме (свободном пространстве, не заполненном каким-либо веществом) радиоволны распространяются со скоростью света. В пространстве, заполненном веществом, скорость распространения радиоволн зависит от относительной диэлектрической проницаемости ( $\epsilon_{cp}$ ) и относительной магнитной проницаемости ( $\mu_{cp}$ ) среды распространения:

$v = c / \sqrt{\epsilon_{cp} \mu_{cp}}$ . Из-за изменяющихся  $\epsilon_{cp}$  и  $\mu_{cp}$  среды распространения возможны *отражение, преломление, рефракция и дифракция радиоволн*.

*Отражение* радиоволн происходит на границе двух сред с различными электрическими свойствами (радиоволны частично или полностью отражаются от границы двух сред). Если длина волны много меньше линейных размеров отражающей среды ( $\lambda \ll l_{omp}$ ), то отражение происходит по законам оптики.

Например, КВ хорошо отражаются от поверхности Земли. Когда отражающая поверхность имеет неровности, отражение будет *диффузным* (рассеянным).

*Преломление* радиоволн происходит также на границе двух сред с разными электрическими параметрами. При этом радиоволны меняют направление. Коэффициент преломления зависит от частоты радиоволны и от разницы параметров сред. *Чем ниже частота, тем больше коэффициент преломления*.

Если параметры среды распространения меняются плавно, то наблюдается явление *рефракции радиоволн* - плавное искривление траектории распространения. *Существенная рефракция* имеет место для ДВ, СВ и КВ в ионосфере Земли, причем *чем ниже частота радиоволн, тем больше ионосферная рефракция*. *Несущественная рефракция* происходит в тропосфере Земли. *Тропосферная рефракция практически не зависит от частоты радиоволн*.

*Дифракция* радиоволн заключается в их способности в той или иной степени огибать препятствия (горы, строения, выпуклость земного шара и т.д.). *Чем ниже частота радиоволн, тем лучше они огибают препятствие*, однако даже для них за крутыми горами, металлическими сооружениями и т.п. образуются *зоны электромагнитного экранирования* («зоны молчания»), где прием сигналов радиостанций невозможен.

На распространение радиоволн оказывают существенное *влияние Земля и атмосфера*. Влияние *Земли* проявляется в том, что часть энергии радиоволн, распространяющихся вдоль поверхности Земли, поглощается

почвой. Поглощение происходит из-за возбуждения радиоволнами в почве высокочастотных токов, при этом часть энергии радиоволн превращается в тепло. *С увеличением частоты поглощение возрастает.*

*Атмосфера* Земли является газообразным слоем высотой до  $\sim 20000$  км. Самый нижний слой, в котором сосредоточено до 80 % всей массы атмосферного воздуха, называют *тропосферой*. Она имеет толщину над экватором  $\sim 16...18$  км, а в умеренных широтах  $\sim 10...12$  км.

Воздух, состоящий из смеси различных газов, имеет наибольшую плотность у поверхности Земли и представляет собой хороший диэлектрик. Плотность воздуха по мере подъема над Землей быстро уменьшается. Под влиянием излучений Солнца и космических лучей воздух *ионизируется*. Его атомы распадаются на *свободные электроны* и *положительные ионы*. На степень ионизации влияют случайные вспышки на Солнце, а также периодические циклы возрастания активности Солнца каждые 11 лет (последний максимум активности был в 1992 г., следующий попадает на 2003 г.). Ионизированная часть атмосферы образует *ионосферу*, оказывающую существенное влияние на процессы распространения радиоволн.

Ионосфера начинается на высоте  $\sim 60...90$  км и имеет условно несколько слоев, плавно переходящих друг в друга (рис.3.1,а). Первый слой *D* находится на высотах  $\sim 60...90$  км и существует только днем. Слой *E* располагается на высотах  $\sim 90...150$  км. Слой *F* ночью находится на высоте  $\sim 150...300$  км, а днем разделяется на два слоя:  $F_1$  - на высоте  $\sim 150...250$  км и  $F_2$  - на высоте  $\sim 250...400$  км. От слоя к слою ионизация увеличивается, достигая максимума в слое  $F_2$ . Выше - ионизация падает. Зоны полярных сияний находятся на условной границе слоев *E* и *F*, их высота  $\sim 140...160$  км.

Из-за явлений отражения, преломления, рефракции и дифракции радиоволны могут достигать места приема несколькими путями. Для упрощения пояснений примем, что радиоволны излучаются *передатчиком* (П) в каком-либо направлении узкими лучами.

Радиоволны, распространяющиеся в непосредственной близости от земной поверхности и частично ее огибающие вследствие дифракции, называются *поверхностными* или *земными* (луч 1, рис.3.1,б). Поверхностные волны при распространении испытывают *поглощение* Землей, строениями, лесными массивами и т.п., *которое тем больше, чем выше частота радиоволн.*

Радиоволны, излучаемые наклонно к поверхности Земли и называемые *пространственными*, доходят до ионосферы, в которой происходит их плавное преломление - *рефракция* (рис.3.1,б, лучи 2,3,4). Возможность возврата радиоволн к Земле зависит от их частоты и угла излучения. Чем меньше угол излучения (рис.3.1,б) и чем меньше частота пространственных волн (рис.3.1,в), тем легче выполняются условия для их возвращения на Землю. Для каждого угла излучения при определенном состоянии ионосферы существует *максимальная применимая частота* (МПЧ). Волны с частотами выше МПЧ не возвращаются к Земле (рис. 3.2).

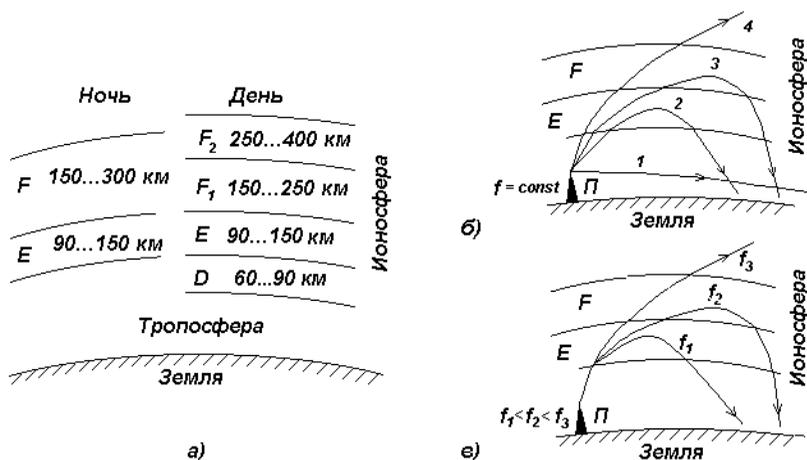


Рис. 3.1. Высотные характеристики слоев ионосферы (а); искажения траекторий лучей радиоволн ионосферой в зависимости от угла излучения (б) и частоты (в)

Чем ниже частота, тем сильнее поглощение радиоволн в атмосфере (на ОНЧ поглощение пропорционально  $1/f^2$ ). Поглощение может быть столь значительным, что при вертикально посланной радиоволне отраженный сигнал вообще не удастся обнаружить. При повышении частоты поглощение уменьшается и уровень отраженного сигнала увеличивается. Однако существует *критическая частота* ( $f_{кр}$ ), после которой вертикально посланные радиоволны от ионосферы не отражаются и уходят в космическое пространство (см. рис. 3.2). Днем  $f_{кр} = 5...15$  МГц, ночью  $f_{кр} = 2...8$  МГц.

Заметим, что  $f_{кр} < \text{МПЧ}$ .

Существует и *наинишая применимая частота* (НПЧ) радиоволны.

НПЧ - это частота, ниже которой дальнейшее распространение радиоволн практически невозможно из-за сильного поглощения в слоях ионосферы.

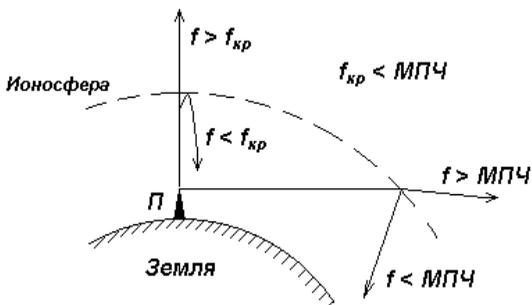


Рис. 3.2. К понятиям критической частоты радиоволны и максимально применимой частоты радиоволны

Существует и *наинишая применимая частота* (НПЧ) радиоволны. НПЧ - это частота, ниже которой дальнейшее распространение радиоволн практически невозможно из-за сильного поглощения в слоях ионосферы.

Высота и степень ионизации слоев атмосферы непостоянны во времени. Это приводит к изменению условий распространения пространственных волн. В какой-либо точке приема возможна *интерференция* (*наложение*) поверхностных и пространственных радиоволн. Интерференция вызывает изменение результирующей напряженности поля, что приводит к *замираниям* (*федингам*) сигнала с длительностью от долей секунды до нескольких десятков секунд. Фединг может сопровождаться искажениями АМ-сигнала из-за селективного подавления несущей (см. подраздел 8.1, рис.8.3).

#### 4. Прием радиоволн различной длины. Мешающее действие помех и шумов

*Длинные и средние волны.* Прием дальних радиостанций возможен на частотах, несколько ниже МПЧ, когда еще есть отражение от ионосферы, а поглощение в ней минимально. Для слоя *D* МПЧ не превышает сотен килогерц, и этот слой хорошо отражает только сверхдлинные волны. Слой *E* хорошо отражает радиоволны с частотами до нескольких мегагерц. Поэтому ночью, когда отсутствует поглощение в слое *D*, возможен прием дальних радиостанций, работающих на длинных и средних волнах. Дальность

распространения волн «одним скачком» при отражении от слоя  $E$  определяется радиусом Земли, высотой слоя  $E$  ( $\sim 120$  км) и составляет  $2500...3000$  км. Днем же радиоволне, чтобы отразиться от слоя  $E$  и вернуться на Землю, надо дважды пройти через слой  $D$ . При этом она сильно ослабляется, и к радиослушателю практически ничего не приходит. Поэтому днем на средних радиоволнах слышны только местные радиостанции. Длинные же волны за счет дифракции вокруг земной поверхности при повышенной мощности передатчика ( $1000$  кВт и более) могут распространяться на довольно большие расстояния ( $1000...3000$  км) и днем.

*Короткие волны* отражаются преимущественно слоем  $F$ . Высота слоя  $F$  выше, чем слоя  $E$ , поэтому дальность распространения «одним скачком» коротких волн достигает  $5000$  км. Из-за слабого затухания коротких волн в атмосфере возможно их распространение несколькими скачками, когда происходит неоднократное переотражение от поверхности Земли и от ионосферы. Более того, возможны рикошетирующие отражения от разных слоев ионосферы и возвращение радиоволн на Землю на очень большом расстоянии от передатчика. На практике зафиксированы случаи «кругосветного эха», когда к передатчику, обойдя вокруг Земли, приходит его собственный сигнал. Временная задержка сигнала при этом составляет  $0,13...0,15$  с. Однако на дальние расстояния распространяются не все короткие волны, а лишь некоторые, частоты которых лежат между НПЧ и МПЧ. Причем чем ближе частота радиоволны к МПЧ, тем дальше и с меньшими потерями она распространяется.

Для радиовещания на КВ выделены узкие участки (или диапазоны, см. табл. 2.2). Днем в годы минимума солнечной активности дальние радиостанции можно принимать в 19-метровом или 25-метровом диапазонах. Если на 16-метровом диапазоне «тихо», значит МПЧ около  $15...16$  МГц. На более высокочастотных диапазонах (11-метровом и 13-метровом) прием дальних радиостанций практически невозможен. Когда же Солнце активно, прохождение возможно и в диапазонах  $11$  м,  $13$  м,  $16$  м. Если дальние радиостанции слышны громко и хорошо, а станций, расположенных на расстоянии  $\sim 2000...3000$  км не слышно совсем, то приемник находится в так называемой «мертвой зоне». «Мертвая зона» образуется из-за того, что ионосфера отражает только очень пологие лучи, касательные к горизонту. От более близких радиостанций лучи

падают круче, и ионосфера их не отражает. Такие станции можно принять в более низкочастотных диапазонах, например в диапазоне 31 м.

Днем в диапазонах 41 м и 49 м можно услышать только местные радиостанции, находящиеся на расстоянии нескольких десятков километров (это расстояние зависит от мощности передатчика и высот передающей и приемной антенн). Ионосферные волны от дальних радиостанций не проходят за счет поглощения в ионосфере - частоты дальних радиостанций этих диапазонов ниже НПЧ.

Вечером ситуация меняется: «замолкает» сначала диапазон 16 м, затем диапазон 19 м, зато «оживают» диапазоны 41 м и 49 м. Условно диапазоны 41 м и 49 м называют «ночными», а диапазоны короче 25 м - «дневными» [25].

*Ультракороткие волны* ионосферой не отражаются, поскольку их частоты лежат выше МПЧ. Кроме того, ультракороткие волны практически не испытывают дифракции из-за выпуклости земного шара. Поэтому прием УКВ-радиостанций возможен только в пределах прямой видимости на расстоянии

$$r[\text{км}] \approx 3,57 (\sqrt{H_{\text{П}}[\text{м}]} + \sqrt{H_{\text{ПР}}[\text{м}]}) , \quad (4.1)$$

где  $H_{\text{П}}$ ,  $H_{\text{ПР}}$  – высоты передающей и приемной антенн соответственно.

Чтобы расширить зону обслуживания УКВ-радиостанций, их антенны помещаются на высоких мачтах или башнях. Например, Останкинская телевизионная башня в Москве имеет высоту 530 м, что обеспечивает возможность приема теле- и радиопрограмм на удалении 100...150 км; башня Томского телецентра, находящаяся на Воскресенской горе, имеет эквивалентную высоту около 200 м (см. данные табл. П.3 по высоте передающих антенн), прием теле- и радиопрограмм при этом возможен на удалении 50...80 км).

*Радиоприему оказывают мешающее действие внешние помехи и шумы, а также собственный шум приемного устройства.*

Внешние помехи могут быть природного и индустриального (промышленного) происхождения, а также могут создаваться другими радиостанциями (см. раздел 5). В диапазоне умеренно высоких частот ( $f < 30 \text{ МГц}$ ) основными помехами являются *атмосферные и индустриальные*,

носящие импульсный характер. Из-за конечной полосы пропускания приемника их спектр на выходе радиотракта приемника близок к спектру шумовой помехи.

Поэтому их называют *атмосферными и промышленными шумами*. На частотах  $f > 10 \text{ МГц}$ , превышающих критическую частоту  $f_{кр}$ , к атмосферным и промышленным шумам добавляются *космические шумы*, проходящие сквозь ионосферу.

На рис.4.1 приведены усредненные зависимости напряженности поля внешних шумов от частоты.

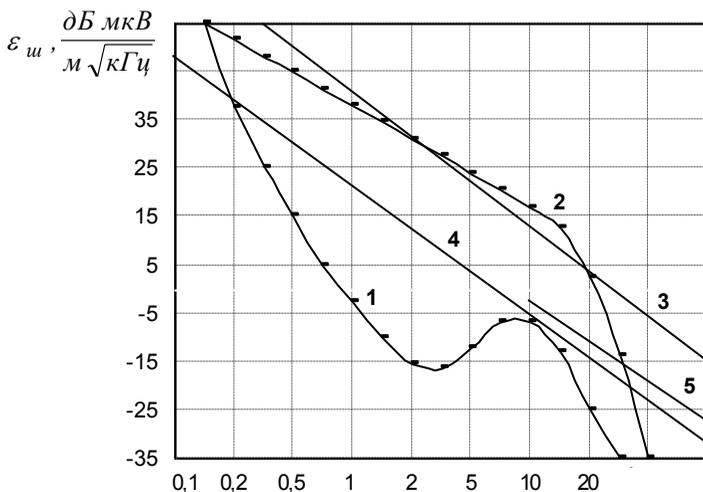


Рис. 4.1. Усредненные зависимости напряженности поля внешних шумов от частоты при шумовой полосе приемника 1 кГц:

- 1 - атмосферные шумы днем; 2 - атмосферные шумы ночью;  
 3 - промышленные шумы в городе; 4 - промышленные шумы в сельской местности;  
 5 - космические шумы

*Атмосферные шумы* возникают из-за грозовых разрядов (молний).

Грозовая активность особо интенсивна в экваториальном поясе земного шара (ЗШ). В среднем на ЗШ всегда имеют место приблизительно 2000 гроз и каждую секунду происходит около 100 грозовых разрядов. Грозовые разряды обладают широким спектром, максимум которого находится вблизи 10 кГц. С ростом частоты интенсивность атмосферных шумов уменьшается (рис. 4.1, кривые 1, 2). Из-за поглощения ионосферой пространственной волны уровень атмосферных шумов на длинных и средних волнах в дневное время ниже, чем

ночью. На коротких волнах (при частотах  $3 \dots 10 \text{ МГц}$ ) это различие уменьшается за счет их дальнего многоскачкового распространения. Уровень атмосферных шумов сильно возрастает при местной грозе. В полярных областях существенны помехи от северных полярных сияний.

*Индустриальные шумы* являются следствием работы различных приборов и аппаратов с искрообразованием (электродвигателей, электрической сварки, токосъемников трамваев и троллейбусов, систем зажигания автомобилей и пр.). Уровень индустриальных шумов, так же как и атмосферных, убывает с ростом частоты (рис.4.1, кривые 3,4). В крупных индустриальных центрах их уровень может превышать уровень атмосферных шумов.

*Космические шумы* определяются радиоизлучением различных космических объектов. Эти шумы характеризуются общим уровнем фона, создаваемым межзвездным ионизированным газом и другими относительно маломощными источниками. Максимум космических шумов наблюдается в направлении центра Галактики (в направлении Млечного пути), что соответствует большому количеству охватываемых радиоисточников, минимум - в сторону от центра Галактики. На общий фон могут накладываться излучения мощных радиоисточников (Солнца, радиоисточников в созвездии Кассиопеи, Лебедя и др.), если они попадают в лепестки диаграммы направленности антенны приемника. Космические шумы достигают поверхности земного шара, если их частота превышает критическую частоту (см. рис.3.2). С повышением частоты космические шумы уменьшаются (рис.4.1, кривая 5), и при  $f > 120 \text{ МГц}$  их влияние на радиоприем отсутствует. Практически космические шумы оказывают мешающее действие на радиоприем на частотах  $20 \text{ МГц} < f < 120 \text{ МГц}$ , когда их уровень соизмерим или превышает уровень атмосферных и индустриальных шумов. В областях частот около  $1,42 \text{ ГГц}$  и  $10 \text{ ГГц}$  возникает небольшое увеличение космического шума. Первой области частот соответствует излучение межзвездного водорода, второй - шум ионизированных паров воды верхних слоев атмосферы.

*Собственный шум* оказывает существенное мешающее действие в приемниках ДВ и СВ, имеющих магнитные (ферритовые) антенны с небольшой действующей высотой [19], а также в приемниках УКВ и более коротких волн (при частотах приема  $f > 80 \dots 100 \text{ МГц}$ , на которых уровень внешних шумов

становится малым).

Характерные особенности вещания и связи на радиоволнах различной длины наглядно представлены в табл. 4.1.

Таблица 4.1. Характеристики радиовещания (РВ) и радиосвязи (РС) на радиоволнах различной длины

Наименование радиоволн	1. Дальность РВ (РС) 2. Лучи распространения радиоволн 3. Мешающие факторы при приеме
Километровые и гектометровые (0,03...3,0 МГц)	1. Дальнее наземное (500 ... 3000) км 2. Поверхностные лучи в дневное время; поверхностные и пространственные лучи в ночное время 3. Очень высокий уровень атмосферных и промышленных шумов; замирания сигнала в ночное время из-за интерференции радиоволн в точке приема; помехи от дальних радиостанций в ночное время
Декаметровые (3,0...30,0 МГц)	1. Ближнее наземное (100 ... 150 км); дальнее наземное (до 20000 ... 40000) км 2. Поверхностные лучи (ближнее распространение); пространственные лучи (дальнее распространение) при их отражении (многократном) от ионосферы и Земли: днем на частотах $10 \text{ МГц} < f < 15 \text{ МГц}$ ; в сумеречное время на частотах $9 \text{ МГц} < f < 12 \text{ МГц}$ ; ночью на частотах $4 \text{ МГц} < f < 9 \text{ МГц}$ 3. Высокий уровень атмосферных и промышленных шумов; замирания сигнала; помехи от дальних радиостанций
Метровые, дециметровые и сантиметровые (30,0...30000,0 МГц)	1. Ближнее наземное - в пределах прямой видимости при наземном РВ и РС (50 ... 150 км); дальнее - в пределах прямой видимости при РС с воздушным флотом (500 ... 10000 км); сверхдальнее космическое - в пределах прямой видимости при РС с ИСЗ (70000 км и более) 2. Поверхностные и пространственные лучи при прямой видимости 3. Заметный уровень атмосферных, промышленных и космических шумов при $(10...20) \text{ МГц} < f < 120 \text{ МГц}$ и их отсутствие при $f > 120 \text{ МГц}$ , кроме частот $f \approx 1,42 \text{ ГГц}$ (шум межзвездного водорода) и $f \approx 10 \text{ ГГц}$ (шум ионизированных паров воды верхних слоев атмосферы)

### Контрольные вопросы к разделам 3 и 4

1. От чего зависит скорость распространения радиоволн ?
2. Что такое отражение радиоволн ?
3. Что такое преломление радиоволн ?
4. Что такое дифракция радиоволн ?
5. Что такое рефракция радиоволн ?
6. Какие радиоволны называются поверхностными (земными) ?
7. Какие радиоволны называются пространственными ?
8. Что такое максимально применимая частота (МПЧ) радиоволны ?
9. Что такое критическая частота радиоволны ( $f_{кр}$ ) ?
10. Что такое наименьшая применимая частота (НПЧ) радиоволны ?

11. Из-за чего происходят замирания (фединг) радиоволн ?
12. Почему устойчивая наземная радиосвязь на УКВ возможна только в пределах прямой видимости ?
13. Почему уровень атмосферных шумов ночью больше, чем днем ?
14. Почему в диапазонах ДВ и СВ при наземной радиосвязи космические шумы отсутствуют ?

## 5. Зоны обслуживания радиостанций

Каждая радиостанция обслуживает вещанием определенную территорию.

*Зоной обслуживания* передатчика радиостанции называют часть земной поверхности, ограниченной замкнутой кривой, в каждой точке которой с вероятностью не ниже заданной полезная напряженность поля передатчика  $\varepsilon_c$  обеспечивает удовлетворительный прием при наличии шумов или помех с напряженностью поля  $\varepsilon_{ш(n)}$  [32,33].

*Шумы могут быть природного или индустриального происхождения* (см. раздел 4). *Помехи могут создаваться другими радиостанциями.*

*Защитное отношение по высокой частоте ( $\gamma$ )* характеризует отношение напряженности поля полезного сигнала и напряженности поля шумов (помех) в точке приема

$$\gamma = \varepsilon_c / \varepsilon_{ш(n)}, \quad \gamma [\text{дБ}] = 20 \log(\varepsilon_c / \varepsilon_{ш(n)}). \quad (5.1)$$

Значение  $\varepsilon_c$  определяет необходимую реальную чувствительность приемника по полю.

*Наименьшая допустимая величина защитного отношения по высокой частоте определяет границы зоны обслуживания РСТ.*

Защитное отношение зависит не только от уровня шумов (помех) в точке приема, но и от параметров систем вещания, к которым относятся:

- тип и глубина модуляции, разнос несущих частот передатчиков;
- ширина полосы канала вещания (следствием чего является ширина полосы пропускания приемного устройства);
- чувствительность и избирательность приемного устройства;
- требуемое защитное отношение по низкой (звуковой) частоте.

Методики определения чувствительности приемников различных длин волн, работающих с настроенными и ненастроенными антеннами, с учетом внешних шумов подробно изложены в [19].

Защитное отношение по звуковой частоте ( $\gamma_{\text{вых}}$ ) характеризует требуемое отношение напряжения звуковой частоты  $U_c$  к напряжению шума  $U_{\text{ш}}$  на выходе усилителя низкой частоты (УНЧ) приемника

$$\gamma_{\text{вых}} = U_c / U_{\text{ш}}, \quad \gamma_{\text{вых}} [\text{дБ}] = 20 \log(U_c / U_{\text{ш}}). \quad (5.2)$$

При относительно малых собственных шумах УНЧ  $\gamma_{\text{вых}} \approx \gamma_{\text{вых дет}}$ , где  $\gamma_{\text{вых дет}}$  – защитное отношение (или коэффициент различимости), характеризующее (характеризующий) отношение сигнал/шум (С/Ш) на выходе детектора приемника. Величину  $\gamma_{\text{вых}}$ , по рекомендации Международной электротехнической комиссии (МЭК), основанной на результатах массового опроса слушателей, для радиовещательных приемников, принимают равной 20...40 дБ. Рекомендации по выбору величины  $\gamma_{\text{вых}}$  для приемников связных, локационных и др. приведены, например, в [19].

При демодуляции (детектировании) отношение С/Ш может существенно меняться ( $\gamma_{\text{вых дет}} \neq \gamma_{\text{вх дет}}$ ). Связь между  $\gamma_{\text{вх дет}}$  и  $\gamma_{\text{вых дет}}$  для диодных детекторов колебаний с амплитудной модуляцией (АМ) и колебаний с угловой модуляцией (УМ) можно оценить по формулам [31]:

$$\gamma_{\text{вх дет АМ}} \approx \frac{\gamma_{\text{вых дет АМ}}}{m\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2\Delta F}{\Pi_{\text{ш}}}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + m^2 \Pi_{\text{ш}} / \gamma_{\text{вых дет АМ}}^2 \Delta F}}; \quad (5.3)$$

$$\gamma_{\text{вх дет УМ}} \approx \frac{\gamma_{\text{вых дет УМ}}}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{\Delta F^3}{f_{\text{д. макс}}^3}} = \frac{\gamma_{\text{вых дет УМ}}}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{1}{M^3}}, \quad (5.4)$$

где  $\Delta F = 1,1 (F_{\text{зр в}} - F_{\text{зр н}})$  – эффективная полоса шумов низкочастотного тракта приемника {в формуле (5.3) при  $2\Delta F > \Pi_{\text{ш}}$  необходимо полагать  $2\Delta F = \Pi_{\text{ш}}$ };

$F_{\text{зр н}}$ ,  $F_{\text{зр в}}$  – соответственно нижняя и верхняя граничные частоты низкочастотного тракта приемника;

$\Pi_{\text{ш}} \approx 1,1 \cdot \Pi_{0,7}$  – эффективная полоса шумов приемника;

$\Pi_{0,7}$  – полоса пропускания приемника по уровню 0,7;

$m$  – индекс модуляции АМ-колебания;

$f_{\text{д. макс}}$  – максимальная девиация частоты колебания с УМ;

$M$  – индекс угловой модуляции ( $M = f_{\text{д макс}} / F_{\text{с}}$ , см. подраздел 8.6);

$F_в$  – верхняя частота модуляции.

Напряженность поля сигнала  $\varepsilon_c [мкВ/м]$  вокруг передатчика с эквивалентной мощностью излучения  $P_{эк} [кВт]$  на расстоянии  $r [км]$  за счет поверхностного луча определяется формулой

$$\varepsilon_c \approx \frac{F}{r^a} (1,73 \cdot 10^5 \sqrt{P_{эк}}), \quad (5.5)$$

где  $F$  – коэффициент ослабления ( $F \leq 1$ ), зависящий от длины радиоволны и удельной проводимости почвы  $\sigma_{не}$ ;

$a$  – показатель ослабления ( $a \geq 1$ ), зависящий от длины радиоволны и от свойств среды, по которой она распространяется.

Эквивалентная мощность излучения  $P_{эк}$  (или эквивалентная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ)) связана с эффективной мощностью передатчика  $P_{нэф}$  и с выходной мощностью передатчика  $P_n$  следующим образом:

$$P_{эк} = P_{нэф} G_n = P_n \eta_n G_n, \quad (5.6)$$

где  $G_n$  – коэффициент усиления антенны передатчика;

$\eta_n$  – коэффициент передачи по мощности антенно-волноводного тракта передатчика.

Из-за особенностей распространения радиоволн уровень напряженности поля сигнала РСТ в точке приема может существенно изменяться во времени (рис. 5.1). Для характеристики изменяющегося поля используют выраженное в процентах *относительное время* ( $T\%$ ) *превышения заданной напряженности поля сигнала  $\varepsilon$*  (для простоты записи опущен индекс «с»). Величина  $T$  характеризует отношение суммарного времени превышения напряженности поля заданного уровня к длительности времени приема  $T_0$ :

$$T = [(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \dots) / T_0] \cdot 100\% = (\Delta t / T_0) \cdot 100\%. \quad (5.7)$$

Напряженность поля сигнала, превышаемая в  $T\%$  времени, обозначается как  $\varepsilon(T)$ . Напряженность поля  $\varepsilon(T) = \varepsilon(50)$ , превышаемая в  $50\%$  времени, называется *медианной напряженностью поля*.

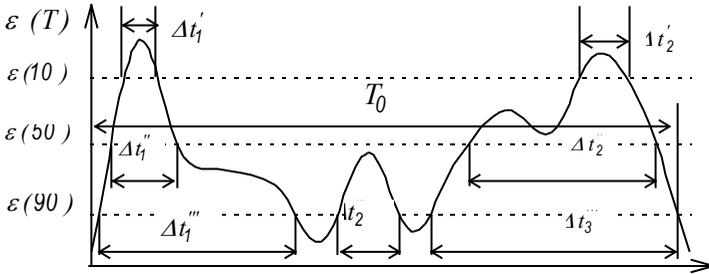


Рис. 5.1. Диаграмма, поясняющая понятие *относительного времени превышения заданной напряженности поля*

Напряженность поля вокруг передатчика РСТ на заданном расстоянии  $r$  зависит еще и от характера местности, и места положения на ней приемного устройства. Эти условия учитываются *процентом мест приема*  $L$ , в которых напряженность поля превышает заданный уровень и обозначается как  $\varepsilon(L)$ . Например, напряженность  $\varepsilon(L) = \varepsilon(50)$  превышает в  $L = 50\%$  точек приема.

Таким образом, напряженность поля вокруг передатчика является двумерной случайной величиной, поскольку зависит от места приема и изменяется во времени. Поэтому значение напряженности поля  $\varepsilon_c(r, T, L)$ , которое в течение  $T = 50\%$  времени превышает в  $L = 50\%$  общего числа точек приема на расстоянии  $r$  от передатчика, можно представить выражением

$$\varepsilon_c(r, T, L) [\text{мкВ} / \text{м}] = \sqrt{P_{\text{ЭК}} [\text{кВт}]} \varepsilon_c(r, 50, 50) R(T) R(L), \quad (5.8)$$

где  $\varepsilon_c(r, 50, 50)$  – медианное значение напряженности поля (превышаемое в течение 50% времени приема) в  $L = 50\%$  мест приема на расстоянии  $r$  от передатчика при эффективной мощности излучения  $P_{\text{ЭК}}$ ;

$R(T)$  – функция, учитывающая *статистическое распределение напряженности поля во времени* в точках, расположенных на заданном расстоянии  $r$  от передатчика;

$R(L)$  – функция, учитывающая *статистическое распределение напряженности поля в различных точках приема* на заданном расстоянии  $r$  от передатчика.

Выражение (5.8) можно записать в виде

$$\varepsilon_c(r, T, L) [\text{дБ} \cdot \text{мкВ} / \text{м}] = P_{\text{ЭК}} [\text{дБ} / \text{кВт}] + \varepsilon'_c(r, 50, 50) + R'(T) + R'(L), \quad (5.9)$$

где  $\varepsilon'_c(r, 50, 50) = 20 \lg [\varepsilon_c(r, 50, 50)]$ ;

$$R'(T) = 20 \lg [R(T)];$$

$$R'(L) = 20 \lg [R(L)].$$

В диапазоне частот  $0,15 \dots 10$  МГц, когда прием в зоне обслуживания передатчика осуществляется за счет земной волны, напряженность поля во времени практически не изменяется. Кроме того, на распространение радиоволн в этом диапазоне мало сказывается рельеф местности. Тогда  $\varepsilon_c(r, T, L) = P_{\text{ЭК}} [\text{дБ} / \text{кВт}] + \varepsilon'_c(r)$  и для расчета зон обслуживания радиостанций в этом случае используют экспериментально измеренные зависимости  $\varepsilon'_c(r)$  при  $P_{\text{ЭК}} = 1 \text{ кВт}$  (рис.5.2).

В диапазоне частот  $30 \dots 300$  МГц для определения границ зоны обслуживания используют экспериментально измеренные зависимости  $\varepsilon'_c(r, T, L)$  при  $P_{\text{ЭК}} = 1 \text{ кВт}$  (рис. 5.3), учитывающие статистическое распределение напряженности поля во времени на заданном расстоянии  $r$  от передатчика (функцию  $R(T)$ , например при  $T = 50 \%$ ) и статистическое распределение напряженности поля для среднеравнинной местности (функцию  $R(L)$ , например, при  $L = 50 \%$ ). Следует, однако, заметить, что, согласно рекомендациям Международной организации радиовещания и телевидения, в зоне обслуживания РСТ напряженность поля, создаваемая передатчиком, должна обеспечить качественный прием вещания на массовую аппаратуру в  $L = 50 \%$  мест приема в течение  $T = 90 \%$  времени для моно- и  $T = 99 \%$  времени для стереовещания. Только в течение соответственно  $10$  и  $1 \%$  времени допускается появление заметных помех. Эти требования определяют некоторое уменьшение практических зон обслуживания вещательных РСТ по сравнению с зонами, рассчитанными по зависимостям рис.5.3.

При мощности передатчика  $P_{\text{ЭК}} > 1 \text{ кВт}$  (или при  $P_{\text{ЭК}} < 1 \text{ кВт}$ ) напряженность поля полезного сигнала в точке приема, как следует из (5.9), может быть найдена из зависимостей, приведенных на рис.5.2 и 5.3, путем изменения ординаты на величину  $\varepsilon'_c [\text{дБ} \cdot \text{мкВ} / \text{м}] = 10 \lg \{ (1 \text{ кВт}) / P_{\text{ЭК}} [\text{кВт}] \}$ .

Наиболее сложной задачей является определение зон обслуживания для диапазона частот  $10 \dots 30$  МГц, в котором возможно сверхдальнее многоскачковое распространение радиоволн за счет пространственных лучей.

Этот вопрос здесь не рассматривается.

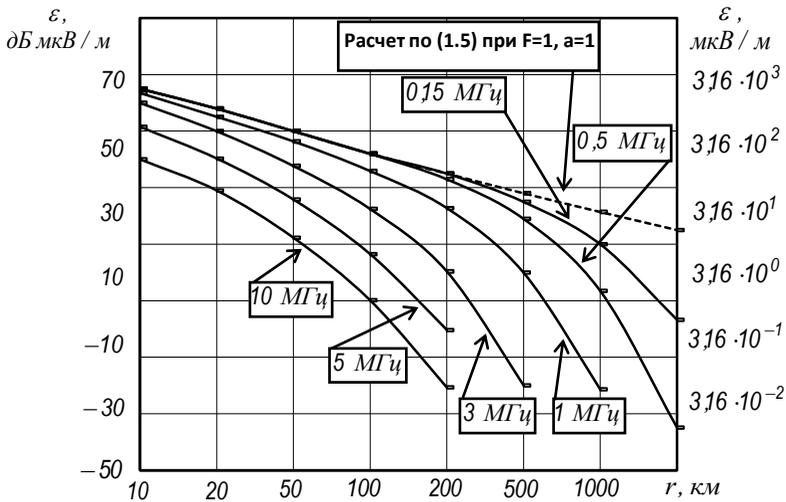


Рис. 5.2. Экспериментально измеренные зависимости изменения напряженности поля от расстояния до передатчика и частоты при  $P_{\text{ЭК}} = 1 \text{ кВт}$ ,  $\sigma_{\text{нв}} \approx 3 \cdot 10^{-2}$

Если полезный передатчик работает в условиях помех от другого передатчика, то на границе зоны обслуживания должны выполняться условия

$$(\varepsilon_{\text{пол}} / \varepsilon_{\text{меш}}) = \gamma, \quad \varepsilon_{\text{пол}} \geq \varepsilon_{\text{мин}}, \quad (5.10)$$

где  $\varepsilon_{\text{пол}}$  и  $\varepsilon_{\text{меш}}$  – напряженности поля соответственно полезного и мешающего передатчиков (рис.5.4, а);

$\varepsilon_{\text{мин}}$  – минимально необходимая напряженность поля в точке приема, соответствующая реальной чувствительности приемника и обеспечивающая на выходе приемника требуемое  $\gamma_{\text{вых}}$ .

При работе радиостанций в условиях взаимных помех происходит некоторое смещение центров их круговых зон обслуживания относительно месторасположения передатчиков (рис.5.4, б).

Взаимные помехи могут иметь место:

а) от РСТ, работающих в совмещенном радиочастотном канале (несущие частоты РСТ одинаковы) и передающих разные или одинаковые программы (как отмечалось выше, одинаковые несущие частоты могут иметь РСТ, находящиеся в разных географических районах);

б) от РСТ, работающих в разных радиочастотных каналах и

передающих разные или одинаковые программы;

в) от синхронных РСТ, работающих в совмещенном радиочастотном канале и передающих одинаковые сфазированные программы.

Очевидно, что для первого случая требуемые значения  $\gamma$  значительно больше, чем для второго и третьего.

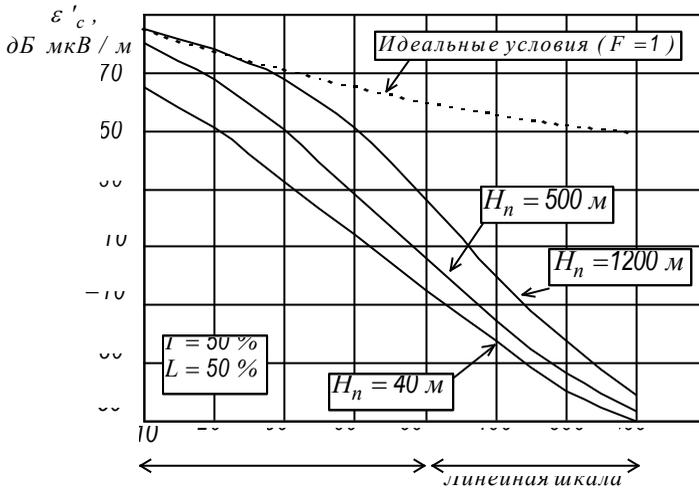


Рис. 5.3. Экспериментально измеренные зависимости напряженности поля от расстояния до передатчика и высоты подъема передающей антенны для диапазона частот 30...300 МГц при  $P_{ЭК} = 1 \text{ кВт}$  и  $H_{пр} = 10 \text{ м}$

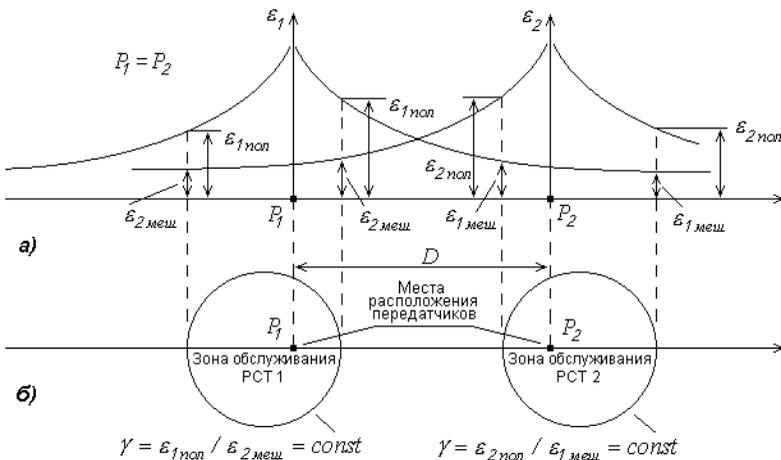


Рис. 5.4. Зависимости изменения напряженности поля двух РСТ одинаковой мощности (а) и зоны их обслуживания на равнинной местности (б)

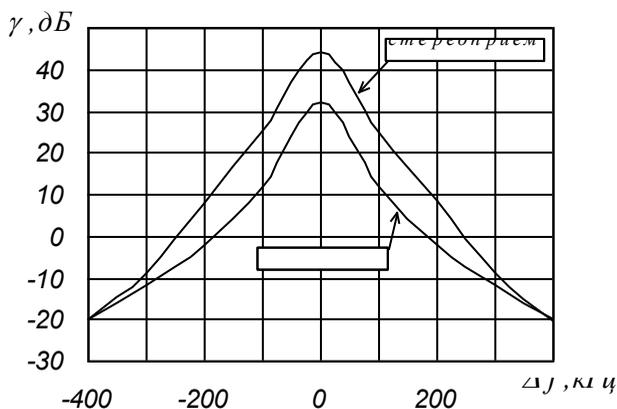


Рис. 5.5. Зависимости защитного отношения по радиочастоте в диапазоне УКВ от разности между несущими частотами полезной и мешающей радиостанций

Для примера на рис. 5.5 приведены зависимости необходимого защитного отношения при моно- и стереофоническом приеме в диапазоне УКВ.

Для обслуживания радиовещанием как можно большей сплошной территории могут использоваться квадратная или треугольная сетки расположения РСТ с одинаковой мощностью, имеющие в идеальном случае (равнинная местность без лесных массивов и строений) круговые зоны обслуживания с радиусом  $r_0$  (рис. 5.6). Квадратная и треугольная сетки характеризуются дальностью между РСТ ( $D_{кв}$  или  $D_{тр}$ ) и частично пересекающимися зонами обслуживания (заштрихованные участки), где возможны помехи от соседних РСТ. Нетрудно показать, что максимальное расстояние между РСТ при квадратной сетке  $D_{кв. макс} = \sqrt{2} r_0$ , при треугольной сетке  $D_{тр. макс} = \sqrt{3} r_0$ .

Треугольная сетка расположения РСТ предпочтительнее по двум причинам.

Во-первых, при треугольной сетке площадь пересечения зон обслуживания РСТ меньше.

Во-вторых, треугольная сетка более выгодна экономически. Это следует из того, что каждые четыре РСТ, находящиеся в углах ромба, образованного двумя равносторонними треугольниками, обслуживают площадь

$S'_{mp} = 2 S_{mp} = 2,6 r_0^2$ , а каждые четыре РСТ, находящиеся в углах квадрата, обслуживают площадь  $S_{кв} = 2 r_0^2$ . При этом  $S'_{mp}/S_{кв} = 1,3$ .

Например, при сотовой радиотелефонии расположение базовых станций выполняется по треугольной сетке.

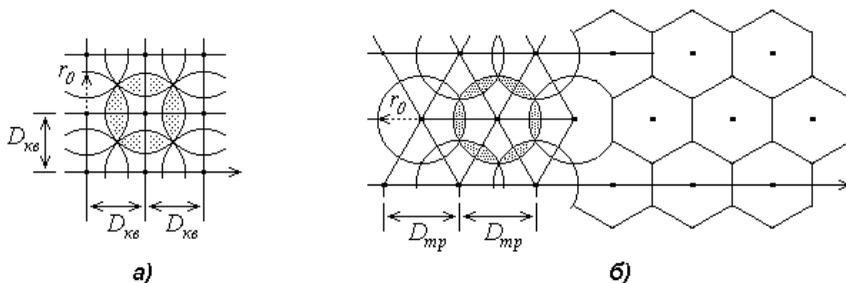


Рис. 5.6. Схемы размещения РСТ: квадратная сетка (а); треугольная сетка или «пчелиные соты» зон обслуживания (б)

## 6. Синхронное радиовещание

*Принцип синхронного радиовещания* заключается в передаче одной и той же программы двумя или несколькими РСТ с равными несущими частотами, одинаковыми начальными сдвигами фаз несущих колебаний и одинаковыми начальными сдвигами фаз модулирующих колебаний.

Синхронное вещание ведется обычно в диапазоне СВ. Число передатчиков, работающих в одном частотном канале, может достигать нескольких десятков. При синхронном вещании используются передатчики малой и средней мощности. При этом их суммарная мощность оказывается меньше, чем мощность одного мощного передатчика при той же зоне обслуживания. Надежность синхронной системы вещания очень высока, так как выход из строя одного или нескольких передатчиков лишь сокращает зону уверенного приема, в то время как выход из строя одного мощного передатчика приводит к полному нарушению радиовещания.

*Недостатком синхронного вещания* является интерференция радиоволн, приводящая к пучностям и узлам стоячей суммарной радиоволны в средней зоне между РСТ (рис.6.1). В максимумах общая напряженность поля равна сумме напряженностей  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$ , а в минимумах - их разности. В местах минимумов величина напряженности может быть недостаточной для качественного приема (возможно уменьшение напряженности поля до нуля).

Интерференция полей приводит не только к изменениям напряженности поля, но и к искажениям приема из-за того, что максимумы и минимумы результирующего поля для несущей частоты и боковых полос не совпадают (из-за различия их частот).

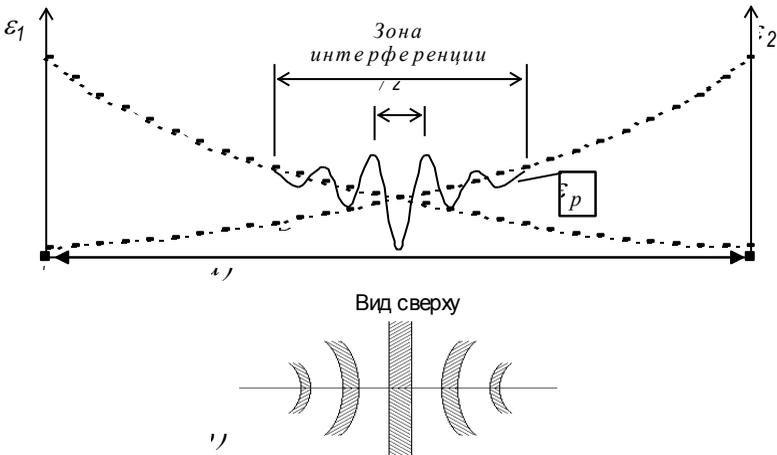


Рис. 6.1. Интерференционная структура поля несущего колебания в зоне искажений при синхронном РВ двумя РСТ

Для определения расстояния между узлами и пучностями несущего колебания предположим, что приемник расположен в средней зоне между двух РСТ, передающих синхронные АМ-сигналы ( $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ ;  $m_1 = m_2 = m$ ;  $\varphi_0 = \theta = 0$ , где  $\varphi_0$  – начальная разность фаз несущих колебаний;  $\theta$  – угол, характеризующий несинфазность модуляции). В этом случае значение результирующей напряженности поля с несущей частотой в точке приема есть

$$\varepsilon_p(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = \varepsilon_1 \cos \omega t + \varepsilon_2 \cos(\omega t + \varphi) = \varepsilon_p \cos(\omega t + \phi),$$

где  $\varphi = (r_2 - r_1)\omega / c = (r_2 - r_1) 2\pi / \lambda$  – разность фаз, обусловленная неодинаковостью расстояний  $r_1$  и  $r_2$  от первой и второй РСТ до приемника;

$$\varepsilon_p = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + 2\varepsilon_1\varepsilon_2 \cos \varphi};$$

$$\phi = \arctg\{[(\varepsilon_1 / \varepsilon_2) \sin \varphi] / [1 + (\varepsilon_1 / \varepsilon_2) \cos \varphi]\}.$$

Если  $\varepsilon_1 \approx \varepsilon_2$ , то

$$\varepsilon_p = \varepsilon_1 \sqrt{2(1 + \cos \varphi)} = 2 \varepsilon_1 \cos(\varphi / 2). \quad (6.1)$$

При перемещении приемника на расстояние  $\Delta r$  разность расстояний  $r_2 - r_1 = (r_2 + \Delta r) - (r_1 - \Delta r) = 2 \Delta r$ , а разность фаз между несущими колебаниями  $\varphi = (2\pi / \lambda) 2 \Delta r$ . Подставив выражение для  $\varphi$  в (6.1), получим

$$\varepsilon_p = 2\varepsilon_1 \left| \cos \left[ (2\pi / \lambda) \Delta r \right] \right|. \quad (6.2)$$

Из (6.2) следует, что узлы и пучности стоячей волны при синхронном вещании повторяются через интервалы, равные  $\lambda / 2$ . При приближении к одной или к другой РСТ колебания напряженности поля уменьшаются (рис. 6.1,а), зоны искаженного приема сужаются (рис. 6.1,б, заштрихованные зоны). Ширина полос в центре зоны интерференции, где искажения наибольшие, равна примерно  $0,1 \lambda$ . При этом получается, что полосы хорошего приема занимают около 70 % зоны искажений.

Искажения становятся субъективно незаметны, если  $(\varepsilon_{\text{пол}} / \varepsilon_{\text{меш}}) \geq 8 \text{ дБ}$ .

Напряженность суммарного поля в какой-то конкретной точке зоны искажений зависит от соотношения фаз несущих колебаний передатчиков. Если разность фаз непрерывно изменяется (т.е. частоты колебаний РСТ совпадают по частоте не совсем точно), то интерференционная картина смещается по территории со скоростью, зависящей от расхождения фаз колебаний. Для устранения этого используется режим фазовой синхронизации несущих частот РСТ.

При планировании сети синхронного вещания взаимное расположение и мощность радиостанций выбирают так, чтобы зоны искажений приходились на малонаселенные районы. Если этого не удастся добиться, то в зонах искажений иногда строят дополнительные радиостанции, передающие ту же программу, но на другой частоте.

В настоящее время синхронное вещание охватывает более половины радиопередатчиков в большинстве стран Европы, а в Англии — 90 %. Синхронизация передатчиков осуществляется путем излучения в эфир эталонной частоты (с относительной нестабильностью не более  $10^{-12}$ ), полученной от государственного атомного стандарта частоты и времени, приема ее на радиопередатках и "привязки" к ней несущих частот вещательных передатчиков. На европейской части России эталонный сигнал передается на частоте  $66,6 \text{ МГц}$  из подмосковного поселка Менделеево. Для Сибири и

Дальнего Востока работает эталонный передатчик на частоте  $50 \text{ кГц}$  в Иркутске. В качестве «вторичных» эталонов частоты можно использовать несущие частоты ДВ и СВ радиостанций, работающих в синхронном режиме [25].

### Контрольные вопросы к разделам 5 и 6

1. Что характеризует защитное отношение по высокой частоте?
2. Что характеризует защитное отношение по звуковой частоте?
3. Какой параметр определяет границы зоны обслуживания радиостанции ?
4. От чего зависит защитное отношение по высокой частоте ?
5. Когда взаимные помехи радиостанций наиболее опасны ?
6. Какие условия должны выполняться, если полезный передатчик работает в условиях помех от другого передатчика ?
7. Что происходит с круговыми зонами обслуживания двух радиостанций при их работе в условиях взаимных помех?
8. Какие сетки расположения РСТ с одинаковой мощностью могут использоваться для обслуживания радиовещанием как можно большей сплошной территории?
9. Какая сетка расположения РСТ с одинаковой мощностью предпочтительнее для обслуживания радиовещанием как можно большей сплошной территории?
10. В чем заключается принцип синхронного радиовещания ?
11. Каковы достоинства и недостатки синхронного радиовещания ?

### 7. Сигналы электросвязи и их характеристики. Модулирующие сигналы электросвязи

Сигналы электросвязи подразделяют на *модулирующие и модулированные*. *Модулирующие сигналы* предназначены для подачи на модулятор передающего устройства. *Модулированные сигналы* предназначены для передачи по линиям связи. Модулированные сигналы получают при помощи модулирующих с использованием различных видов модуляции и кодирования.

Основными модулирующими сигналами связи являются *телефонные, звукового вещания, телевидения, передачи данных (телеграфные, факсимильные, телеметрические и др.)*.

Сигналы связи характеризуются *шириной полосы частот, средним и пиковым значением мощности, пик-фактором, динамическим диапазоном*.

Все сигналы связи являются случайными функциями времени и имеют бесконечно широкий спектр. Однако их спектральная плотность распределена

по шкале частот неравномерно.

*Ширина полосы частот сигнала* ( $\Delta f_c$ ) — основная часть его спектра, которую необходимо передать по каналу связи для высококачественного восстановления сигнала при приеме.

*Среднее значение мощности сигнала* ( $\bar{P}$ ) может быть найдено усреднением изменяющейся мощности на определенном интервале времени.

*Пиковое значение мощности сигнала* ( $P_{\text{пик}}$ ) — максимально возможное значение мощности в процессе ее изменения.

*Пик-фактор сигнала* ( $k_{\text{пик}}$ ) — отношение его пиковой мощности к средней мощности:  $k_{\text{пик}}[\text{дБ}] = 10 \lg(P_{\text{пик}} / \bar{P})$ . Очевидно, что  $k_{\text{пик}}[\text{дБ}] = 20 \lg(U_{\text{max}} / U_{\text{срк}})$ , где  $U_{\text{max}}$  — максимальное напряжение сигнала;  $U_{\text{срк}}$  — среднеквадратичное (эффективное, действующее) напряжение сигнала.

Например, для гармонического синусоидального сигнала  $U_{\text{max}} = U_0$  ( $U_0$  — амплитуда гармонического сигнала),  $U_{\text{срк}} = U_0 / \sqrt{2}$ , следовательно  $k_{\text{пик}} = 20 \lg(1 / \sqrt{2}) = 3 \text{ дБ}$ .

*Динамический диапазон изменяющегося по уровню сигнала* ( $D$ ) — отношение его пиковой (максимальной) мощности к минимальной мощности ( $P_{\text{min}}$ ):  $D[\text{дБ}] = 10 \lg(P_{\text{пик}} / P_{\text{min}})$ , или  $D[\text{дБ}] = 20 \lg(U_{\text{max}} / U_{\text{min}})$ .

**7.1. Телефонный сигнал.** Телефонным сигналом называют электрический сигнал речи. Телефонный сигнал является нестационарным случайным процессом с полосой частот  $0,08...12 \text{ кГц}$ . Однако разборчивость речи определяется *формантами* — *основными тонами* (частотными областями, где сконцентрирована основная энергия звуков). Большинство формант расположено в полосе частот от  $F_1 = 0,3 \text{ кГц}$  до  $F_6 = 3,4 \text{ кГц}$ . Поэтому по рекомендации Международного консультативного комитета по телефонии и телеграфии (МККТТ) при передаче телефонного сигнала его полосу ограничивают диапазоном частот  $0,3...3,4 \text{ кГц}$ . При этом качество передачи речи получается вполне удовлетворительным: слоговая разборчивость речи составляет  $\sim 90\%$ , разборчивость фраз -  $\sim 99\%$ . Динамический диапазон речевого сигнала  $10...30 \text{ дБ}$ , пик-фактор  $6...15 \text{ дБ}$ .

**7.2. Сигнал звукового вещания.** Под первичными сигналами звукового вещания понимают сигналы речи и музыки. Спектр сигналов высококачественного звукового музыкального сообщения гораздо шире спектра речевого сигнала и занимает полосу частот от  $F_n = 0,02 \text{ кГц}$  до  $F_g = 20 \text{ кГц}$ . При вещании в разных диапазонах волн эту полосу ограничивают как снизу, так и сверху: для диапазонов ДВ, СВ и КВ  $F_n = 0,1...0,15 \text{ кГц}$ ,  $F_g \approx 4,5...10 \text{ кГц}$ ; для высококачественного вещания в диапазоне УКВ (FM) и для звуковых сигналов телевидения  $F_n = 0,03...0,04 \text{ кГц}$ ,  $F_g = 15 \text{ кГц}$ . Наибольший динамический диапазон имеют сигналы музыкальных программ. Его величина достигает  $90...96 \text{ дБ}$ . При передаче динамический диапазон таких сигналов уменьшают до  $40...60 \text{ дБ}$  с помощью компрессоров, ослабляющих наиболее сильные сигналы. Пик-фактор сигналов звукового вещания зависит от жанра программы и может принимать значения  $6...30 \text{ дБ}$ .

**7.3. Телевизионный сигнал.** Под первичным телевизионным сигналом понимают видеосигнал  $\{S_g(t)\}$ , управляющий в телевизионном приемнике яркостью изображения, генераторами строчной и кадровой разверток, гашением луча кинескопа при обратном ходе по строкам и кадрам, а также содержащий сигналы цветности при передаче цветного изображения (рис.7.1,а).

Для воспроизведения на экране кинескопа приемного устройства исходного яркостного тона изображения (светлое, полутемное, темное и др.) необходимо осуществлять привязку видеосигнала к фиксированному уровню (например, к уровню импульсов гашения). При этом нижняя частота спектра видеосигнала  $F_n = 0$ .

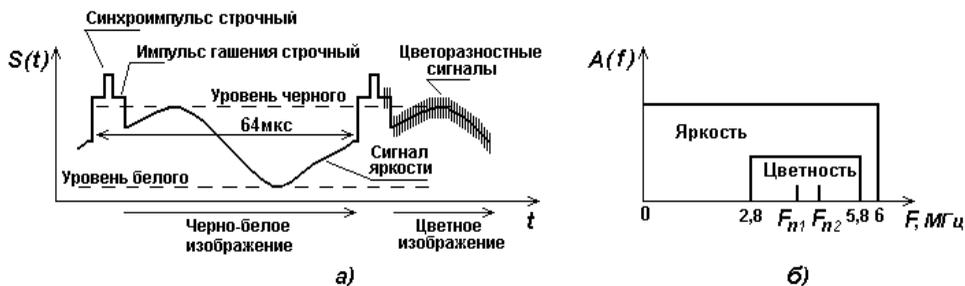


Рис. 7.1. Вид видеосигнала (а); области частот, занимаемые спектром видеосигнала (б)

Для нахождения верхней частоты спектра видеосигнала необходимо рассмотреть особенности формирования видеосигнала. В стандарте СЕКАМ в секунду передается 25 кадров ( $N_k = 25 \text{ кадр/с}$ ), каждый из которых для исключения мерцания изображения состоит из двух полукадров ( $N_{нк} = 50 \text{ пкадр/с}$ ). При этом частота кадровой развертки  $F_{кадр} = N_{нк} = 50 \text{ Гц}$ . Каждый кадр содержит 625 строк ( $N_c = 625 \text{ стр/кадр}$ ), следовательно, частота строчной развертки  $F_{cmp} = N_k N_c = 25 \cdot 625 = 15625 \text{ Гц}$ .

Верхняя частота спектра видеосигнала зависит от требуемой четкости изображения, которую определяет сигнал яркости при передаче чередующихся черных и белых квадратных элементов изображения. Вертикальный размер элементов определяется размером одной строки. Если ширина кадра относится к его высоте как 4 : 3 ( $K_{ш} / K_{в} = 4 / 3$ ), то число элементов в одной строке при четкости изображения, выраженного в «условных строках» ( $Z_{cmp}$ ),  $N_{эл/cmp} = Z_{cmp} (K_{ш} / K_{в})$ . Для максимально возможной четкости изображения  $Z_{cmp} = N_c = 625$  и  $N_{эл/cmp} = 625 \cdot (4 / 3) \approx 833$ . Время передачи одной строки  $T_c = 1 / (N_k N_c) = 1 / 25 \cdot 625 = 64 \text{ мкс}$ , время передачи одного элемента в строке

$$\tau = T_c / N_{эл/cmp} = K_{в} / (N_k N_c Z_{cmp} K_{ш}) \Big|_{Z_{cmp}=N_c} = 3 / (25 \cdot 625^2 \cdot 4) = 0,0768 \text{ мкс}.$$

При этом верхняя частота спектра сигнала яркости

$$F_g = 0,5 / \tau = 0,5 N_k N_c Z_{cmp} K_{ш} / K_{в} \Big|_{Z_{cmp}=N_c} \approx 6,5 \text{ МГц} . (7.1)$$

При передаче  $F_g$  несколько уменьшают, ограничивая ее величиной  $\sim 6 \text{ МГц}$ . Это приводит к незначительному ухудшению четкости изображения (с 625 «условных строк» до  $\sim 575$  «условных строк»), что практически незаметно, т.к. основная энергия среднестатистического сигнала яркости сосредоточена в полосе частот до  $1,5 \text{ МГц}$ .

При передаче цветного изображения в стандарте СЕКАМ в видеосигнал (во время передачи сигнала яркости) дополнительно вводят два цветоразностных сигнала ( $R - Y$ ) и ( $B - Y$ ) на частотно-модулированных поднесущих  $F_R = 4,250 \text{ МГц} = 272 F_{cmp}$  и  $F_B = 4,406 \text{ МГц} = 282 F_{cmp}$  (кратных четным гармоникам частоты строк). Из-за линейчатых спектров видеосигнала и

сигналов цветности происходит их «переплетение» (несовпадение спектральных составляющих), что обеспечивает уменьшение их взаимного влияния при передаче в одном канале. Максимальные величины модулирующих частот сигналов цветности  $F_{\text{цвет}} = 1,4 \text{ МГц}$ ; девиация первой поднесущей  $f_{\text{DR}} = 280 \text{ кГц}$ , второй -  $f_{\text{DB}} = 230 \text{ кГц}$ ; индекс частотной модуляции (ЧМ) сигналов цветности при этом  $M_{\text{ЧМ цвет}} = f_{\text{D}} / F_{\text{цвет}} \approx (0,16 \dots 0,2) < 1$  (понятия о девиации частоты и об индексе ЧМ см. в подразделе 8.6). При узкополосной ЧМ ( $M_{\text{ЧМ цвет}} < 1$ ) ширина спектра каждого из цветоразностных сигналов  $\Delta f_{\text{цвет}} \approx 2 F_{\text{цвет}} = 2,8 \text{ МГц}$ . Полоса частот, занимаемая цветоразностными сигналами, лежит в интервале от  $\sim 2,8 \text{ МГц}$  до  $\sim 5,8 \text{ МГц}$  (рис.7.1,б).

Динамический диапазон телевизионного сигнала яркости соответствует  $\sim 40 \text{ дБ}$ , пик-фактор  $\sim 4,5 \dots 5 \text{ дБ}$ .

**7.4. Сигналы передачи данных.** Сигналы передачи данных являются дискретными, имеют, как правило, два разрешенных состояния (единица - ноль; в символьном виде  $+1, 0$ ) и называются *цифровыми двоичными* или *цифровыми двухпозиционными* сигналами. Чаще это импульсы постоянного тока (реже - импульсы переменного тока), при помощи которых представляется (кодируется) передаваемое сообщение.

Ширина основного энергетического спектра импульсной последовательности зависит от соотношения *длительности единичных импульсов*  $\tau_{\text{и}}$  и *периода*  $T$  их следования, называемого *периодом тактовой частоты цифрового потока*  $F_T = 1 / T$ . Так как за период  $T$  передается  $1 \text{ бит}$  информации, то в последующих разделах будем обозначать его « $T_{\text{б}}$ ».

Для определения ширины спектра двоичных сигналов и возможности выделения их тактовой частоты при приеме (что необходимо для синхронизации декодирующих устройств) рассмотрим различные импульсные последовательности  $S(t)$  и их энергетические спектры  $A(F)$  (рис.7.2).

Из теории сигналов известно, что для периодической импульсной однополярной последовательности, имеющей постоянный (детерминированный) период повторения  $T$ , фиксированную длительность импульса  $\tau_{\text{и}}$  и случайную величину амплитуд (рис.7.2,а), спектр состоит из *дискретной составляющей и непрерывной составляющей*. *Дискретная*

составляющая спектра - линейчатая, она состоит из отдельных частот  $kF_T = k/T$  ( $k=0,1,2,3,\dots$ ), т.е. имеет нулевую частоту (постоянную составляющую), первую и высшие гармоники частоты следования  $F_T$ . При  $k = qn$  (где  $q = T/\tau_u$  - скважность импульсной последовательности,  $n=1,2,3,\dots$ ) линейчатые составляющие спектра равны нулю.

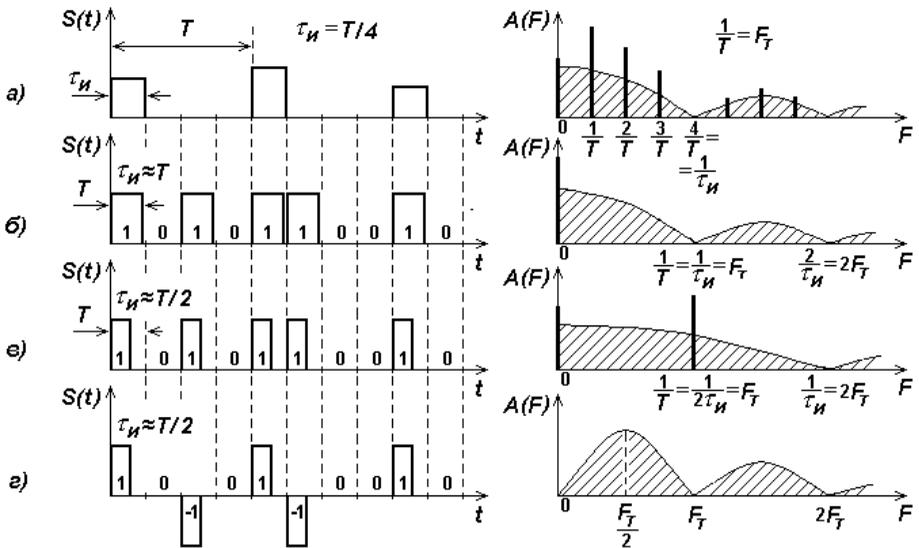


Рис. 7.2. Импульсные последовательности и их спектры

Интенсивность *непрерывной составляющей спектра* {заштрихованные области  $A(F)$ } зависит от дисперсии случайных амплитуд импульсов.

На основе закономерностей образования спектра импульсной последовательности, изображенной на рис.7.2,а, можно прийти к выводу, что для однополярной случайной импульсной последовательности с равновероятным чередованием «единицы» и «нуля» (такая последовательность может характеризовать первичный сигнал с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ)) при длительности единичного импульса  $\tau_u \approx T$  дискретная составляющая спектра имеет только нулевую частоту, поскольку линейчатые составляющие, кратные  $k/T$  ( $k \geq 1$ ), равны нулю (рис.7.2,б). Непрерывная составляющая спектра имеет вид, аналогичный предыдущему случаю. Очевидно, что сигнал такого вида не содержит спектральной составляющей с частотой  $F_T$ , которую можно было бы выделить в приемнике

узкополосным фильтром.

Возможность выделения тактовой частоты из двоичного сигнала узкополосным фильтром появляется при уменьшении длительности импульса до значения  $\tau_u = T/2$  (рис.7.2,в). При этом линейчатая спектральная составляющая с частотой  $F_T$  максимальна [3], а *ширина спектра первичного двухпозиционного сигнала с ИКМ:*

$$\begin{aligned} \Delta F_{ИКМ +1,0} &\approx F_T \quad \text{при } \tau_u = T; \\ \Delta F_{ИКМ +1,0} &\approx 2F_T \quad \text{при } \tau_u = T/2. \end{aligned} \quad (7.2)$$

На рис.7.2,г приведена случайная биполярная импульсная последовательность с *чередующейся полярностью импульсов* (ЧПИ) длительностью  $\tau_u = T/2$ . Необходимость формирования последовательностей с ЧПИ (+1,0,-1) возникает, например, при передаче первичных сигналов передачи данных по цепям с трансформаторами и переходными емкостями, которые не пропускают постоянную составляющую и низкочастотные составляющие дискретного сигнала. Спектр последовательности с ЧПИ не содержит ни постоянной составляющей, ни линейчатых составляющих, в том числе с частотой  $F_T$ . Ширина спектра последовательности с ЧПИ

$$\Delta F_{ИКМ +1,0,-1} \approx F_T. \quad (7.3)$$

Выделение тактовой частоты из последовательности с ЧПИ проводят после ее двухполупериодного выпрямления, в результате которого получается однополярная импульсная последовательность, изображенная на рис.7.2,в.

От тактовой частоты  $F_T$  зависит *скорость передачи цифрового сигнала (цифрового потока)* и, следовательно, *скорость передачи информации цифровым сигналом.*

Скорость передачи цифрового сигнала  $f_b$  определяется числом двоичных символов  $n$ , передаваемых за промежуток времени  $\Delta t = 1 \text{ с}$ . Так как каждый символ несет  $1 \text{ бит}$  информации, то скорость передачи имеет размерность  $\text{бит}/\text{с}$  и равна тактовой частоте цифрового потока

$$f_b [\text{бит}/\text{с}] = n / \Delta t = F_T. \quad (7.4)$$

## 8. Модулированные сигналы электросвязи. Использование энергетического потенциала передатчиков при различных видах модуляции

Как уже отмечалось, модулированные сигналы (радиосигналы) получают при помощи модулирующих сигналов с использованием различных видов модуляции и кодирования. Рассмотрим основные виды модуляции, применяемые при радиовещании и радиосвязи, и характеристики модулированных сигналов, определяющие использование энергетического потенциала передающих устройств.

**8.1. Радиосигнал с амплитудной модуляцией (АМ-сигнал).** При АМ огибающая амплитуд высокочастотного несущего колебания изменяется по закону, совпадающему с изменением передаваемого сообщения  $S(t)$ , частота и фаза колебания поддерживаются неизменными. АМ-сигнал можно представить как произведение огибающей  $U_{oe}(t) \sim S(t)$  и несущего колебания  $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ :

$$u_{AM}(t) = U_{oe}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (8.1)$$

При модуляции одним тоном с частотой  $\Omega = 2\pi F$  огибающая

$$U_{oe}(t) = U_0 + \Delta U \cos(\Omega t + \Psi_0) = U_0 [1 + m \cos(\Omega t + \Psi_0)], \quad (8.2)$$

где  $U_0$  – амплитуда несущего колебания в отсутствии модуляции;

$$m = \Delta U / U_0 = [U_{oe \max} - U_0] / U_0 = [U_0 - U_{oe \min}] / U_0 - \text{коэффициент}$$

(индекс) модуляции ( $0 \leq m \leq 1$ ).

АМ-сигнал при модуляции одним тоном

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= U_0 [1 + m \cos(\Omega t + \Psi_0)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{mU_0}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \Psi_0] + \\ &+ \frac{mU_0}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Psi_0] = u_n(t) + u_{н\bar{\sigma}}(t) + u_{в\bar{\sigma}}(t). \end{aligned} \quad (8.3)$$

Из (8.3) следует, что АМ-сигнал при однотоновой модуляции имеет несущее колебание  $u_n(t)$  с частотой  $\omega_0$ , нижнее боковое колебание  $u_{н\bar{\sigma}}(t)$  с частотой  $(\omega_0 - \Omega)$ , верхнее боковое колебание  $u_{в\bar{\sigma}}(t)$  с частотой  $(\omega_0 + \Omega)$  (рис.8.1,а). От индекса модуляции  $m$  зависят интенсивности нижнего и верхнего боковых колебаний. Следовательно, *полезная информация* в

АМ-сигнале содержится только в нижнем и верхнем боковых колебаниях, причем совершенно одинаковая. Несущее колебание полезной информации не содержит.

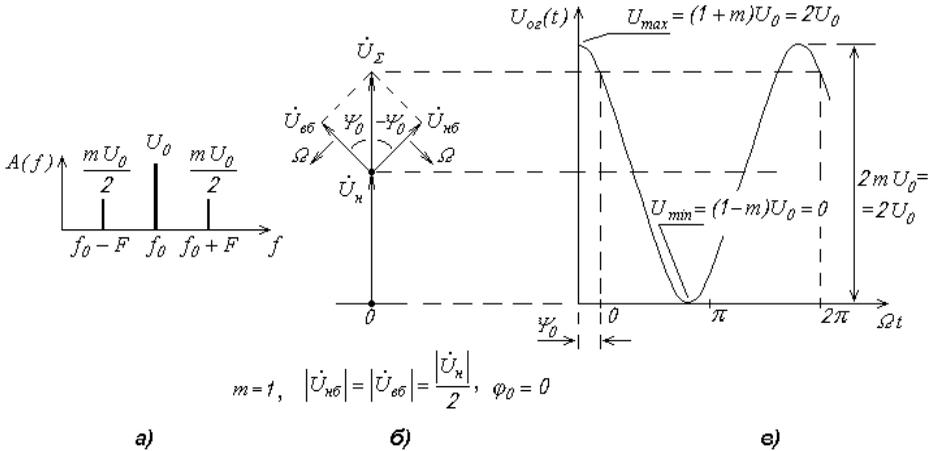


Рис. 8.1. Для АМ-сигнала при однотональной модуляции и  $m=1$ : спектральная диаграмма (а); векторная диаграмма, поясняющая процесс образования огибающей АМ-сигнала (б); осциллограмма огибающей (в)

*Ширина спектра* АМ-сигнала при сложном модулирующем колебании с полосой частот  $F_n \dots F_e$  (рис.8.2,а) равна удвоенной высшей частоте модуляции (рис.8.2,б):

$$\Delta f_{AM} = 2 F_e. \quad (8.4)$$

Для оценки степени использования энергетического потенциала передающего устройства здесь и далее будем использовать понятие *коэффициента использования пиковой мощности передатчика (КИПМП)*: КИПМП ( $\eta$ ) равен отношению средней мощности передатчика, приходящейся на колебания с полезной информацией, к пиковой мощности передатчика.

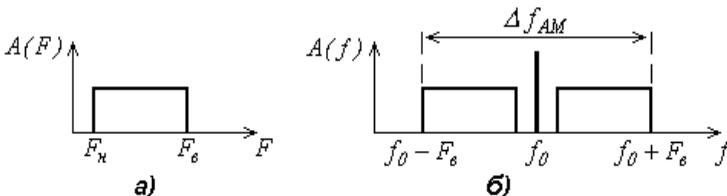


Рис. 8.2. Спектр сложного модулирующего колебания (а) и спектр АМ-сигнала при сложном модулирующем колебании (б)

Для оценки величины КИПМП при АМ предположим, что сигнал вида (8.3) подан на входной зажим передающей антенны, входное сопротивление которой для простоты будем считать равным  $1 \text{ Ом}$  (*единичное сопротивление*).

Поскольку максимальное значение АМ-сигнала  $U_{max} = (1 + m)U_0 = \sqrt{2} U_{срк\ max}$ , где  $U_{срк\ max}$  – максимальное среднеквадратичное (эффективное) значение высокочастотного напряжения, то пиковая мощность АМ-сигнала на *единичном сопротивлении* ( $R = 1 \text{ Ом}$ ) при  $m_{max} = 1$

$$P_{пик} = U_{срк\ max}^2 = U_{max}^2 / 2 = (1 + m_{max})^2 U_0^2 / 2 = 2U_0^2. \quad (8.5)$$

Мгновенная мощность АМ-сигнала на *единичном сопротивлении*

$$p(t) = u_{AM}^2(t) = u_n^2(t) + u_{н\delta}^2(t) + u_{\delta\delta}^2(t) + 2u_n(t)u_{н\delta}(t) + 2u_n(t)u_{\delta\delta}(t) + 2u_{н\delta}(t)u_{\delta\delta}(t).$$

В этом выражении присутствуют как собственные мощности несущего и боковых колебаний, так и их взаимные мощности, пропорциональные попарным произведениям мгновенных значений.

Средняя мощность АМ-сигнала может быть найдена интегрированием мгновенной мощности на достаточно большом отрезке времени  $T$ . При этом компоненты взаимной мощности обращаются в нуль и средняя мощность оказывается равной сумме средних мощностей несущего и боковых колебаний [4]:

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \right] = \bar{P}_n + \bar{P}_{н\delta} + \bar{P}_{\delta\delta} = \frac{U_0^2}{2} + \frac{(mU_0)^2}{8} + \frac{(mU_0)^2}{8}. \quad (8.6)$$

Из (8.5) и (8.6) следует, что при  $m_{max} = 1$

$$P_{пик} / \bar{P}_n = (1 + m_{max})^2 = 4, \quad (8.7)$$

т.е. *пиковая мощность АМ-сигнала в четыре раза больше средней мощности несущего колебания.*

Для АМ-сигнала КИПМП, выраженный в процентах:

$$\eta_{AM} [\%] = \frac{\bar{P}_{н\delta}(m) + \bar{P}_{\delta\delta}(m)}{P_{пик}(m_{max})} \cdot 100 = (m^2 / 8) \cdot 100. \quad (8.8)$$

Очевидно, что энергетические возможности передатчика при АМ могут быть использованы наиболее полно, если  $m = m_{max} = 1$ . При этом

$$\eta_{max AM} = \frac{\bar{P}_{нб}(m_{max}) + \bar{P}_{об}(m_{max})}{P_{ник AM}(m_{max})} \cdot 100 = (m_{max}^2 / 8) \cdot 100 = 12,5 \%. \quad (8.9)$$

Средний индекс модуляции звуковых сообщений на практике  $m_{cp} \approx 0,3$ .

Тогда

$$\eta_{cp AM} = \frac{\bar{P}_{нб}(m_{cp}) + \bar{P}_{об}(m_{cp})}{P_{ник AM}(m_{max})} \cdot 100 = (m_{cp}^2 / 8) \cdot 100 \approx 1,13 \%. \quad (8.10)$$

Данные выкладки показывают неэффективность использования мощности передатчика при АМ.

Процесс демодуляции (детектирования) АМ-сигнала в приемнике заключается в выделении его огибающей. Предположим, что

$$G_n k_{лс} G_{np} k_{np} k_{д} = 1, \quad (8.11)$$

где  $G_n$  – коэффициент передачи передающей антенны;

$k_{лс}$  – коэффициент затухания напряженности поля радиоволны в линии связи;

$G_{np}$  – коэффициент передачи приемной антенны;

$k_{np}$  – коэффициент усиления радиотракта приемника;

$k_{д}$  – коэффициент передачи детектора приемника.

Тогда огибающая АМ-сигнала на выходе *идеального линейного амплитудного детектора* (АД) *приемника* будет иметь вид, изображенный на рис.8.1,в (идеальный линейный АД - детектор, не искажающий форму огибающей входного сигнала и не имеющий потерь).

При дальнем радиоприеме из-за интерференции поверхностного и пространственного лучей радиоволны, а также при синхронном радиовещании возможны изменения уровней спектральных составляющих АМ-сигнала. Наиболее опасен эффект селективного подавления (селективного фединга) *несущего колебания*, который наблюдается при дальнем радиоприеме в диапазонах ДВ, СВ и КВ. На рис. 8.3 изображены векторная диаграмма и осциллограмма АМ-радиосигнала с частично подавленным несущим колебанием  $\{u_{AMиск}(t)\}$ . Из осциллограммы видно, что селективное подавление несущего колебания приводит к существенным нелинейным искажениям огибающей радиосигнала. Отметим, что в моменты времени  $t_1$  и  $t_2$  происходит изменение фазы несущего колебания на  $180^\circ$ .

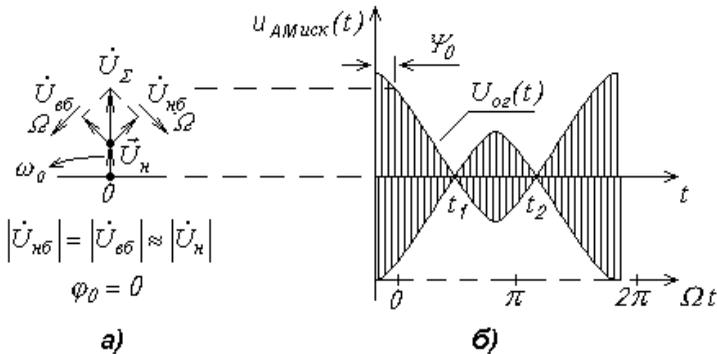


Рис. 8.3. Векторная диаграмма (а) и осциллограмма АМ-сигнала (б) при частично селективно подавленном несущем колебании

**8.2. Радиосигнал с балансной амплитудной модуляцией (БМ-сигнал).** БМ-сигнал получают с помощью балансного модулятора, подавляющего несущее колебание с частотой  $\omega_0$ . При однотоновой модуляции БМ - сигнал представляется следующим образом:

$$\begin{aligned}
 u_{БМ}(t) &= u_{нб}(t) + u_{об}(t) = \\
 &= \frac{mU_0}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \Psi_0] + \frac{mU_0}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Psi_0] = \\
 &= m \cos(\Omega t + \Psi_0) [U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)] = S(t) [U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)]. \quad (8.12)
 \end{aligned}$$

Из последней строки (8.12) следует, что БМ-сигнал определяется произведением модулирующего колебания  $S(t) = m \cos(\Omega t + \Psi_0)$  и несущего колебания  $U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ . В связи с этим *балансный модулятор*, при помощи которого формируется БМ-сигнал, называют *идеальным перемножителем сигналов*.

Спектр БМ-сигнала при модуляции одним тоном содержит две спектральные составляющие - нижнюю с частотой  $(\omega_0 - \Omega)$  и верхнюю с частотой  $(\omega_0 + \Omega)$  (рис.8.4,а). При модуляции широкополосным сигналом с полосой частот от  $F_n$  до  $F_g$  ширина спектра БМ-сигнала такая же, как и у АМ-сигнала:  $\Delta f_{БМ} = 2F_g = \Delta f_{АМ}$ .

С физической точки зрения, колебания с БМ являются *биениями двух гармонических колебаний* с одинаковыми амплитудами, но разными частотами, равными верхней и нижней боковым частотам. Векторные диаграммы и осциллограмма однотонового БМ-сигнала изображены на рис.8.4,б,в,г.

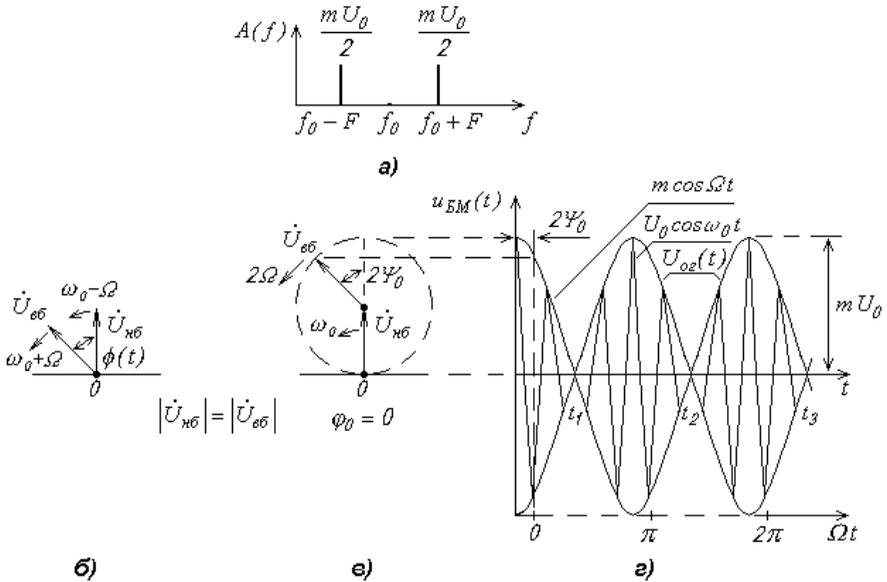


Рис. 8.4. Для БМ-сигнала при однотоновой модуляции: спектральная диаграмма (а); векторные диаграммы (б, в); осциллограмма (г)

В спектре БМ-сигнала нет несущего колебания (см. рис.8.4, а), хотя оно явно присутствует в выражении (8.12) и на осциллограмме БМ-сигнала (рис.8.4, г). Объяснение этому факту следующее: при переходе огибающей через нуль (моменты времени  $t_1, t_2, t_3, \dots$ ) фаза высокочастотного заполнения скачком изменяется на  $180^\circ$ , поскольку функция  $\cos(\Omega t + \psi_0)$  имеет разные знаки слева и справа от нуля. Если такой сигнал подать на колебательный  $LC$ -контур, настроенный на частоту  $\omega_0$ , то выходной эффект будет очень мал: колебания в контуре, возбужденные одним периодом биений, будут гаситься последующим периодом.

Выражение для огибающей БМ-сигнала с однотоновой модуляцией можно получить, применив теорему косинусов к модулям векторов нижнего и верхнего боковых колебаний (рис.8.4, в):

$$U_{\text{об}}(t) = \sqrt{|\dot{U}_{\text{нб}}|^2 + |\dot{U}_{\text{вб}}|^2 + 2|\dot{U}_{\text{нб}}||\dot{U}_{\text{вб}}|\cos[\phi(t)]}, \quad (8.13)$$

где  $\phi(t) = \{(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \psi_0 - [(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \psi_0]\} = (2\Omega t + 2\psi_0) -$  — текущий угол между векторами  $\dot{U}_{\text{нб}}$  и  $\dot{U}_{\text{вб}}$ .

Тогда (рис.8.4,а):

$$U_{o2}(t) = mU_0 \sqrt{(1/2)[1 + \cos(2\Omega t + 2\psi_0)]}. \quad (8.14)$$

При максимальном значении БМ-сигнала ( $U_{max} = m_{max}U_0$ ,  $m_{max} = 1$ ) его пиковая мощность на единичном сопротивлении

$$P_{пик} = (m_{max}U_0)^2 / 2 = U_0^2 / 2. \quad (8.15)$$

Мгновенная мощность

$$p(t) = u_{БМ}^2(t) = u_{н\bar{o}}^2(t) + u_{\bar{o}o}^2(t) + 2u_{н\bar{o}}(t)u_{\bar{o}o}(t). \quad (8.16)$$

Средняя мощность

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \right] = \bar{P}_{н\bar{o}} + \bar{P}_{\bar{o}o} = \frac{(mU_0)^2}{8} + \frac{(mU_0)^2}{8} = \frac{(mU_0)^2}{4}. \quad (8.17)$$

Так же, как и амплитудная модуляция, балансная амплитудная модуляция позволяет наиболее полно использовать энергетические возможности передатчика при  $m_{max} = 1$ :

$$\eta_{max \text{ БМ}} = \frac{\bar{P}_{н\bar{o}}(m_{max}) + \bar{P}_{\bar{o}o}(m_{max})}{P_{пик}(m_{max})} \cdot 100 = (m_{max}^2 / 2) \cdot 100 = 50\%. \quad (8.18)$$

Если  $m_{cp} \approx 0,3$ , то

$$\eta_{cp \text{ БМ}} = \frac{\bar{P}_{н\bar{o}}(m_{cp}) + \bar{P}_{\bar{o}o}(m_{cp})}{P_{пик \text{ БМ}}(m_{max})} \cdot 100 = (m_{cp}^2 / 2) \cdot 100 \approx 4,5\%. \quad (8.19)$$

Несмотря на энергетические преимущества БМ в сравнении с АМ (что очевидно при сравнении результатов, полученных по (8.8), (8.9), (8.18), (8.19)), БМ не находит широкого применения из-за своих недостатков. Во-первых, полоса частот БМ-сигнала столь же широка, как и АМ-сигнала:  $\Delta f_{БМ} = \Delta f_{АМ} = 2F_e$ . Во-вторых, для детектирования принятого БМ-сигнала в приемнике необходим гетеродинный детектор, в состав которого входит генератор колебания *местной несущей* (см. подраздел 8.4). При детектировании БМ-сигнала возможны нелинейные искажения из-за *недостаточного уровня местной несущей* и за счет *асинхронизма* (различия) частоты местной несущей и частоты *истинной несущей*, подавленной в передатчике (эти искажения рассмотрены ниже - при обсуждении приема радиосигнала с одной боковой полосой). Возможно, однако, неполное подавление несущего колебания в передатчике, то есть передача, кроме колебаний с боковыми частотами, еще и остатка несущего колебания (*пилот-*

тона), уровень которого в (5...10) раз меньше неподавленного несущего колебания. В этом случае в приемнике необходим дополнительный узкополосный канал усиления пилот-тона до уровня, при котором возможно детектирование БМ-сигнала с малыми нелинейными искажениями. Эффективность использования энергии передатчика при БМ-сигнале с пилот-тоном тем хуже (по сравнению с рассчитанными по формулам (8.18), (8.19)), чем больше уровень передаваемого пилот-тона.

Балансная модуляция используется, например, для передачи надтональной части комплексного стереосигнала при стереовещании по стандарту США (см. подраздел 10.6).

**8.3. Радиосигнал с однополосной амплитудной модуляцией (ОМ-сигнал).** ОМ-сигнал формируют из АМ-сигнала путем подавления колебаний с нижней (или верхней) боковой полосой. При этом полоса частот ОМ-сигнала при модуляции широкополосным сигналом уменьшается в два раза:

$$\Delta f_{OM} = F_{\sigma} = \Delta f_{AM} / 2. \quad (8.20)$$

При однотоновой модуляции и подавлении колебания с нижней боковой частотой (рис.8.5,а)

$$u_{OM}(t) = u_n(t) + u_{\sigma\delta}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{mU_0}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Psi_0]. \quad (8.21)$$

Применив теорему косинусов к векторной диаграмме ОМ-сигнала (рис.8.5,б), запишем выражение для его огибающей (рис.8.5,в):

$$\begin{aligned} U_{\sigma\delta}(t) &= \sqrt{|\dot{U}_n|^2 + |\dot{U}_{\sigma\delta}|^2 + 2|\dot{U}_n||\dot{U}_{\sigma\delta}|\cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Psi_0 - (\omega_0 t + \varphi_0)]} = \\ &= U_0 \sqrt{1 + m^2 / 4 + m \cos(\Omega t + \Psi_0)}. \end{aligned} \quad (8.22)$$

Из (8.22) следует, что максимальное значение ОМ-сигнала  $U_{max} = U_0 \sqrt{1 + m^2 / 4 + m}$ . При этом пиковая мощность на единичном сопротивлении при  $m_{max} = 1$

$$P_{пик} = U_0^2 (1 + m_{max}^2 / 4 + m_{max}) / 2 = 1,125 U_0^2. \quad (8.23)$$

Мгновенная и средняя мощность ОМ-сигнала на единичном сопротивлении:

$$p(t) = u_{OM}^2(t) = u_n^2(t) + u_{\sigma\delta}^2(t) + 2u_n(t)u_{\sigma\delta}(t); \quad (8.24)$$

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \right] = \bar{P}_H + \bar{P}_{\text{вб}} = \frac{U_0^2}{2} + \frac{(mU_0)^2}{8}. \quad (8.25)$$

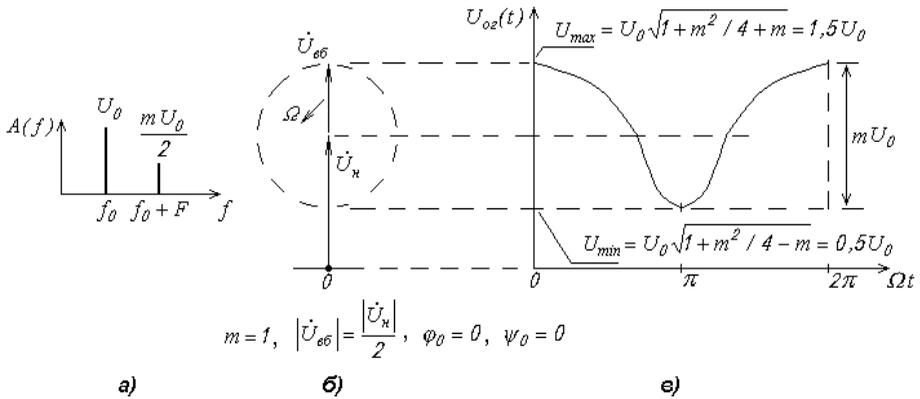


Рис. 8.5. Для ОМ-сигнала при однотоновой модуляции и  $m=1$ :  
 спектральная диаграмма (а); векторная диаграмма (б);  
 осциллограмма огибающей (в)

Максимальная и средняя величина КИПМП соответственно при  $m_{\text{max}}=1$  и  $m_{\text{cp}}=0,3$ :

$$\eta_{\text{макс ОМ}} = \frac{\bar{P}_{\text{вб}}(m_{\text{max}})}{P_{\text{пик ОМ}}(m_{\text{max}})} \cdot 100 = \frac{m_{\text{max}}^2 / 8}{1,125} \cdot 100 = 11,1\%; \quad (8.26)$$

$$\eta_{\text{cp ОМ}} = \frac{\bar{P}_{\text{вб}}(m_{\text{cp}})}{P_{\text{пик ОМ}}(m_{\text{max}})} \cdot 100 = \frac{m_{\text{cp}}^2 / 8}{1,125} \cdot 100 = 1\%. \quad (8.27)$$

Сравнение полученных по формулам (8.8), (8.9), (8.26), (8.27) результатов позволяет заключить, что эффективность использования энергетических возможностей передатчиков при АМ-сигнале и при ОМ-сигнале приблизительно равнозначна.

Недостатком ОМ-сигнала является некосинусоидальная форма его огибающей (см. рис.8.5,в). Это приводит к нелинейным искажениям при детектировании ОМ-сигнала линейным АД. Форма огибающей ОМ-сигнала тем больше отлична от косинусоидальной, чем больше величина  $m$ .

Оценим качественно нелинейные искажения при линейном детектировании ОМ-сигнала при малых величинах  $m$ . Для этого определим спектральный состав огибающей ОМ-сигнала, применив биномиальное разложение:

$$(a+b)^n = a^n + na^{n-1}b + \frac{n(n-1)}{2!}a^{n-2}b^2 + \dots$$

Полагая в формуле (8.22)  $a = (1 + m^2 / 4)$ ,  $b = m \cos \Omega t$ ,  $\varphi_0 = 0$  и учитывая малость величины  $m$ , ограничимся учетом первых трех членов ряда. Тогда

$$U_0 \sqrt{1 + (m^2 / 4) + m \cos \Omega t} = U_0 [(1 + m^2 / 4)^{1/2} + \frac{1}{2}(1 + m^2 / 4)^{-1/2} m \cos \Omega t - \frac{1}{8}(1 + m^2 / 4)^{-3/2} m^2 \cos^2 \Omega t + \dots] \quad (8.28)$$

Из (8.28) следует, что в спектре огибающей результирующего напряжения на выходе детектора содержится постоянная составляющая и составляющие с основной и удвоенной частотой модуляции {последнее следует из того, что  $\cos^2 \Omega t = (1/2)(1 + \cos 2\Omega t)$ }.

Амплитуды переменных составляющих в спектре результирующего напряжения:

$$U_{o\Omega} = \frac{1}{2} U_0 (1 + m^2 / 4)^{-1/2} m; \quad U_{o2\Omega} = \frac{1}{16} U_0 (1 + m^2 / 4)^{-3/2} m^2.$$

Коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике

$$k_2 = \frac{U_{o2\Omega}}{U_{o\Omega}} = \frac{m}{8(1 + m^2 / 4)} \stackrel{m \leq 0,3}{\approx} \frac{m}{8}. \quad (8.29)$$

Таблица 8.1. Коэффициент нелинейных искажений огибающей ОМ-сигнала при разных величинах индекса модуляции

Индекс модуляции $m$	$k_2$ с учетом только 2-й гармоники	$k_2$ с учетом 2-й и 3-й гармоник	$k_2$ с учетом 2-й, 3-й и 4-й гармоник
$m = 0,2$	2,5	2,5	2,5
$m = 0,4$	4,97	5,00	5,00
$m = 0,67$	8,21	8,33	8,33
$m = 1,0$	12,08	12,43	12,46

Из (8.29) следует, что при среднем индексе модуляции  $m_{cp} \approx 0,3$  коэффициент нелинейных искажений при линейном детектировании ОМ-сигнала  $k_2 \approx 3,8\%$ . Точные расчеты на ЭВМ величины  $k_2$  в зависимости от  $m$  (см. табл. 8.1) показывают, что формула  $k_2 \approx m/8$  с малой погрешностью

может быть использована при любых значениях  $m$ . Тогда при  $m = m_{max} = 1$   $k_2 \approx 1/8 = 12,5\%$ .

Для уменьшения нелинейных искажений при детектировании ОМ-сигнала можно применить квадратичный детектор. Выходное напряжение идеального квадратичного детектора пропорционально квадрату огибающей:

$$U_{\text{вых. кв. дет}} \sim U_{\text{ог}}^2(t) = U_0^2 [1 + (m^2/4) + m \cos \Omega t],$$

и нелинейные искажения при идеальном квадратичном детектировании отсутствуют.

#### 8.4. Радиосигнал с одной боковой полосой (ОБП-сигнал).

ОБП-сигнал — это радиосигнал с однополосной амплитудной модуляцией и подавленной несущей (ОБП-модуляция — ОБПМ). Полоса частот ОБП-сигнала несколько меньше, чем у ОМ-сигнала:

$$\Delta f_{\text{ОБП}} = F_v - F_n. \quad (8.30)$$

Математическое представление ОБП-сигнала при однотоновой модуляции и подавленных нижней боковой и несущей следующее:

$$u_{\text{ОБП}}(t) = u_{\text{вб}}(t) = m U_0 \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \psi_0]. \quad (8.31)$$

Из (8.31) следует, что при однотоновой модуляции ОБП-сигнал содержит одну спектральную составляющую, уровень которой прямо пропорционален индексу модуляции  $m$  (рис.8.6,а).

Максимальное значение ОБП-сигнала  $U_{max} = m_{max} U_0$ . Пиковая мощность на единичном сопротивлении при  $m_{max} = 1$ :

$$P_{\text{пик}} = (m_{max} U_0)^2 / 2 = U_0^2 / 2. \quad (8.32)$$

Мгновенная и средняя мощности ОБП-сигнала:

$$p(t) = u_{\text{ОБП}}^2(t) = u_{\text{вб}}^2(t); \quad (8.33)$$

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \right] = \bar{P}_{\text{вб}} = \frac{(m U_0)^2}{2}. \quad (8.34)$$

Максимальная и средняя величины КИПМП передатчика при  $m_{max} = 1$  и  $m_{cp} = 0,3$ :

$$\eta_{\text{макс ОБП}} = \frac{\bar{P}_{\text{вб}}(m_{\text{max}})}{P_{\text{пик ОБП}}(m_{\text{max}})} \cdot 100 = m_{\text{max}}^2 \cdot 100 = 100 \% ; \quad (8.35)$$

$$\eta_{\text{ср ОБП}} = \frac{\bar{P}_{\text{вб}}(m_{\text{ср}})}{P_{\text{пик ОБП}}(m_{\text{max}})} \cdot 100 = m_{\text{ср}}^2 \cdot 100 \approx 9 \% . \quad (8.36)$$

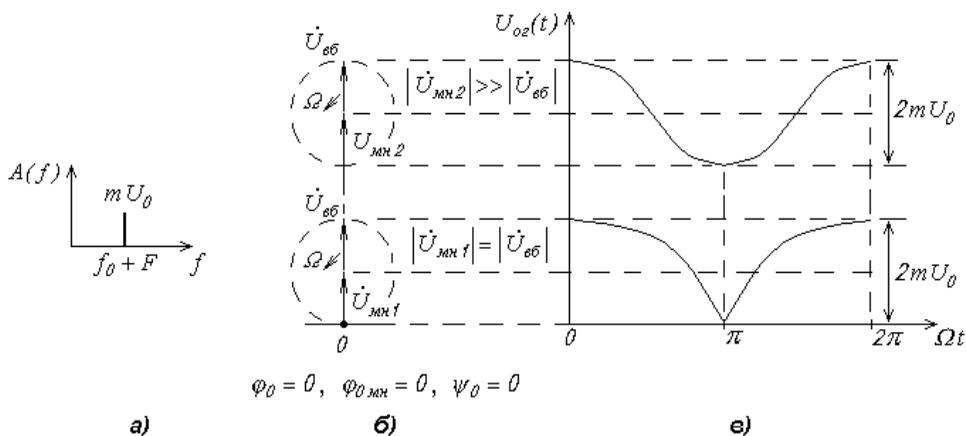


Рис. 8.6. Для ОБП-сигнала с однотоновой модуляцией: спектральная диаграмма (а); векторные диаграммы (б); осциллограммы огибающей при различной интенсивности местной несущей (в)

Из (8.35) следует, что в случае ОБП-сигнала возможно 100 %-ное использование энергетических возможностей передатчика, но только при  $m_{\text{max}} = 1$ .

**Особенности детектирования ОБП-сигнала.** Для детектирования принятого ОБП-сигнала (так же, как и БМ-сигнала) в приемнике необходим специальный *генератор местной несущей* (ГМН). Колебание с частотой местной несущей  $f_{\text{MN}}$  и амплитудой  $U_{\text{MN}}$  подается на амплитудный детектор (АД) вместе с ОБП - сигналом (рис.8.7). *Детектор* в этом случае называется *гетеродинным*.

При гетеродинном детектировании суммы напряжений -  $u_{\Sigma}(t) = u_{\text{MN}}(t) + u_{\text{ОБП}}(t)$ , где  $u_{\text{MN}}(t) = U_{\text{MN}} \cos(\omega_{\text{MN}} t + \varphi_{0 \text{ MN}})$ , возможны два вида нелинейных искажений:

- 1) *искажения из-за недостаточного уровня местной несущей;*
- 2) *искажения из-за асинхронизма (разности частот) истинной несущей (с частотой  $f_0$ ), колебание которой подавлено в передатчике, и*

местной несущей (с частотой  $f_{\text{мн}}$ )

$$\delta f = (f_0 - f_{\text{мн}}). \quad (8.37)$$

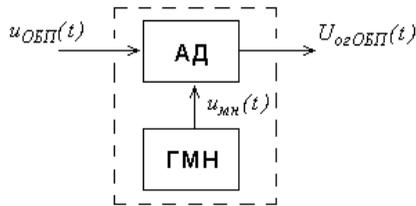


Рис. 8.7. Гетеродинный детектор, состоящий из амплитудного детектора и генератора местной несущей

Искажения при детектировании из-за недостаточного уровня местной несущей имеют место, если ее интенсивность соизмерима с интенсивностью ОБП-сигнала. На рис.8.6,б,в приведены векторная диаграмма и осциллограмма, поясняющие процесс образования огибающей на выходе гетеродинного детектора при выполнении условия (8.11).

На основе теоремы косинусов огибающая ОБП-сигнала на выходе гетеродинного детектора при  $\omega_{\text{мн}} = \omega_0$  ( $\delta f = 0$ ) представляется в виде

$$U_{\text{оэ}}(t) = \sqrt{U_{\text{мн}}^2 + (mU_0)^2 + 2U_{\text{мн}}mU_0 \cos(\Omega t + \varphi_0 + \psi_0 - \varphi_{0\text{мн}})}, \quad (8.38)$$

где  $\varphi_{0\text{мн}}$  – начальная фаза колебания местной несущей.

Если  $U_{\text{мн}1} = mU_0$ , то огибающая  $U_{\text{оэ}}(t)$  имеет форму *циклоиды* (траектория движения точки на колесе, «катящемся» по оси  $\Omega t$ , рис.8.6,в). Нелинейные искажения при этом значительны и достигают 22% (см. данные табл.8.2, полученные с использованием ЭВМ).

Если  $U_{\text{мн}2} \gg mU_0$ , то форма огибающей  $U_{\text{оэ}}(t)$  близка к косинусоидальной и нелинейные искажения при детектировании малы.

По аналогии с выводом (8.29) можно показать, что при  $(U_{\text{мн}} / mU_0) \geq 2$  для обеспечения допустимого коэффициента нелинейных искажений при гетеродинном детектировании ( $k_{2\text{дон}}$ ) амплитуда местной несущей должна быть выбрана следующим образом:

$$U_{\text{мн}} \geq U_{\text{вх дет макс}} / 4 k_{2\text{дон}}. \quad (8.39)$$

Из (8.39) следует, что при  $k_{2\text{дон}} \leq 2,5\%$  и  $m = m_{\text{max}} = 1$

$$U_{\text{мн}} \geq 10 U_{\text{ex det max}} = 10 U_0 .$$

Таблица 8.2. Коэффициент нелинейных искажений при гетеродинном детектировании ОБП-сигнала

$\frac{U_{\text{мн}}}{mU_0}$	$k_2$ с учетом только 2-й гармоники	$k_2$ с учетом 2-й и 3-й гармоник	$k_2$ с учетом 2-й, 3-й и 4-й гармоник
10	2,5	2,5	2,5
5	4,97	5,00	5,00
3	8,21	8,33	8,33
2	12,08	12,43	12,46
1	20,00	21,15	22,27

Заметим, что коэффициент передачи гетеродинного детектора для ОБП-сигнала не зависит от его уровня, поскольку

$$(U_{O2 \text{ max}} - U_{O2 \text{ min}}) = 2 m U_0$$

как при  $U_{\text{мн}} \gg mU_0$ , так и при  $U_{\text{мн}} \approx mU_0$  (см. рис.8.6).

*Асинхронизм колебаний истинной несущей и местной несущей*  $\delta f = (f_0 - f_{\text{мн}})$  приводит при детектировании к *нарушению консонанса* (созвучия) передаваемого речевого или музыкального сообщения. Это связано с нарушением кратности *формант звука*. *Формантами* называются области частот, в пределах которых находятся составляющие спектра звука с относительно большими амплитудами. Несколько упрощенно форманты можно характеризовать дискретными частотами  $F_{\phi 1} = F_{\text{н тон}}$ ,  $F_{\phi 2} = 2 F_{\text{н тон}}$ ,  $F_{\phi 3} = 3 F_{\text{н тон}}$  и т.д., где  $F_{\text{н тон}}$  – частота нижнего звукового тона.

Если асинхронизм  $\delta f = 0$ , то  $F_{\phi 2} / F_{\phi 1} = 2$ ,  $F_{\phi 3} / F_{\phi 1} = 3$  и т. д. Если же при детектировании к каждой форманте добавляется асинхронизм  $\delta f$ , то кратность формант нарушается:  $(F_{\phi 2} + \delta f) / (F_{\phi 1} + \delta f) \neq 2$ ,  $(F_{\phi 3} + \delta f) / (F_{\phi 1} + \delta f) \neq 3$  и т. д. При передаче музыкальных сообщений нарушение кратности формант приводит к *диссонансу* звучания, который становится заметным при  $\delta f > 1,5 \text{ Гц}$ . При речевых сообщениях неестественность звучания речи проявляется при  $\delta f > 20 \text{ Гц}$ . При отрицательном асинхронизме голос начинает «басить» и женский голос может

быть принят за мужской, а при положительном асинхронизме голос начинает «выситься» и мужской голос может быть принят за женский. Речь остается понятной до величин асинхронизма  $\delta f \approx 250 \text{ Гц}$  (коэффициент артикуляции фраз при этом  $\sim 95 \%$ ). Но если  $\delta f > 500 \text{ Гц}$  из-за «взрывных» звуков («п», «т», «ч» и др.) наблюдается резкое ухудшение разборчивости речи: коэффициент артикуляции фраз (коэффициент разборчивости речи) становится менее  $50 \%$ .

Для устранения асинхронизма при передаче ОБП-сигнала, кроме колебаний с боковыми частотами, передается пилот-тон несущего колебания. В этом случае в приемнике необходим дополнительный узкополосный канал усиления пилот-тона до уровня, при котором возможно детектирование БМ-сигнала с малыми нелинейными искажениями. Энергетические показатели ОБП-сигнала с пилот-тоном тем хуже (по сравнению с рассчитанными по формулам (8.35), (8.36)), чем больше уровень передаваемого пилот-тона.

**8.5. Радиосигнал с совместимой однополосной модуляцией (СОМ-сигнал).** СОМ-сигнал получают на основе суммы двух сигналов, один из которых представляет собой немодулированную несущую с частотой  $\omega_0$ , а второй является ОБП-сигналом с частотой  $\omega_0 + \Omega$  (если модуляция осуществляется одним тоном с частотой  $\Omega$ ). Формирование СОМ-сигнала проводят на основе двухканального передатчика, упрощенная структурная схема которого изображена на рис.8.8. Эти передатчики подключаются к общей антенне ( $A_n$ ) через суммирующее устройство (СУ). СУ должно обеспечивать взаимную развязку передатчиков для исключения образования вредных комбинационных продуктов за счет нелинейностей их выходных каскадов.

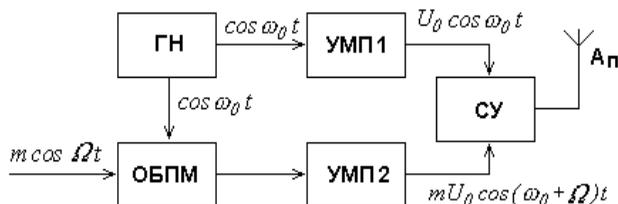


Рис. 8.8. Структурная схема двухканального передатчика СОМ-сигнала:  
 ГН — генератор несущего колебания; ОБПМ — модулятор для получения ОБП-сигнала;  
 УМП1, УМП 2 — усилители мощности; СУ — суммирующее устройство;  
 $A_n$  — передающая антенна

Спектр однотонового СОМ-сигнала изображен на рис.8.9, а.

Очевидно, что полоса частот СОМ-сигнала такая же, как и у ОМ-сигнала {см. (8.20)}.

Двухкомпонентный СОМ-сигнал в антенне передающего устройства с идеальным СУ (коэффициент передачи напряжений идеального СУ  $k_{CY} = 1$ ) при модуляции одним тоном:

$$u_{COM}(t) = u_n(t) + u_{\sigma\sigma}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + mU_0 \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Psi_0] \quad (8.40)$$

На основе векторной диаграммы СОМ-сигнала при однотоновой модуляции (рис.8.9, б) можно построить его огибающую (рис.8.9, в). На основе теоремы косинусов

$$U_{\sigma\sigma}(t) = \sqrt{|\dot{U}_n|^2 + |\dot{U}_{\sigma\sigma}|^2 + 2|\dot{U}_n||\dot{U}_{\sigma\sigma}|\cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Psi_0 - (\omega_0 t + \varphi_0)]} = U_0 \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos(\Omega t + \Psi_0)} \quad (8.41)$$

Если предположить, что выполняется условие (8.11), то именно такая форма огибающей СОМ-сигнала будет на выходе линейного АД приемника.

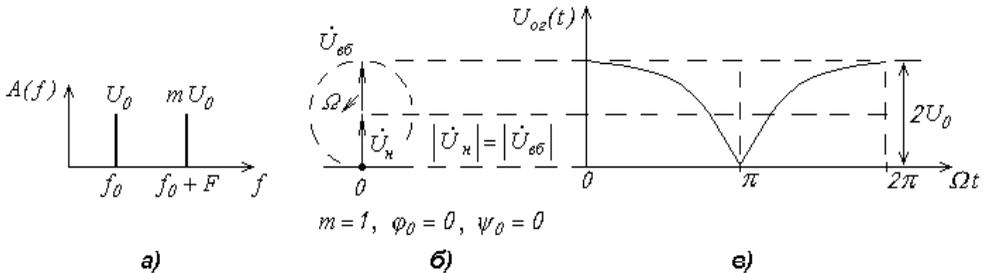


Рис. 8.9. Для СОМ-сигнала при однотоновой модуляции и  $m=1$  :  
 спектральные составляющие (а); векторная диаграмма (б);  
 осциллограмма огибающей (в)

Огибающая СОМ-сигнала при  $m = m_{max} = 1$  представляет собой циклоиду {коэффициент гармоник циклоиды  $k_2 \approx 22\%$  (см. последнюю строку табл.8.3)}. С уменьшением индекса модуляции форма огибающей улучшается, однако даже при  $m = m_{cp} = 0,3$  коэффициент гармоник  $k_2 \approx 8\%$ . Заметим, что нелинейные искажения огибающей СОМ-сигнала можно исключить, если применить для детектирования СОМ-сигнала идеальный квадратичный детектор.

В подразделе 9.2 показано, что использование СОМ-сигнала целесообразно при дальнейшем радиовещании в диапазонах СВ и КВ. При этом

СМ-сигнал можно принимать на обычные радиоприемники АМ-сигнала без каких-либо переделок их детекторов при вполне приемлемом качестве приема.

Пиковая мощность СМ-сигнала (на единичном сопротивлении), состоящая из суммы пиковых мощностей первого и второго канальных усилителей мощности передатчика при  $m_{max} = 1$ :

$$P_{пик} = P_{пик1} + P_{пик2} = \frac{U_0^2}{2} + \frac{(m_{max} U_0)^2}{2} = U_0^2. \quad (8.42)$$

Средняя мощность СМ-сигнала на единичном сопротивлении

$$\bar{P} = \bar{P}_н + \bar{P}_{\text{вб}} = \frac{U_0^2}{2} + \frac{(m U_0)^2}{2}. \quad (8.43)$$

Максимальная величина КИПМП при передаче СМ-сигнала, если  $m_{max} = 1$  {с учетом того, что полезная информация заключена только в спектральной составляющей с частотой  $(\omega_0 + \Omega)$ }:

$$\eta_{\text{макс СМ}} = \frac{\bar{P}_{\text{вб}}(m_{max})}{P_{пик СМ}(m_{max})} \cdot 100 = \frac{m_{max}^2}{2} \cdot 100 = 50\%. \quad (8.44)$$

Средняя величина КИПМП СМ-передатчика при  $m_{cp} \approx 0,3$ :

$$\eta_{cp СМ} = \frac{\bar{P}_{\text{вб}}(m_{cp})}{P_{пик СМ}(m_{max})} \cdot 100 = \frac{m_{cp}^2}{2} \cdot 100 = 4,5\%. \quad (8.45)$$

Сравнение результатов, полученных по (8.18), (8.19), (8.44), (8.45), показывает приблизительно одинаковую эффективность использования энергии передающих устройств при СМ и БМ.

**8.6. Радиосигнал с угловой модуляцией (УМ-сигнал).** УМ-сигнал имеет неизменную амплитуду  $U_0$  и представляется в виде

$$u_{УМ}(t) = U_0 \cos[\Phi(t)], \quad (8.46)$$

где  $\Phi(t) = (\omega t + \varphi)$  – полная фаза высокочастотного колебания.

Поскольку амплитуда УМ-сигнала неизменна, КИПМП УМ-передатчика всегда максимален:  $\eta_{\text{макс}} = 100\%$ .

Если передаваемое сообщение  $S(t)$  изменяет частоту несущего колебания передатчика {частота является функцией времени:  $\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega(t)$ }, то радиосигнал называют сигналом с частотной модуляцией (ЧМ-сигнал). Если же сообщение  $S(t)$  изменяет начальную фазу несущего колебания {начальная фаза является функцией времени  $\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi(t)$ }, то радиосигнал называют сигналом с фазовой модуляцией (ФМ-сигнал).

Таблица 8.3. Параметры ЧМ-сигнала и ФМ-сигнала при модуляции одним тоном

ЧМ-сигнал	ФМ-сигнал
<p>Частота, зависящая от времени:</p> $\begin{aligned} \omega(t) &= \omega_0 + \Delta\omega(t) = \\ &= \omega_0 + k_{\text{ЧМ}} S_{\text{ЧМ}}(t) = \\ &= \omega_0 + k_{\text{ЧМ}} U_{\Omega} \cos \Omega t = \\ &= \omega_0 + \Delta\omega_{\text{max}} \cos \Omega t = \\ &= \omega_0 + \omega_{\Delta \text{max}} \cos \Omega t, \end{aligned}$ <p>где <math>\omega_{\Delta \text{max}} = k_{\text{ЧМ}} U_{\Omega}</math></p>	<p>Полная фаза:</p> $\begin{aligned} \Phi(t) &= \omega_0 t + \Delta\varphi(t) + \varphi_0 = \\ &= \omega_0 t + k_{\text{ФМ}} S_{\text{ФМ}}(t) + \varphi_0 = \\ &= \omega_0 t + k_{\text{ФМ}} U_{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 = \\ &= \omega_0 t + \Delta\varphi_{\text{max}} \sin \Omega t + \varphi_0, \end{aligned}$ <p>где <math>\Delta\varphi_{\text{max}} = k_{\text{ФМ}} U_{\Omega}</math></p>
<p>Полная фаза:</p> $\begin{aligned} \Phi(t) &= \int_t \omega(t) dt = \\ &= \int_t [\omega_0 + k_{\text{ЧМ}} S_{\text{ЧМ}}(t)] dt = \\ &= \omega_0 t + \frac{\omega_{\Delta \text{max}}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 = \\ &= \omega_0 t + k_{\text{ЧМ}} \frac{U_{\Omega}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 = \\ &= \omega_0 t + \Delta\varphi_{\text{max}} \sin \Omega t + \varphi_0, \end{aligned}$ <p>где <math>\Delta\varphi_{\text{max}} = \frac{\omega_{\Delta \text{max}}}{\Omega} = k_{\text{ЧМ}} \frac{U_{\Omega}}{\Omega}</math></p>	<p>Частота, зависящая от времени:</p> $\begin{aligned} \omega(t) &= \partial\Phi(t) / \partial t = \\ &= \omega_0 + k_{\text{ФМ}} U_{\Omega} \Omega \cos \Omega t = \\ &= \omega_0 + \Delta\omega_{\text{max}} \cos \Omega t = \\ &= \omega_0 + \omega_{\Delta \text{max}} \cos \Omega t, \end{aligned}$ <p>где <math>\omega_{\Delta \text{max}} = k_{\text{ФМ}} U_{\Omega} \Omega</math></p>
<p>Общий вид записи:</p> $\begin{aligned} u_{\text{ЧМ}}(t) &= U_0 \cos[\Phi(t)] = \\ &= U_0 \cos\left[\omega_0 t + \frac{\omega_{\Delta \text{max}}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0\right] = \\ &= U_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\varphi_{\text{max}} \sin \Omega t + \varphi_0\right] = \\ &= U_0 \cos\left[\omega_0 t + M_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t + \varphi_0\right], \end{aligned}$ <p>где</p> $\begin{aligned} M_{\text{ЧМ}} [\text{рад}] &= \Delta\varphi_{\text{max}} = \frac{\omega_{\Delta \text{max}}}{\Omega} = \\ &= k_{\text{ЧМ}} \frac{U_{\Omega}}{\Omega} - \text{индекс частотной} \\ &\quad \text{модуляции} \end{aligned}$	<p>Общий вид записи:</p> $\begin{aligned} u_{\text{ФМ}}(t) &= U_0 \cos[\Phi(t)] = \\ &= U_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\varphi_{\text{max}} \sin \Omega t + \varphi_0\right] = \\ &= U_0 \cos\left[\omega_0 t + M_{\text{ФМ}} \sin \Omega t + \varphi_0\right], \end{aligned}$ <p>где</p> $\begin{aligned} M_{\text{ФМ}} [\text{рад}] &= \Delta\varphi_{\text{max}} = \\ &= k_{\text{ФМ}} U_{\Omega} - \\ &\quad \text{индекс фазовой} \\ &\quad \text{модуляции} \end{aligned}$

Для математической записи ЧМ- и ФМ-сигналов введем обозначения:

$k_{\text{ЧМ}} [(рад / с) / В]$  – крутизна модуляционной характеристики

передатчика ЧМ-сигнала;

$k_{\text{ФМ}} [(рад / В)]$  – крутизна модуляционной характеристики передатчика

ФМ-сигнала;

$\Delta\omega_{\text{max}}$  – максимальное отклонение частоты при ЧМ или ФМ,

называемое максимальной девиацией частоты:  $\Delta\omega_{\text{max}} = \omega_{\text{d max}} = 2\pi f_{\text{d max}}$ .

Для выявления различий между ЧМ-сигналом и ФМ-сигналом рассмотрим математические выражения, характеризующие их основные параметры при модуляции однотоновым сигналом  $S(t)$  {см. табл. 8.3, где для удобства записи принято:  $S_{\text{ЧМ}}(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t$ ;  $S_{\text{ФМ}}(t) = U_{\Omega} \sin \Omega t$ ;  $U_{\Omega}$  – максимальная амплитуда сигнала модуляции}.

На основе формул табл. 8.3 можно сделать следующие выводы.

1. Как при ЧМ, так и при ФМ изменяется частота несущей.

2. Девиация частоты несущей, как для ЧМ, так и для ФМ, линейно зависит от громкости передаваемого сообщения ( $\omega_{\text{d}}$  пропорциональна  $U_{\Omega}$ ).

3. При ФМ девиация частоты дополнительно линейно зависит от частоты модуляции ( $\omega_{\text{d}}$  пропорциональна  $\Omega$ , см. рис.8.10).

4. Индекс модуляции, как для ЧМ, так и для ФМ, отображает собой девиацию фазы несущего колебания, выраженную в радианах.

5. Как ЧМ-сигналы, так и ФМ-сигналы при модуляции одним тоном могут быть представлены общим выражением:

$$u_{\text{УМ}}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + M \sin(\Omega t) + \varphi_0], \quad (8.47)$$

где  $M$  – индекс угловой модуляции.

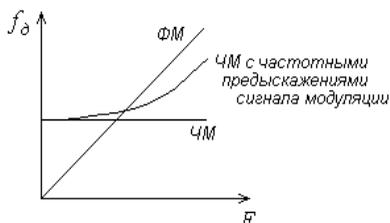


Рис. 8.10. Зависимости девиации частоты передатчика от модулирующей частоты для разных типов УМ

На практике используется ЧМ с *предыскажениями* высоких частот сигнала модуляции (о *предыскажениях* сигнала модуляции см. в подразделе 10.1). При этом зависимость  $f_{\text{д}}$  от  $F$  для ЧМ с *предыскажениями* близка к аналогичной зависимости для ФМ (рис.8.10). Передатчики вещательных радиостанций УКВ диапазона имеют постоянную времени *предыскажений* 50 мкс (FM-передатчики — 75 мкс) и работают в режиме, который можно назвать «режим ЧМ-ФМ».

Для выявления особенностей спектра УМ-сигнала рассмотрим сначала случай, соответствующий малому индексу модуляции ( $M \ll 1$ ). С использованием формулы  $\cos(\alpha + \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) - \sin(\alpha)\sin(\beta)$  из (8.47) при  $\varphi_0 = 0$  получим:

$$u_{\text{УМ}}(t) = U_0 \cos[M \sin \Omega t] \cos \omega_0 t - \\ - U_0 \sin[M \sin \Omega t] \sin \omega_0 t .$$

При  $M \ll 1$ :  $\cos[M \sin \Omega t] \approx 1$ ;  $\sin[M \sin \Omega t] \approx M \sin \Omega t$ . Учитывая, что  $\sin(\alpha)\sin(\beta) = (1/2)[\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$ , запишем

$$u_{\text{УМ}}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t) - \frac{MU_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{MU_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t . \quad (8.48)$$

Из (8.48) следует, что спектр УМ-сигнала при  $M \ll 1$  имеет несущее колебание и два боковых колебания. Ширина спектра УМ-сигнала в этом случае

$$\Delta f_{\text{УМ}} \Big|_{M \ll 1} \approx 2 F_{\text{г}} . \quad (8.49)$$

Сопоставляя (8.49) и (8.4), можно сделать вывод: ширина спектра УМ-сигнала при  $M \ll 1$  такая же, как и у АМ-сигнала. Однако между спектрами УМ-сигнала и АМ-сигнала в этом случае есть и существенное различие: нижнее боковое колебание при УМ имеет дополнительный фазовый сдвиг на  $180^\circ$ .

Спектральная и векторная диаграммы узкополосного УМ-сигнала при модуляции одним тоном приведены на рис.8.11.

Строгий математический анализ показывает, что при любой величине  $M$  в случае однотоновой модуляции УМ-сигнал может быть представлен в виде

$$u_{\text{УМ}}(t) = U_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(M) \cos[(\omega_0 + k\Omega)t + \varphi_0] , \quad (8.50)$$

где  $J_k(M)$  – функция Бесселя  $k$  – того порядка от аргумента  $M$ . Известно, что

$$J_{-k}(M) = (-1)^k J_k(M). \quad (8.51)$$

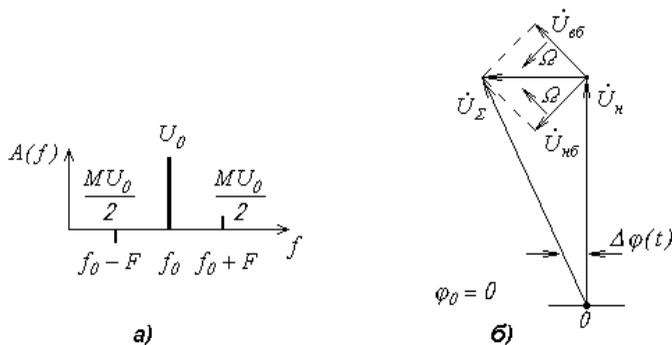


Рис. 8.11. Спектральная диаграмма (а) и векторная диаграмма (б) узкополосного УМ-сигнала при модуляции одним тоном

Из (8.50) и (8.51) следует, что начальные фазы боковых колебаний с частотами  $(\omega_0 - k\Omega)$  и  $(\omega_0 + k\Omega)$  совпадают, если  $k$  – четное, и отличаются на  $180^\circ$ , если  $k$  – нечетное.

Для выявления особенностей спектра УМ-сигнала при разных величинах индекса модуляции целесообразно рассмотреть данные табл.8.4 (численные значения функций Бесселя  $k$  – того порядка при разных величинах  $M$ ).

Таблица 8.4. Значения функций Бесселя  $J_k(M)$

$M$	1	2	3	4	5
$J_0(M)$	0,765	0224	- 0,260	- 0,397	- 0,178
$J_1(M)$	0,440	0,577	0,339	- 0,066	- 0,328
$J_2(M)$	0,115	0,353	0,486	0,364	0,047
$J_3(M)$	0,020	0,129	0,309	0,430	0,365
$J_4(M)$	0,002	0,034	0,132	0,281	0,391
$J_5(M)$	$2 \times 10^{-4}$	0,007	0,043	0,132	0,261
$J_6(M)$	$2 \times 10^{-5}$	0,001	0,011	0,049	0,131
$J_7(M)$	$1 \times 10^{-6}$	$2 \times 10^{-4}$	0,003	0,015	0,053

По данным табл. 8.4 можно сделать следующие выводы.

1. С ростом индекса модуляции происходит расширение полосы частот УМ-сигнала из-за увеличивающегося уровня верхних и нижних боковых колебаний с частотами  $(\omega_0 \pm k\Omega)$ .

2. Изменение  $M$  приводит к перераспределению энергии УМ-сигнала по спектральным составляющим. Показательно, что несущее колебание в спектре УМ-сигнала отсутствует вообще, если  $M = 2,405; 5,520; 8,654; 11,792$  и т.д.

3. При величине  $M \geq 1$  допустимо пренебречь всеми спектральными составляющими, номера которых  $k > M+1$  (этому соответствуют затемненные цифры табл. 8.4). Тогда ширина спектра УМ-сигнала при  $M \geq 1$ :

$$\Delta f_{YM} \Big|_{M \geq 1} \approx 2 F_{\epsilon} (M+1) = 2 (f_{\partial \max} + F_{\epsilon}). \quad (8.52)$$

Если  $M \gg 1$ , то

$$\Delta f_{YM} \Big|_{M \gg 1} \approx 2 M F_{\epsilon} = 2 f_{\partial \max}. \quad (8.53)$$

Примерный вид спектра УМ-сигнала при однотональной модуляции и  $M \approx 5$  изображен на рис.8.12.

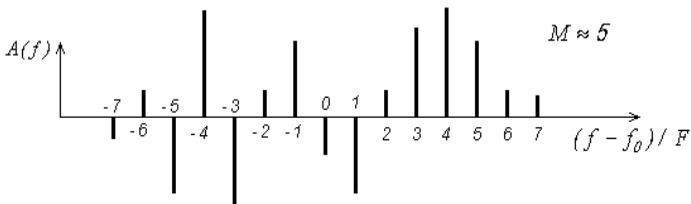


Рис. 8.12. Примерный вид спектральной диаграммы широкополосного УМ-сигнала при однотональной модуляции ( $M \approx 5$ )

Если  $M > 1$ , угловую модуляцию принято называть *широкополосной*, если  $M \leq 1$  - *узкополосной* (эти понятия относятся как к ЧМ, так и к ФМ). Заметим, что УМ с индексом модуляции  $M \approx 1$  также относят к узкополосной и определяют ширину спектра по формуле (8.49), что не совсем верно {см. данные табл.8.4 и формулу (8.52)}. Однако на практике это оказывается оправданным. Дело в том, что УМ с индексом модуляции  $M \approx 1$  применяется в основном для передачи телефонных (речевых) сигналов. Сокращение полосы передаваемых (и принимаемых) частот приводит к некоторому увеличению нелинейных искажений сигнала модуляции, которые оказываются не столь

большими, чтобы существенно ухудшить разборчивость речи.

В литературе встречаются другие формулы для расчета ширины УМ-сигнала. Их называют «формула Кононовича» и «формула Манаева»:

$$\Delta f_{УМ} \approx 2(f_{\partial \max} + \sqrt[3]{f_{\partial \max} F_6^2}); \quad (8.54)$$

$$\Delta f_{УМ} \approx 2 F_6(1 + M + \sqrt{M}). \quad (8.55)$$

Формула Кононовича при расчетах дает приблизительно тот же результат, что и формула (8.52). Формула Манаева учитывает все спектральные составляющие, амплитуда которых больше 1% от немодулированной несущей. Расчеты по ней дают большую величину  $\Delta f_{УМ}$  в (1,4...1,5) раз, чем расчеты по (8.52) и (8.54).

Отметим еще одну особенность угловой модуляции. При негармоническом модулирующем сигнале, который представляется суммой колебаний с частотами  $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \dots$ , спектр УМ-сигнала содержит спектральные составляющие с частотами

$$(\omega_0 \pm n_1 \Omega_1 \pm \dots \pm n_N \Omega_N), \quad (8.56)$$

где  $n_1, \dots, n_N$  – всевозможные целые числа, включая нуль.

Образование в спектре компонентов с частотами вида (8.56) эквивалентно взаимодействию гармонических колебаний с частотами  $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \dots$  на нелинейном элементе, поэтому *угловую модуляцию называют модуляцией нелинейного типа*.

Таким образом, при прочих равных условиях спектр широкополосного УМ-сигнала гораздо шире, чем АМ-сигнала. По этой причине широкополосная угловая модуляция применяется в устройствах радиовещания и радиосвязи диапазонов УКВ и более коротких волн.

**8.7. Эффективность использования энергетического потенциала передатчиков при различных видах модуляции.** Для сопоставления эффективности использования энергетического потенциала передатчиков при различных видах модуляции рассчитанные величины коэффициентов  $\eta_{\max}$  и  $\eta_{\text{ср}}$  (см. подразделы 8.1 - 8.6) сведены в табл.8.5.

Из приведенных в табл.8.5 данных следует, что наиболее эффективно используются передатчики УМ-сигнала и ОБП-сигнала, наименее эффективно - передатчики ОМ-сигнала и АМ-сигнала.

Таблица 8.5. КИПМП при передаче сигналов с различными видами модуляции

Вид модуляции	$\eta_{max}, \%$	$\eta_{cp}, \%$
АМ	12,5	1,13
БМ	50,0	4,5
ОМ	11,1	1,0
ОБП	100,0	9,0
СОМ	50,0	4,5
УМ	100,0	100,0

### Контрольные вопросы к разделам 7 и 8

1. Какие сигналы называют первичными сигналами связи ?
2. Какие сигналы называют вторичными сигналами связи ?
3. Что такое ширина полосы частот первичного сигнала связи ?
4. Что такое ширина полосы частот вторичного сигнала связи ?
5. Что такое пик-фактор сигнала ?
6. Что такое динамический диапазон сигнала ?
7. Что такое коэффициент использования пиковой мощности передатчика ?
8. Какие составляющие спектра АМ-сигнала содержат полезную информацию ?
9. При какой величине индекса модуляции  $m$  энергетические возможности передатчика при АМ используются наиболее полно ?
10. Каким устройством можно провести демодуляцию АМ-сигнала ?
11. Почему КИПМП при передаче БМ-сигнала больше, чем при передаче АМ-сигнала, если  $m_{AM} = m_{BM}$  ?
12. Каким устройством можно провести демодуляцию БМ-сигнала ?
13. Почему КИПМП при передаче ОМ-сигнала меньше, чем при передаче АМ-сигнала, если  $m_{AM} = m_{OM}$  ?
14. Каким устройством можно провести демодуляцию ОМ-сигнала ?
15. Почему КИПМП при передаче ОБП-сигнала больше, чем при передаче АМ-сигнала, если  $m_{AM} = m_{OM}$  ?
16. Каким устройством можно провести демодуляцию ОБП-сигнала ?
17. По каким причинам могут возникнуть нелинейные искажения при детектировании ОБП-сигнала ?
18. Как можно сформировать радиосигнал с совместимой однополосной модуляцией (СОМ-сигнал) ?
19. Почему КИПМП при передаче СОМ-сигнала больше, чем при передаче АМ-сигнала, если  $m_{AM} = m_{OM}$  ?
20. Каким устройством можно провести демодуляцию СОМ-сигнала ?
21. В чем отличие ЧМ-сигнала от ФМ-сигнала ?
22. Какова величина КИПМП при передаче сигналов с угловой модуляцией (ЧМ-сигнала или ФМ-сигнала) ?

23. В чем сходство и в чем отличие спектров узкополосного УМ-сигнала и АМ-сигнала при модуляции одним тоном ?
24. В чем заключается отличие спектров узкополосного УМ-сигнала и широкополосного УМ-сигнала при модуляции одним тоном ?

## 9. Дальняя радиосвязь и дальнейшее радиовещание

Дальность приема радиосигнала зависит от условий распространения радиоволн, мощности передатчика, вида модуляции, величины защитного отношения в точке приема, чувствительности и полосы пропускания приемника, эффективности детектирования радиосигнала в приемнике.

Понятие «*эффективность детектирования*» характеризуется, во-первых, *изменением отношения С/Ш при детектировании*, во-вторых, *полезным телефонным эффектом на выходе детектора — выделением информационного сигнала модуляции*.

В данном разделе рассмотрены возможности установления дальней радиосвязи и дальнего радиовещания с использованием различных видов модуляции и с учетом эффективности детектирования радиосигнала в приемнике.

**9.1. Дальняя радиосвязь при различных видах модуляции.** Важным фактором, определяющим возможность установления дальней связи, является отношение *С/Ш* на выходе приемника ( $\gamma_{вых}$ ), которое должно быть достаточным для разборчивого приема сигналов. Как отмечалось в разделе 5, при относительно малых собственных шумах УНЧ  $\gamma_{вых} \approx \gamma_{вых\ det}$ , где  $\gamma_{вых\ det}$  — отношение *С/Ш* на выходе детектора приемника.

На рис.9.1 приведена зависимость коэффициента разборчивости речи (коэффициента артикуляции фраз) *R* от отношения *С/Ш* на выходе приемника [23]. Из графика видно, что для  $R = 50\%$  (удовлетворительная разборчивость) требуется  $\gamma_{вых} \approx 10\text{ дБ}$ .

При детектировании АМ-сигнала амплитудным детектором и ЧМ-сигнала частотным детектором отношения *С/Ш* на входах детекторов и на их выходах различны:  $\gamma_{вых\ det\ AM} < \gamma_{вх\ det\ AM}$ ;  $\gamma_{вых\ det\ ЧМ} > \gamma_{вх\ det\ ЧМ}$  (см. формулы (5.3), (5.4), графики рис.9.2). Кроме того, для этих видов модуляции имеется *пороговое отношение С/Ш* на входе детектора, при работе ниже которого при детектировании сигнал подавляется шумом.

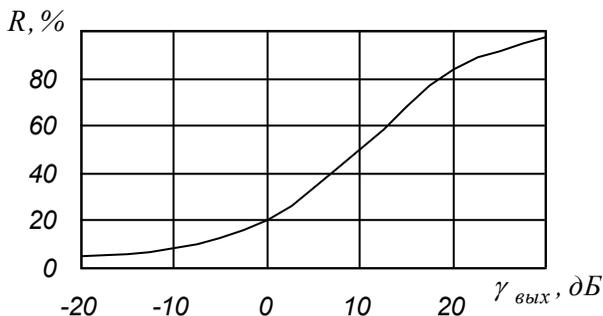


Рис. 9.1. Зависимость коэффициента разборчивости речи от отношения  $C/\mathcal{W}$  на выходе приемника

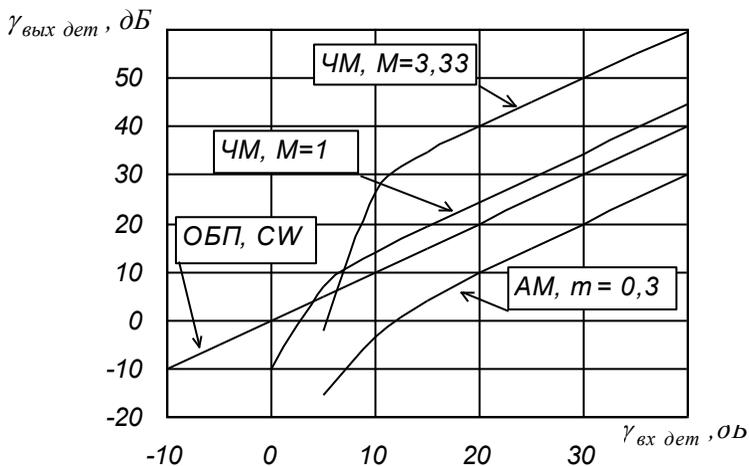


Рис. 9.2. Взаимосвязь отношений  $C/\mathcal{W}$  на входе и выходе детекторов при различных видах модуляции

*Порог (перегиб на графиках рис.9.2) наблюдается:*

- для АМ - при  $\gamma_{n\text{ вх дет АМ}} \approx 10$  дБ ;
- для узкополосной ЧМ ( $M=1$ ) - при  $\gamma_{n\text{ вх дет уЧМ}} \approx 6$  дБ ;
- для широкополосной ЧМ (если  $M = f_{\text{д макс}} / F_g = 50 \text{ кГц} / 15 \text{ кГц} \approx 3,33$ , что соответствует отечественному стандарту монофонического радиовещания в диапазоне УКВ, см. раздел 2) - при  $\gamma_{n\text{ вх дет шЧМ}} \approx 10$  дБ .

При детектировании ОБП-сигнала или CW-сигнала (CW — Code Work — обозначение телеграфии Морзе) *гетеродинным детектором* (о гетеродинном

детекторе см. в подразделе 8.4) отношение  $C/\mathcal{N}$  практически не меняется:  $\gamma_{\text{вых дет}} \approx \gamma_{\text{вх дет}}$ . Это объясняется тем, что в гетеродинном детекторе при помощи сильного напряжения местной несущей происходит *линейная операция преобразования частоты входного сигнала*, уровень которого за счет усиления в УПЧ приемника значительно больше, чем уровень собственных шумов детектора.

*Проведем ориентировочное сравнение дальностей приема с учетом изменения отношения  $C/\mathcal{N}$  в процессе детектирования и различия полос пропускания приемников АМ-, узкополосного ЧМ-, ОБП-, СВ-сигналов.* При этом будем считать, что имеют место идеальные условия распространения поверхностного луча радиоволны:

- обеспечена прямая видимость;
- коэффициенты  $F=1$  и  $a=1$  (см. формулу (5.5));
- пространственные лучи, которые могут вызвать интерференцию радиоволны в точке приема, отсутствуют.

Тогда можно считать, что напряженность поля радиоволны обратно пропорциональна дальности до передатчика:

$$\varepsilon \sim \sqrt{P_{\text{ЭК}}} / r.$$

Напряжение полезного сигнала на выходе радиотракта приемника (на входе детектора) линейно связано с  $\varepsilon$  через действующую высоту антенны  $h_{\text{д}}$  и коэффициент усиления радиотракта  $k_{\text{нр}}$  и, следовательно, также обратно пропорционально  $r$ :

$$U_{\text{с вх дет}} = \varepsilon h_{\text{д}} k_{\text{нр}} \sim 1 / r. \quad (9.1)$$

Учтем, что для разборчивости речи  $R \approx 50\%$  (что соответствует  $\gamma_{\text{вых дет}} = 10 \text{ дБ}$ , см. рис.9.1) необходимые отношения  $C/\mathcal{N}$  должны быть равны:

- на входе амплитудного детектора при приеме АМ-сигнала -  $\gamma_{\text{вх дет АМ}} \approx 20 \text{ дБ} = 10$ ,
- на входе частотного детектора при приеме узкополосного ЧМ-сигнала -  $\gamma_{\text{вх дет уЧМ}} \approx 6 \text{ дБ} = 2$ ,
- на входе гетеродинного детектора при приеме ОБП-сигнала -  $\gamma_{\text{вх дет ОБП}} \approx 10 \text{ дБ} = 3,16$ .

*Отношение дальностей приема узкополосного ЧМ-сигнала ( $r_{\text{уЧМ}}$ ) и АМ-сигнала ( $r_{\text{АМ}}$ ) на основе (9.1) и с учетом того, что среднеквадратическое*

напряжение шума на выходе радиотракта приемника пропорционально  $\sqrt{\Pi}$  :

$$r_{\text{УЧМ}}/r_{\text{АМ}} \approx (\gamma_{\text{вх дет АМ}} / \gamma_{\text{вх дет УЧМ}})(\Pi_{\text{АМ}} / \Pi_{\text{УЧМ}})^{1/2}, \quad (9.2)$$

где  $\Pi_{\text{АМ}}$  и  $\Pi_{\text{УЧМ}}$  — соответственно полоса пропускания приемника АМ-сигнала и полоса пропускания приемника узкополосного ЧМ-сигнала.

Поскольку при узкополосной ЧМ (см. подраздел 8.6)  $\Pi_{\text{УЧМ}} \approx \Pi_{\text{АМ}} = 2F_e$ , то

$$r_{\text{УЧМ}}/r_{\text{АМ}} \approx (10/2)(1)^{1/2} = 5. \quad (9.3)$$

Заметим, что при приеме ЧМ-сигнала импульсные и перекрестные помехи сказываются значительно меньше, чем при приеме АМ-сигнала, поскольку перед частотным детектором в приемнике используется двусторонний ограничитель амплитуды радиосигнала.

Отношение дальностей приема ОБП-сигнала ( $r_{\text{ОБП}}$ ) и АМ-сигнала при  $\Pi_{\text{ОБП}} \approx F_e = \Pi_{\text{АМ}} / 2$  :

$$\begin{aligned} (r_{\text{ОБП}} / r_{\text{АМ}})' &\approx (\gamma_{\text{вх дет АМ}} / \gamma_{\text{вх дет ОБП}})(\Pi_{\text{АМ}} / \Pi_{\text{ОБП}})^{1/2} = \\ &= (10/3,16)(2)^{1/2} \approx 4,5. \end{aligned} \quad (9.4)$$

В подразделе 9.2.4 показано, что большой телефонный эффект при детектировании ОБП-сигнала приводит к выигрышу в дальности радиосвязи по сравнению с АМ еще в два раза, и можно считать, что

$$r_{\text{ОБП}} / r_{\text{АМ}} = 2 (r_{\text{ОБП}} / r_{\text{АМ}})' \approx 9. \quad (9.5)$$

Отметим, что при приеме ОБП-сигнала возможно использование глубокого амплитудного ограничения перед детектором. Разборчивость речи при этом ухудшается незначительно [12].

Для сравнения дальностей приема СВ-сигнала ( $r_{\text{СВ}}$ ) и АМ-сигнала отметим, что слуховой прием СВ-сигналов возможен при  $\gamma_{\text{вых дет}} = (-6 \dots 0)$  дБ и полосе пропускания приемника  $\Pi_{\text{СВ}} \approx 1$  кГц [23]. Дальнейшее сужение полосы нецелесообразно в силу свойств человеческого уха: на фоне узкополосного шума труднее разбирать сигнал. Например, при полосе 100 Гц требуемое  $\gamma_{\text{вых дет}}$  повышается до 6...10 дБ.

Считая, что  $\gamma_{\text{вх дет СВ}} = 0$  дБ = 1,  $F_e = 3,4$  кГц,  $\Pi_{\text{АМ}} \approx 2F_e$ ,  $\Pi_{\text{АМ}} / \Pi_{\text{СВ}} \approx 6,8 / 1$ , получим

$$r_{\text{СВ}} / r_{\text{АМ}} \approx (\gamma_{\text{вх дет АМ}} / \gamma_{\text{вх дет СВ}})(\Pi_{\text{АМ}} / \Pi_{\text{ОБП}})^{1/2} =$$

$$= (10 / 1)(6,8)^{1/2} \approx 25 . \quad (9.6)$$

Оценим выигрыш по дальности приема широкополосного ЧМ-сигнала по сравнению с АМ-сигналом. При работе выше порога будем исходить из условия получения высокого отношения  $C/\mathcal{W}$  в исполнительном устройстве приемника (в громкоговорителе):  $\gamma_{\text{вых}} \approx \gamma_{\text{вых det}} = 30 \text{ дБ} \approx 32$ . Для такого

отношения  $C/\mathcal{W}$  (см. рис.9.2):  $\gamma_{\text{ex det шчм}} \approx 12 \text{ дБ} \approx 3,98$ ,  $\gamma_{\text{ex det AM}} \approx 40 \text{ дБ} = 100$ .

С учетом того, что для широкополосной ЧМ (см. формулу (8.52))  $\Pi$

$$\Pi_{\text{шчм}} = 2 F_e (M+1) \approx 8,66 F_e = 4,33 \Pi_{\text{AM}}, \text{ получим}$$

$$\begin{aligned} r_{\text{шчм}} / r_{\text{AM}} &\approx (\gamma_{\text{ex det AM}} / \gamma_{\text{ex det шчм}}) (\Pi_{\text{AM}} / \Pi_{\text{шчм}})^{1/2} = \\ &= (100 / 3,98) (1 / 4,33)^{1/2} \approx 12 . \end{aligned} \quad (9.7)$$

Несмотря на выявленное преимущество, широкополосную ЧМ для дальней радиосвязи не используют. Это поясняется тем, что большая ширина спектра широкополосного ЧМ-сигнала определяет его использование в диапазоне ультракоротких и более коротких волн. Эти радиоволны распространяются земными лучами, как правило, в пределах прямой видимости. Поэтому широкополосная ЧМ используется при ближнем радиовещании (в пределах прямой видимости) в диапазонах УКВ и FM, а также для передачи сигналов звука в наземном телевизионном вещании. При широкополосной ЧМ требуемое отношение  $C/\mathcal{W}$  на выходе приемника  $\gamma_{\text{вых шчм}} \geq 26 \text{ дБ}$ .

Проведенные рассуждения позволяют заключить:

- 1) наиболее дальнюю радиосвязь можно получить при слуховом приеме СВ-сигналов;
- 2) несколько меньшая дальность радиосвязи обеспечивается при использовании ОБП-сигналов и узкополосных ЧМ-сигналов;
- 3) еще меньшая дальность радиосвязи имеет место при АМ;
- 4) широкополосный ЧМ-сигнал для дальней радиосвязи непригоден.

Широкополосный ЧМ-сигнал находит широкое применение при ближнем радиовещании (в пределах прямой видимости), обеспечивая при этом высокое качество приема и большую дальность по сравнению с АМ-сигналом при одинаковых пиковых мощностях передатчиков.

## 9.2. Телефонный эффект при детектировании АМ-, ОБП-, СОМ-сигналов и дальность радиосвязи.

### 9.2.1. Телефонный эффект при детектировании АМ-сигнала.

Определим, какая часть мощности АМ-сигнала участвует в образовании телефонного сигнала на выходе детектора.

Из формулы (8.6) следует, что средняя мощность однотонового АМ-сигнала на *единичном сопротивлении* представляется суммой средних мощностей несущего и боковых колебаний:

$$\bar{P}_{AM} = \bar{P}_H + \bar{P}_O = \frac{U_0^2}{2} + \frac{m^2 U_0^2}{4}. \quad (9.8)$$

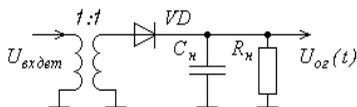


Рис. 9.3. Последовательный диодный АД

Положим, что однотоновый АМ-сигнал подан на идеальный (не искажающий форму огибающей и не имеющий потерь) последовательный диодный АД (рис.9.3) со входным сопротивлением  $R_{вх\ дет} = 1 \text{ Ом}$ . Огибающая АМ-сигнала, выделяемая идеальным АД (см. рис.8.1, в):

$$U_{оз\ АМ}(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t). \quad (9.9)$$

Поскольку для идеального АД  $R_{вх\ дет} = R_n / 2$ , то напряжение огибающей выделяется на сопротивлении нагрузки  $R_n = 2 R_{вх\ дет} = 2 \text{ Ом}$ . Среднюю мощность огибающей на сопротивлении нагрузки детектора можно найти путем интегрирования мгновенной мощности огибающей за период частоты  $\Omega$ :

$$\bar{P}_{оз\ АМ} \Big|_{R_n=2 \text{ Ом}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{U_{оз\ АМ}^2(t)}{2} d\Omega t = \frac{U_0^2}{2} + \frac{m^2 U_0^2}{4}. \quad (9.10)$$

Сравнивая (9.8) и (9.10), видим, что при идеальном детектировании средняя мощность АМ-сигнала равна средней мощности огибающей.

Первое слагаемое  $(U_0^2 / 2)$  в (9.10) обусловлено несущим колебанием и определяет мощность в нагрузке детектора от протекания средней составляющей тока огибающей. Заметим, что среднее значение напряжения на нагрузке детектора используется в приемнике в качестве управляющего для системы автоматической регулировки усиления (АРУ).

Второе слагаемое ( $m^2 U_0^2 / 4$ ) в (9.10) обусловлено двумя боковыми колебаниями АМ-сигнала и определяет мощность телефонного сигнала в нагрузке детектора.

Таким образом, *телефонный эффект при детектировании АМ-сигнала зависит от мощности его боковых колебаний и не зависит от мощности несущего колебания.*

### 9.2.2. Телефонный эффект при детектировании ОБП-сигнала.

Если на АД (см. рис.9.3) подана сумма двух колебаний:

$$U_{\text{вх дет}} = U_{\text{мн}} \cos \omega_{\text{мн}} t + m U_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t, \quad (9.11)$$

то его режим работы является режимом *гетеродинного детектирования* (см. подраздел 8.4).

Средняя мощность суммы колебаний (9.11) на *единичном входном сопротивлении детектора* ( $R_{\text{вх дет}} = 1 \text{ Ом}$ )

$$\bar{P}_{(\text{мн}+\text{ОБП})} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{вх дет}}^2 dt \right] = \frac{U_{\text{мн}}^2}{2} + \frac{m^2 U_0^2}{2}. \quad (9.12)$$

Огибающая ОБП-сигнала, выделяемая идеальным гетеродинным детектором, при  $\omega_{\text{мн}} = \omega_0$ ,  $\varphi_0 = 0$ ,  $\psi_0 = 0$  и  $\varphi_{0 \text{ мн}} = 0$  (см. формулу (8.38)):

$$U_{\text{ог ОБП}}(t) = \sqrt{U_{\text{мн}}^2 + (m U_0)^2 + 2 U_{\text{мн}} m U_0 \cos \Omega t}. \quad (9.13)$$

Средняя мощность огибающей на сопротивлении нагрузки идеального АД ( $R_{\text{н}} = 2 R_{\text{вх дет}} = 2 \text{ Ом}$ ):

$$\bar{P}_{\text{ог ОБП}} \Big|_{R=2 \text{ Ом}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{U_{\text{ог ОБП}}^2(t)}{2} d\Omega t = \frac{U_{\text{мн}}^2}{2} + \frac{m^2 U_0^2}{2} = \bar{P}_{(\text{мн}+\text{ОБП})}. \quad (9.14)$$

Первое слагаемое ( $U_{\text{мн}}^2 / 2$ ) в (9.14) обусловлено местной несущей и определяет мощность в нагрузке детектора от протекания средней составляющей тока огибающей.

Второе слагаемое ( $m^2 U_0^2 / 2$ ) в (9.14) обусловлено ОБП-сигналом и определяет мощность телефонного сигнала в нагрузке детектора.

Таким образом, *телефонный эффект при детектировании ОБП-сигнала зависит только от мощности ОБП-сигнала и не зависит от мощности местного несущего колебания.*

### 9.2.3. Телефонный эффект при детектировании СМ-сигнала.

Средняя мощность СМ-сигнала на единичном сопротивлении представляется суммой средних мощностей несущего и бокового колебаний (см. формулу (8.41)):

$$\bar{P}_{COM} = \bar{P}_н + \bar{P}_{\text{бс}} = \frac{U_0^2}{2} + \frac{m^2 U_0^2}{2}. \quad (9.15)$$

Положим, что СМ-сигнал подан на идеальный последовательный диодный АД (рис.9.3) со входным сопротивлением  $R_{\text{вх дет}} = 1 \text{ Ом}$ . Огибающая СМ-сигнала, выделяемая идеальным АД при  $\psi_0 = 0$  (см. формулу (8.45)):

$$U_{\text{оз СМ}}(t) = U_0 \sqrt{1 + m^2 + 2m \cos \Omega t}. \quad (9.16)$$

Средняя мощность огибающей СМ-сигнала на сопротивлении нагрузки детектора ( $R_n = 2 R_{\text{вх дет}} = 2 \text{ Ом}$ ) за период частоты  $\Omega$

$$\bar{P}_{\text{оз СМ}} \Big|_{R_n=2 \text{ Ом}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{U_{\text{оз СМ}}^2(t)}{2} d\Omega t = \frac{U_0^2}{2} + \frac{m^2 U_0^2}{2} = \bar{P}_{COM}. \quad (9.17)$$

Первое слагаемое ( $U_0^2 / 2$ ) в (9.17) обусловлено несущим колебанием и определяет мощность в нагрузке детектора от протекания средней составляющей тока огибающей.

Второе слагаемое ( $m^2 U_0^2 / 2$ ) в (9.17) обусловлено боковым колебанием СМ-сигнала и определяет мощность телефонного сигнала в нагрузке детектора.

Таким образом, *телефонный эффект при детектировании СМ-сигнала зависит только от мощности его бокового колебания и не зависит от мощности несущего колебания.*

**9.2.4. Телефонный эффект и дальность радиосвязи.** Оценим увеличение дальности радиосвязи при использовании ОБП-сигнала или СМ-сигнала в сравнении с использованием АМ-сигнала за счет большего телефонного эффекта при детектировании. Для этого положим, что:

- 1) выполняются условия (8.10) и (9.1);
- 2) детектирование АМ-сигнала или СМ-сигнала в приемнике осуществляется идеальным АД; детектирование ОБП-сигнала осуществляется идеальным гетеродинным детектором;
- 3) пиковые мощности АМ-передатчика, ОБП-передатчика и

СОМ-передатчика равны:

$$P_{\text{пик } AM} = P_{\text{пик } ОБП} = P_{\text{пик } СОМ} \cdot \quad (9.18)$$

Поскольку максимальное напряжение АМ-сигнала при  $m_{\text{max}} = 1$   $U_{\text{max } AM} = 2U_0$  {см. формулу (8.5)}, а пиковая мощность  $P_{\text{пик } AM} = (2U_0 / \sqrt{2})^2 = 2U_0^2$ , то для выполнения равенства (9.18), как следует из (8.34) и (8.42), максимальные напряжения ОБП-сигнала и СОМ-сигнала должны определяться следующим образом:

$$U_{\text{max } ОБП} = 2U_0 \quad (9.19)$$

(при этом  $P_{\text{пик } ОБП} = (2U_0 / \sqrt{2})^2 = 2U_0^2 = P_{\text{пик } AM}$ );

$$U_{\text{max } СОМ} = 2\sqrt{2}U_0 \quad (9.20)$$

(при этом  $P_{\text{пик } СОМ} = (\sqrt{2}U_0 / \sqrt{2})^2 + (\sqrt{2}U_0 / \sqrt{2})^2 = 2U_0^2 = P_{\text{пик } AM}$ ).

На рис.9.6,а,б,в изображены осциллограммы напряжений АМ-сигнала, ОБП-сигнала и СОМ-сигнала на входном зажиме передающей антенны (для всех случаев эюры характеризуют сигналы сначала при  $m = 0$ , а затем при  $m = m_{\text{max}} = 1$ ). На рис.9.4,г,д,е изображены осциллограммы напряжений огибающих этих сигналов на выходе идеального линейного АД приемника. *Размах напряжения* каждой из огибающих (размах телефонного сигнала) характеризует *телефонный эффект* на выходе детектора.

Отношение размаха телефонного сигнала на выходе детектора от ОБП-сигнала ( $U_p \text{ ОБП}$ ) к размаху телефонного сигнала от АМ-сигнала ( $U_p \text{ АМ}$ ):

$$\frac{U_p \text{ ОБП}}{U_p \text{ АМ}} = \frac{4U_0}{2U_0} = 2. \quad (9.21)$$

Из (9.21) следует, что *использование ОБП-сигнала вместо АМ-сигнала приводит к увеличению полезного телефонного эффекта на выходе АД приемника в 2 раза*. Это эквивалентно увеличению мощности передатчика в 4 раза и, следовательно, приводит к увеличению дальности радиосвязи еще в 2 раза по сравнению с результатом, полученным на основе формулы (9.4).

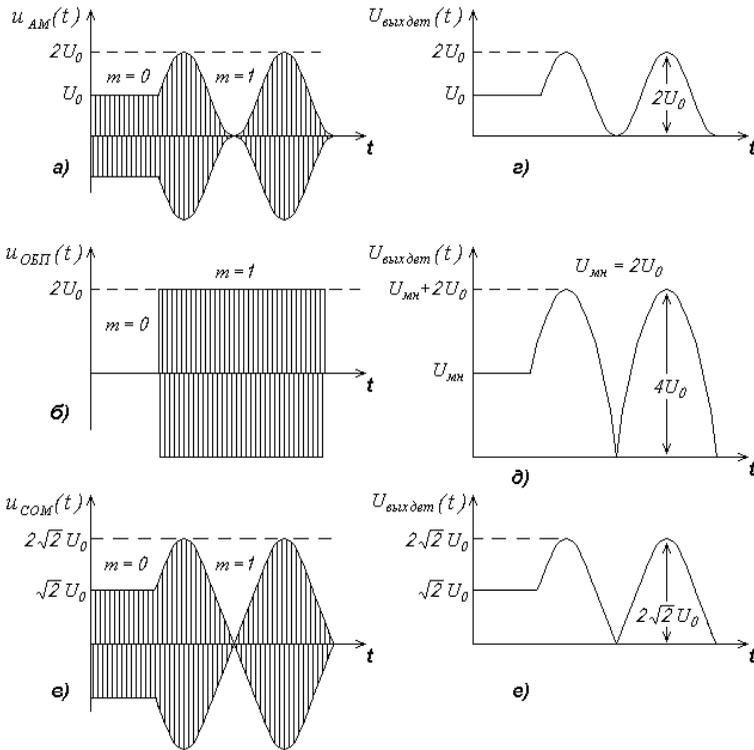


Рис. 9.4. Напряжения на входном зажиме антенны передатчика: АМ-сигнала (а); ОБП-сигнала (б); СОМ-сигнала (в). Напряжения на нагрузке идеального АД приемника при детектировании: АМ-сигнала (г); ОБП-сигнала при  $|\dot{U}_{МН}| = |\dot{U}_{ОБП}|$  (д); СОМ-сигнала (е)

Отношение размаха телефонного сигнала на выходе детектора от СОМ-сигнала ( $U_{p\text{ СОМ}}$ ) к размаху телефонного сигнала от АМ-сигнала:

$$\frac{U_{p\text{ СОМ}}}{U_{p\text{ АМ}}} = \frac{2\sqrt{2}U_0}{2U_0} = \sqrt{2}. \quad (9.22)$$

Из (9.22) следует, что переход с АМ на СОМ дает выигрыш по полезному телефонному эффекту на выходе АД приемника в  $\sqrt{2}$  раз. Это эквивалентно увеличению мощности передатчика в 2 раза и, следовательно, приводит к увеличению дальности радиосвязи приблизительно в 1,4 раза:

$$r_{\text{СОМ}} / r_{\text{АМ}} \approx \sqrt{2} \approx 1,4. \quad (9.23)$$

**9.3. Дальнее радиовещание с использованием АМ-сигнала и СМ-сигнала** [24]. Недостатки радиовещания с АМ - крайне низкий КПД передатчиков и неэффективное использование полосы частот (см. подраздел 8.1). В соответствии с ГОСТ 13924 - 80 спектр звуковых модулирующих частот отечественных радиостанций составляет  $0,05...10$  кГц, при этом ширина полосы частот каждой станции в эфире достигает  $20$  кГц. В то же время частотная сетка несущих, по международному соглашению, имеет шаг  $9$  кГц в диапазонах ДВ и СВ и  $5$  кГц в диапазоне КВ. Спектры боковых полос различных радиостанций перекрываются и избежать взаимных помех невозможно (рис.9.5).

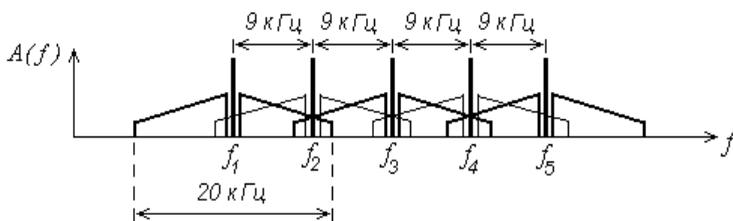


Рис. 9.5. Перекрытие спектров боковых полос радиовещательных станций для диапазонов ДВ и СВ

Лишь при приеме местных радиостанций (их несущие частоты обычно разнесены более чем на один шаг сетки) на ДВ и СВ в дневное время, когда пространственная радиоволна поглощается в ионосфере, взаимные помехи малы и принимать можно всю излучаемую радиопередатчиками полосу частот. Во всех других случаях (дальний прием, прием в вечернее и ночное время, прием на КВ) для уменьшения взаимных помех приходится уменьшать полосу пропускания приемника.

Во всех без исключения радиовещательных приемниках АМ-сигналов, выпускаемых в мире, полоса пропускания не более  $10$  кГц. При этом мешающее действие соседних по частоте станций значительно меньше. ГОСТ 5651 - 71 требует обеспечить селективность при расстройке  $\pm 9$  кГц не менее  $18...55$  дБ в зависимости от класса приемника, а полосу пропускания УНЧ -  $3,15...5,6$  кГц. Очевидно, что в радиовещательных диапазонах при передаче АМ-сигналов сложилась парадоксальная ситуация, отраженная даже в ГОСТ: радиовещательные станции излучают широкую полосу частот, создавая взаимные помехи.

Радиослушатели, увлекающиеся дальним приемом, выбирают

приемники с полосой не шире  $4...5 \text{ кГц}$ . Но это не означает, что полоса по звуковой частоте сужается до  $2...2,5 \text{ кГц}$ . Большинство радиослушателей предпочитают «боковую настройку», при которой середина полосы пропускания приемника смещена относительно частоты несущей, что значительно обогащает звучание приемника верхними частотами (рис.9.6).

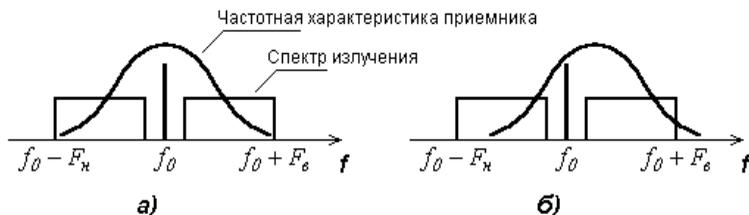


Рис. 9.6. Центральная настройка (а) и боковая настройка (б) приемника

Таблица 9.1. Коэффициент нелинейных искажений (в процентах) при АМ и СОР при пиковой мощности передатчиков  $P_{\text{пик}} = 200 \text{ кВт}$

Условия опыта: диапазон волн; дальность	АМ - сигнал, детектор огibaющей	СОР - сигнал, детектор огibaющей	СОР - сигнал, синхронный детектор
СВ, $r \approx 300 \text{ км}$	16...35	16...18	3,5
КВ, $r \approx 3000 \text{ км}$	10...40	15...30	15

Уменьшение взаимных помех при радиовещании возможно при использовании СОР-сигнала (см. подраздел 8.5), ширина спектра которого в 2 раза меньше, чем АМ-сигнала. Очень важно, что прием СОР-сигнала может быть осуществлен обычным радиовещательным приемником с амплитудным детектором. При слабом принимаемом сигнале АД приемника является квадратичным и нелинейные искажения при детектировании СОР-сигнала малы. При сильном принимаемом сигнале линейное детектирование СОР-сигнала сопровождается нелинейными искажениями, уровень которых, однако, оказывается соизмеримым с нелинейными искажениями АМ-сигнала, которые возникают из-за многолучевого распространения радиоволн. Это показывают данные табл. 9.1, в которой приведены величины коэффициента нелинейных искажений при приеме АМ-сигнала и СОР-сигнала и детектирования их различными детекторами [24].

Из данных второго и третьего столбцов табл.9.1 следует, что при приеме АМ-сигнала максимальная величина нелинейных искажений даже больше, чем при приеме СОР-сигнала. Объясняется это следующим.

Оказывается, что реальный АМ-сигнал, отраженный от ионосферы на КВ или на ДВ и СВ вечером и ночью, имеет совсем не такие характеристики, как сигнал, пришедший земной волной от ближайшей станции. Ионосферный сигнал имеет многолучевой характер, что вызывает сильную интерференцию волн. В этих условиях любые компоненты сигнала, разделенные частотным интервалом более  $1 \text{ кГц}$ , изменяются по амплитуде и фазе статистически независимо. При детектировании обычного АМ-сигнала напряжения компонентов, симметричных относительно несущей и относящихся к двум боковым полосам, синфазно складываются в нагрузку детектора. Для ионосферного АМ-сигнала синфазного сложения боковых компонентов при детектировании не будет, поскольку их фазы оказываются неодинаковыми. Более того, боковые компоненты могут оказаться даже противофазными, что вызовет глубокое замирание (фединг) сигнала модуляции. Получается, что в ионосферном сигнале вторая боковая полоса только мешает нормальному приему и искажения АМ-сигнала получаются гораздо больше искажений СМ-сигнала. Еще хуже селективный фединг несущей АМ-сигнала, когда ее амплитуда оказывается меньше амплитуд боковых компонентов (см. подраздел 8.1, рис.8.3). Детектирование в этом случае сопровождается очень большими нелинейными искажениями, вплоть до полной потери разборчивости сигнала модуляции.

Использование синхронного детектора при приеме СМ-сигнала позволяет существенно уменьшить нелинейные искажения (см. данные табл.8.1), так как в этом случае амплитуда местной несущей заведомо больше амплитуд компонентов принимаемого сигнала и, следовательно, нет искажений из-за нелинейной операции детектирования, а также из-за селективного фединга несущей.

Хотя принцип совместимой однополосной модуляции предложен нашими соотечественниками А.А. Пироговым и В.Н. Аксеновым еще в 1969 г., в России он не нашел применения до настоящего времени. Однако с такой модуляцией работают многие зарубежные радиостанции, например, коротковолновые радиостанции «Голос Америки», «Би-Би-Си» и др. [24]. Радиослушатели с АМ-приемниками переход этих радиостанций с АМ на СМ просто не заметили. При приеме радиосигналов с СМ характерна небольшая несимметричность тембра и искажений при расстройке приемника «вниз» или «вверх» по частоте.

## Контрольные вопросы к разделу 9

1. От чего зависит дальность приема радиосигнала ?
2. Какова зависимость отношения  $C/W$  на выходе амплитудного детектора ( $\gamma_{\text{вых det}}$ ) от отношения  $C/W$  на входе детектора ( $\gamma_{\text{ex det}}$ ) при детектировании АМ-сигнала ?
3. Какова зависимость отношения  $C/W$  на выходе частотного детектора от отношения  $C/W$  на входе детектора при детектировании узкополосного ЧМ-сигнала ?
4. Какова зависимость отношения  $C/W$  на выходе частотного детектора от отношения  $C/W$  на входе детектора при детектировании широкополосного ЧМ-сигнала ?
5. Какова зависимость отношения  $C/W$  на выходе детектора от отношения  $C/W$  на входе детектора при гетеродинном детектировании ОБП-сигнала или радиоимпульсного сигнала телеграфии Морзе (CW-сигнала) ?
6. При использовании какого радиосигнала можно получить наиболее дальнюю радиосвязь (при прочих равных условиях) ?
7. Какой радиосигнал непригоден для дальней наземной связи ?
8. От чего зависит телефонный эффект при детектировании АМ-сигнала ?
9. От чего зависит телефонный эффект при детектировании ОБП-сигнала ?
10. От чего зависит телефонный эффект при детектировании СОМ-сигнала ?
11. Почему при условии одинаковой пиковой мощности передатчика дальность радиосвязи при использовании ОБП-сигнала больше, чем при использовании АМ-сигнала ?
12. Почему при условии одинаковой пиковой мощности передатчика дальность радиосвязи при использовании СОМ-сигнала больше, чем при использовании АМ-сигнала ?
13. Приблизительно во сколько раз при идеальных условиях распространения поверхностной радиоволны на равнинной местности дальность радиосвязи с использованием ОБП-сигнала больше, чем при использовании АМ-сигнала ?
14. Приблизительно во сколько раз при идеальных условиях распространения поверхностной радиоволны на равнинной местности дальность радиосвязи с использованием СОМ-сигнала больше, чем при использовании АМ-сигнала ?
15. Приблизительно во сколько раз при идеальных условиях распространения поверхностной радиоволны на равнинной местности дальность радиосвязи с использованием CW-сигнала больше, чем при использовании АМ-сигнала ?
16. Приблизительно во сколько раз при идеальных условиях распространения поверхностной радиоволны на равнинной местности дальность радиосвязи с использованием узкополосного ЧМ-сигнала больше, чем при использовании АМ-сигнала ?
17. Приблизительно во сколько раз при идеальных условиях распространения поверхностной радиоволны на равнинной местности дальность радиосвязи с

использованием широкополосного ЧМ-сигнала больше, чем при использовании АМ-сигнала ?

18. Почему широкополосная ЧМ не используется для дальней наземной радиосвязи ?
19. Почему использование СМ-сигнала при дальнем радиовещании предпочтительнее, чем использование АМ-сигнала ?

## **10. Высококачественное аналоговое моно- и стереофоническое радиовещание**

### **10.1. Особенности высококачественного УКВ-ЧМ радиовещания.**

Как уже упоминалось (см. раздел 2), высококачественное моно- и стереофоническое вещание в России в настоящее время ведется в двух частотных диапазонах: в диапазоне УКВ (65,8...73 МГц) по стандарту бывшего СССР; в верхней части диапазона FM (100...108 МГц) по стандарту США. Использование широкополосной ЧМ с максимальной девиацией несущей частоты передатчика  $f_{\partial \max \text{УКВ}} = 50 \text{ кГц}$  ( $f_{\partial \max \text{FM}} = 75 \text{ кГц}$ ) позволяет значительно улучшить помехоустойчивость и качество ЧМ-радиовещания по сравнению с АМ-радиовещанием в диапазонах ДВ, СВ и КВ. В передатчиках звукового сопровождения телевидения также используется широкополосная ЧМ.

*Применение широкополосной ЧМ существенно расширяет полосу частот радиосигнала по сравнению с АМ.* Если, например,  $F_e = 15 \text{ кГц}$ , то полоса частот радиосигнала с АМ (см. (8.11))  $\Delta f_{\text{АМ}} = 2 F_e = 30 \text{ кГц}$ . Полоса частот радиосигнала широкополосной ЧМ при *монофоническом вещании* с  $f_{\partial \max} = 50 \text{ кГц}$  и индексом частотной модуляции  $M = f_{\partial \max} / F_e \approx 3,33$  (см. (8.52)):

$$\Delta f_{\text{ЧМ моно}} \approx 2 F_e (M + 1) \approx 130 \text{ кГц}. \quad (10.1)$$

Отношение  $(\Delta f_{\text{ЧМ}} / \Delta f_{\text{АМ}}) \approx 4,33$ , т.е. полоса частот ЧМ-сигнала значительно больше, чем АМ-сигнала. При стереовещании полоса частот ЧМ-сигнала еще больше (приблизительно  $195 \text{ кГц}$ , см. (10.35)). Широкая полоса частот определила организацию высококачественного радиовещания с ЧМ в диапазоне ультракоротких (метровых) волн. В выделенных на ультракоротких волнах диапазонах можно разместить несколько десятков радиоканалов с ЧМ, в то время как в ДВ диапазоне удалось бы разместить всего лишь один радиоканал, а в диапазоне СВ - не более семи.

УКВ-ЧМ (FM) вещание обладает высокой помехозащищенностью. ЧМ-приемники устойчивы к импульсным помехам и к перекрестной модуляции, поскольку в составе УПЧ приемника всегда имеется двусторонний ограничитель амплитуды радиосигнала.

Приемники ЧМ-сигнала устойчивы и к взаимной модуляции (интермодуляции) за счет слабой реакции частотного детектора (ЧД) на гармоническую помеху. Отношение гармоническая помеха / сигнал на выходе ЧД (рис.10.1,а) [12,21]:

$$\left(\frac{U_n}{U_c}\right)_{\text{вых дет}} = \frac{|F_{\delta}|}{f_{\delta \max}} \cdot \frac{(U_n / U_c)_{\text{вх дет}}}{[1 - (U_n / U_c)_{\text{вх дет}}^2]}, \quad (10.2)$$

где  $F_{\delta} = (f_n - f_c)$  – частота биений на выходе ЧД при наличии на входе ЧД помехи с частотой  $f_n$  и сигнала с частотой  $f_c$ .

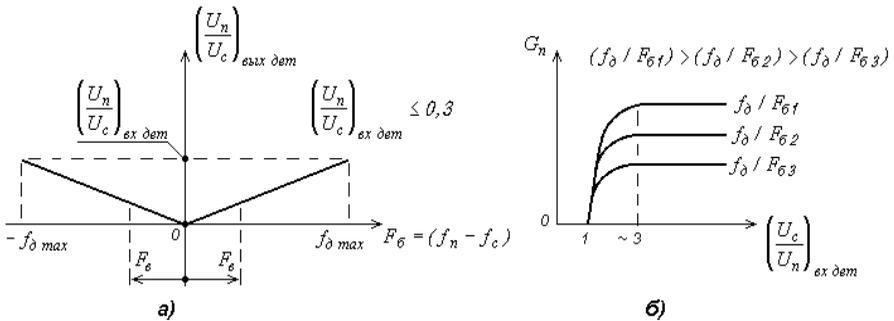


Рис. 10.1. Зависимость отношения гармоническая помеха / сигнал на выходе ЧД от частоты биений (а); зависимости выигрыша сигнал / гармоническая помеха на выходе ЧД от отношения сигнал / гармоническая помеха на входе детектора при разных величинах частоты биений (б)

Образующиеся в ЧД биения прослушиваются при радиоприеме в виде свистов. При низкой частоте  $F_{\delta}$  интенсивность свистов мала. С увеличением  $F_{\delta}$  их интенсивность увеличивается. Если  $F_{\delta} > F_g$ , где  $F_g$  – верхняя граничная частота звукового тракта приемника, то свисты становятся неслышимыми.

Из (10.2) следует, что выигрыш в отношении сигнал / гармоническая помеха на выходе ЧД к отношению сигнал / гармоническая помеха на его входе (рис.10.1,б):

$$G_n = \frac{(U_c / U_n)_{\text{вых дет}}}{(U_c / U_n)_{\text{вх дет}}} = \frac{f_{\delta \max}}{|F_{\delta}|} [1 - (U_n / U_c)_{\text{вх дет}}^2], \quad G_n [\text{дБ}] = 20 \lg G_n. \quad (10.3)$$

Из зависимостей, изображенных на рис.10.1,б, следует, что ЧД

обладает пороговым свойством, т.е. стабильная величина выигрыша  $G_n$  достигается при  $(U_c / U_n)_{\text{ex det}} \geq 3$ . Если  $(U_c / U_n)_{\text{ex det}} < 3$ , то  $G_n$  резко уменьшается. Если же помеха больше сигнала, то ЧД «работает» по помехе, подавляя сигнал.

ЧД улучшает отношение С/Ш, начиная с определенного значения  $\gamma_{\text{ex det}}$  (см. рис. 9.2). Величина этого улучшения зависит от индекса частотной (угловой) модуляции  $M = f_{\text{d max}} / F_{\text{в}}$  (см формулу (5.4)):

$$G_{\text{ш}} = \gamma_{\text{вых det чМ}} / \gamma_{\text{ex det чМ}} \approx \sqrt{3 M^3}, \quad G_{\text{ш}}[\text{дБ}] = 20 \lg[\sqrt{3 M^3}]. \quad (10.4)$$

Если, например,  $M = 3,33$ , то  $G_{\text{ш}} \approx 10,53 \approx 20,45 \text{ дБ}$ .

Почему ЧД улучшает отношение С/Ш, легко понять, если представить белый шум на входе детектора (в пределах полосы пропускания приемника  $\Pi_{\text{ПР}}$ ) суммой многих синусоидальных составляющих шума ( $\sum_{i=1}^{\infty} f_{\text{ш}i}$ ) с постоянными амплитудами и случайными фазами, разнесенных по частоте на бесконечно малые интервалы  $\delta f$  (рис. 10.2,а). Каждая из этих составляющих представляет собой элементарную гармоническую помеху. ЧД выделяет шумовые биения между каждой элементарной шумовой составляющей и несущей частотой сигнала ( $\Delta F_{\text{ш}i} = f_{\text{ш}i} - f_0$ ). В результате на выходе ЧД спектр шумов меняется в соответствии с закономерностью, изображенной на рис. 10.1,б. Видно, что низкочастотные шумы на выходе ЧД практически отсутствуют, а с повышением частоты интенсивность шумов на выходе ЧД возрастает (рис. 10.2,б).

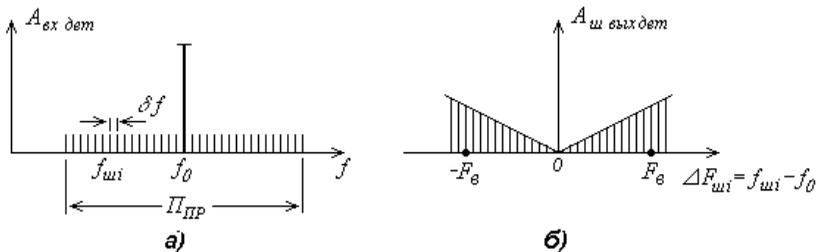


Рис. 10.2. Спектр шумов и немодулированного сигнала на входе ЧД (а); спектр шумов на выходе ЧД (б)



Рис. 10.3. Схемы ЦП передатчика (а) и ЦКП приемника (б)

Величину  $G_{ш}$  дополнительно можно увеличить, применяя частотные предискажения звукового сигнала в передатчике и компенсацию этих предискажений в приемнике. Если в ЧМ-передатчике УКВ диапазона обеспечить подъем частотной характеристики канала звука целью частотных предискажений (ЦП, рис.10.3,а) с постоянной времени  $\tau_n = 50$  мкс (в диапазоне FM  $\tau_n = 75$  мкс), а в приемнике после детектора, наоборот, ослабить высокие частоты звука целью компенсации частотных предискажений (ЦКП, рис.10.3,б) с той же постоянной времени, то выигрыш в отношении С/Ш на выходе ЧД возрастает на 7...9 дБ при  $\tau_n = 50$  мкс и на 9...11 дБ при  $\tau_n = 75$  мкс [15].

Модуль коэффициента передачи ЦП, изображенной на рис.10.3,а:

$$|k_{цп}| = \sqrt{\frac{1 + (\Omega\tau)^2}{a^2 + (\Omega\tau)^2}} \quad a^2 \gg (\Omega\tau)^2 = \frac{1}{a} \sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}, \quad (10.5)$$

где  $\tau = R1 \ C1$ ;  $a = 1 + R1 / R2$ .

Модуль коэффициента передачи ЦКП, изображенной на рис.10.3,б:

$$|k_{цкп}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}}. \quad (10.6)$$

Из (10.5) и (10.6) следует, что  $|k_{цп}| \cdot |k_{цкп}| = 1 / a$ , т.е. сквозной коэффициент передачи трактов звуковой частоты передатчика и приемника от частоты  $\Omega$  не зависит.

Использование ЦП обеспечивает подъем частотной характеристики канала звуковых частот передатчика примерно 6 дБ на октаву (октава - двойное увеличение частоты) при  $F > 6 \ \kappa\Gammaц$  (см. данные табл. 10.1). Частотная модуляция при этом становится модуляцией вида ЧМ-ФМ (см. рис.8.10).

Таблица 10.1. Нормированные частотные характеристики ЦП ЧМ-передатчиков при  $\tau = 50 \text{ мкс}$  (стандарт бывшего СССР) и  $\tau = 75 \text{ мкс}$  (стандарт США)

$F, \text{кГц}$	0,3	1,5	3,0	6,0	12,0	15,0
$\tau = 50 \text{ мкс}$	0,05 дБ	0,87 дБ	2,76 дБ	6,58 дБ	11,81 дБ	13,63 дБ
$\tau = 75 \text{ мкс}$	0,075 дБ	1,8 дБ	4,77 дБ	9,54 дБ	14,68 дБ	16,68 дБ

На рис.10.4 приведены упрощенные структурные схемы ЧМ-передатчика с ЦП в канале звуковых частот (а) и приемника с ЦКП после детектора (б).

*Амплитудная характеристика радиотракта ЧМ-приемника за счет глубокого ограничения нелинейная. Покажем, что нелинейность амплитудной характеристики радиотракта приемника не вызывает нелинейных искажений ЧМ-сигнала.*

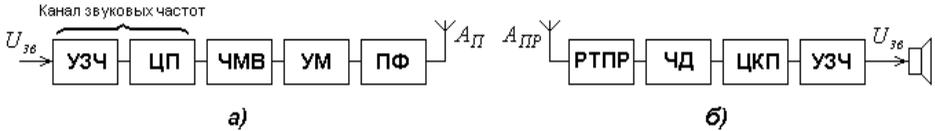


Рис. 10.4. Упрощенные структурные схемы монофонических ЧМ-передатчика (а) и ЧМ-приемника (б):

УЗЧ — предварительный усилитель звуковой частоты; ЦП — цепь частотных предискажений; ЧМВ — ЧМ возбудитель; УМ — усилитель мощности; ПФ — полосовой фильтр; РТПР — радиотракт приемника; ЧД — частотный детектор; ЦКП — цепь компенсации частотных предискажений

Пусть нелинейная амплитудная характеристика радиотракта ЧМ-приемника выражается в общем случае полиномом  $n$ -й степени:

$$u_{\text{вых}} = a_1 u_{\text{вх}} + a_2 u_{\text{вх}}^2 + a_3 u_{\text{вх}}^3 + \dots \quad (10.7)$$

Поскольку мгновенное значение входного ЧМ-сигнала можно представить в виде (см. выражение для полной фазы ЧМ-сигнала в табл. 8.3)

$$u_{\text{вх}} = U_{0 \text{ вх}} \cos[\omega_0 t + \omega_{\text{д max}} \int S(t) dt], \quad (10.8)$$

где  $S(t)$  — любая модулирующая функция, то, подставив (10.8) в (10.7), получим

$$u_{\text{вых}} = a_1 U_{0 \text{ вх}} \cos[\omega_0 t + \omega_{\text{д max}} \int S(t) dt] + \\ + a_2 U_{0 \text{ вх}}^2 \cos^2[\omega_0 t + \omega_{\text{д max}} \int S(t) dt] +$$

$$+ a_3 U_0^3 \cos^3 [\omega_0 t + \omega_{\Delta \max}] S(t) dt + \dots \quad (10.9)$$

Раскрыв в (10.9) второе и третье слагаемые и сгруппировав члены с удвоенными, утроенными и т.д. аргументами, имеем

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} = & U_0' \cos[\omega_0 t + \omega_{\Delta \max}] S(t) dt + \\ & + U_0'' \cos 2[\omega_0 t + \omega_{\Delta \max}] S(t) dt + \\ & + U_0''' \cos 3[\omega_0 t + \omega_{\Delta \max}] S(t) dt + \dots \end{aligned} \quad (10.10)$$

Из (10.10) следует, что в составе выходного напряжения радиотракта приемника наряду с полезным колебанием с частотой  $\omega_0$  появляются гармоники с увеличенной девиацией частоты ( $2\omega_0, 3\omega_0, \dots$ ), которые могли бы приводить к нелинейным искажениям. Однако гармоники девиации частоты находятся в составе гармоник несущей частоты ( $2\omega_0, 3\omega_0, \dots$ ), которые сильно отличаются от несущей частоты  $\omega_0$  и отфильтровываются резонансными системами приемника. Поэтому нелинейность амплитудной характеристики радиотракта приемника нелинейных искажений ЧМ-сигнала не вызывает.

*Нелинейные искажения при ЧМ-вещании могут быть вызваны:*

*а) неравномерностью частотной характеристики радиотракта передатчик-приемник; б) нелинейностью фазовой характеристики радиотракта передатчик-приемник; в) нелинейностью детекторной характеристики ЧД приемника; г) использованием цепи предискажений звуковых частот в передатчике.*

*1. Неравномерность частотной характеристики радиотракта передатчик-приемник приводит к появлению паразитной АМ, если отклонения частоты достаточно велики (отклонения частоты при ЧМ пропорциональны громкости передаваемого сообщения). Усиление радиотракта оказывается неодинаковым для разных частот (рис.10.5,а). Если, кроме того, тракт приемника будет расстроен относительно несущей частоты, то появится различие в амплитудах для  $+f_{\Delta}$  и  $-f_{\Delta}$  (рис.10.5,б). Это может приводить к нелинейным искажениям сигнала при детектировании (хрипы на пиках громкости). Однако паразитная АМ может быть устранена путем правильного выбора порога ограничения двустороннего ограничителя, обязательно применяемого при приеме ЧМ-сигнала. Поэтому неравномерность частотной характеристики радиотракта передатчик-приемник не приводит к заметным нелинейным искажениям ЧМ-сигнала.*

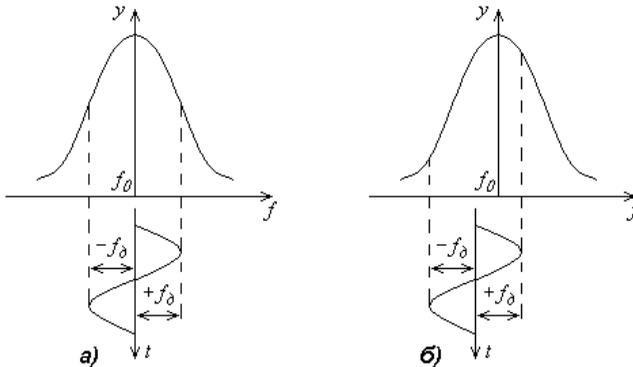


Рис. 10.5. Возникновение паразитной АМ, приводящей к нелинейным искажениям ЧМ-сигнала при больших  $f_\delta$  (а) и при расстройке приемника (б)

**2. Нелинейность фазовой характеристики радиотракта передатчик-приемник может вызвать существенные нелинейные искажения вследствие изменения закона модуляции частоты сигнала.** Для доказательства этого предположим, что на вход резонансного усилителя с частотной и фазовой характеристиками, изображенными на рис.10.6, подается частотно-модулированное напряжение

$$u_{\text{ex}} = U_{0 \text{ ex}} \cos[\Phi_{\text{ex}}(t)] = U_{0 \text{ ex}} \cos[\omega_0 t + \varphi_{\text{ex}}(t)]. \quad (10.11)$$

При этом угловая частота на входе усилителя

$$\omega_{\text{ex}}(t) = \frac{d\Phi_{\text{ex}}(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\varphi_{\text{ex}}(t)}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ex}}(t) \quad (10.12)$$

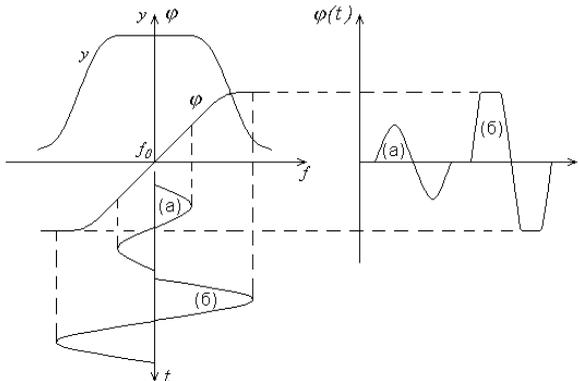


Рис. 10.6. Возникновение искажений ЧМ-сигналов из-за нелинейности фазочастотной характеристики радиотракта передатчик-приемник

Напряжение на выходе усилителя

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(t) \cos[\Phi_{\text{вых}}(t)] = U_{\text{вых}}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_{\text{вх}}(t) + \varphi(t)], \quad (10.13)$$

где  $\varphi(t)$  – фазовый сдвиг сигнала в усилителе.

Амплитуда напряжения на выходе усилителя  $U_{\text{вых}}(t)$  будет иметь паразитную АМ, т.к. амплитудная характеристика усилителя неравномерна. Ненужная АМ может быть устранена двусторонним ограничителем.

Напряжение на выходе усилителя будет иметь и изменения частоты. Из (10.13) следует, что угловая частота на выходе усилителя

$$\begin{aligned} \omega_{\text{вых}}(t) &= \frac{d\Phi_{\text{вых}}(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\varphi_{\text{вх}}(t)}{dt} + \frac{d\varphi(t)}{dt} = \\ &= \omega_0 + \Delta\omega_{\text{вх}}(t) + \frac{d\varphi(t)}{dt} \end{aligned} \quad (10.14)$$

Сравнивая (10.12) и (10.14), можно заключить, что закон изменения частоты на выходе усилителя будет соответствовать закону изменения частоты на его входе, если фазовый сдвиг сигнала в усилителе постоянен. Это возможно лишь при линейной фазовой характеристике усилителя, т.к. в этом случае

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \text{const}. \quad (10.15)$$

Резонансные системы (одиночные контуры, двухконтурные фильтры, ФСС), широко применяемые в радиоприемниках, являются минимально-фазовыми цепями. В минимально-фазовых цепях частотная и фазовая характеристики однозначно связаны между собой. Это позволяет определить необходимую полосу пропускания радиотракта приемника (в пределах которой фазовая характеристика радиотракта квазилинейна) исходя из заданного коэффициента нелинейных искажений ЧМ-сигнала.

Для УПЧ, имеющего  $n$  одноконтурных резонансных систем:

$$P_{0,7} = f_{\text{д max}} (\sqrt{2^{(2/n)} - 1}) (\sqrt[3]{2n / M k_2}). \quad (10.16)$$

Для УПЧ с  $n$  двухконтурными системами:

$$P_{0,7} = f_{\text{д max}} (\sqrt[4]{2^{[2(n+1)/n]} - 4}) (\sqrt[3]{n / M k_2}). \quad (10.17)$$

Для радиотракта с ФСС коэффициент гармоник может быть рассчитан с использованием следующих формул:

$$k_2 = \frac{n}{M} \cdot \frac{(\xi q)^3}{4 + (\xi q)^2}; \quad q = \frac{2 f_{\partial \max}}{\Pi_d}; \quad \xi = \left( \frac{1}{\sqrt[n]{d^2}} - 1 \right)^{0.5}, \quad (10.18)$$

где  $n$  – число связанных одиночных контуров в ФСС;

$d$  – уровень, на котором отсчитывается полоса пропускания ФСС  $\Pi_d$ ;

$\xi$  – обобщенная расстройка, соответствующая границе полосы

пропускания ФСС. Если  $d = 0,5$ , то  $\xi = \left( \sqrt[n]{4} - 1 \right)^{0.5}$ .

Расчет, например, по (10.17) показывает, что для обеспечения  $k_2 \leq 2\%$  при  $f_{\partial \max} = 50 \text{ кГц}$  и  $M \approx 3,33$  УПЧ с тремя двухконтурными системами ( $n = 3$ ) должен иметь полосу пропускания  $\Pi_{0,7} \geq 220 \text{ кГц}$ .

*3. Нелинейные искажения при детектировании ЧМ-сигнала возникают из-за нелинейности детекторной характеристики ЧД. Наиболее часто в приемниках используются или диодный дифференциальный ЧД, или диодный дробный ЧД, с двухконтурным полосовым фильтром [21,31]. Коэффициент нелинейных искажений таких ЧД зависит от максимальной девиации частоты ЧМ-сигнала и полосы пропускания полосового фильтра ( $\Pi_{0,7 \text{ ПФ}}$ ). При факторе связи контуров  $\beta = 1$  [6,21.]:*

$$k_2 = \frac{2}{3} \left( \frac{f_{\partial \max}}{\Pi_{0,7 \text{ ПФ}}} \right)^2. \quad (10.19)$$

Из (10.19) следует, что для обеспечения определенного  $k_2$

$$\Pi_{0,7 \text{ ПФ}} \geq f_{\partial \max} \sqrt{2/3 k_2}. \quad (10.20)$$

Например, для обеспечения при детектировании  $k_2 \leq 2\%$  необходимая полоса пропускания двухконтурной системы ЧД  $\Pi_{0,7} \geq 290 \text{ кГц}$ .

*4. Причиной появления нелинейных искажений может быть цепь частотных предискажений в канале звуковых частот передатчика. При постоянной времени этой цепи  $\tau = 50 \text{ мкс}$  уровень модулирующего сигнала на частоте  $6 \text{ кГц}$  возрастает на  $6,6 \text{ дБ}$ , а на частоте  $15 \text{ кГц}$  — на  $13,6 \text{ дБ}$  (см. данные табл.10.1). Обычно это не приводит к неприятным последствиям, т.к. максимальные уровни звуковых сигналов на частотах выше  $5 \dots 7 \text{ кГц}$  существенно меньше, чем на средних, и понижаются тем значительнее, чем выше частота (рис.10.7). Однако в редких случаях на верхних частотах могут*

появляться уровни, мало отличающиеся от их максимальных значений. Из-за частотных предискажений в такие моменты времени резко возрастает девиация несущей частоты передатчика, вызывающая при приеме значительные нелинейные искажения. Эти искажения проявляются на слух как хрипы.



Рис. 10.7. Зависимости нормированной спектральной плотности мощности от частоты для речевых и музыкальных сигналов звукового вещания

**10.2. Стерефонический эффект.** Слуховой аппарат человека способен определять направление, из которого приходит звуковой сигнал, т.е. *локализовать источник звука*. Наиболее совершенна способность слухового аппарата к локализации звука в горизонтальной плоскости, менее совершенна - в вертикальной плоскости. *Информация о локализации звука содержится в разности фаз (разности времени прихода) и разности амплитуд звуковых колебаний*, попадающих в левое и правое ухо. Способность слуха улавливать эти разности называют *бинауральным эффектом*.

На рис. 10.8,а показан перемещающийся по окружности относительно головы человека источник звука, направление на который определяется углом  $\alpha$ . Если расстояние до источника звука  $\sim 5$  м, расстояние между ушами  $\sim 18$  см, то изменение разности фаз ( $\Delta\beta$ ) звуковых колебаний для частот  $100$  Гц,  $1$  кГц и  $10$  кГц характеризуется графиками рис. 10.8,б [15]. Видно, что на частоте  $100$  Гц информация, заложенная в разность фаз, меняется медленно и в небольших пределах. На частоте  $1$  кГц разность фаз дает четкую информацию о направлении. На частоте  $10$  кГц разность фаз меняется быстро и становится многозначной, т.е. одна и та же величина  $\Delta\beta$  соответствует различным направлениям на источник звука. Исходя из этого можно заключить, что слуховой аппарат человека хорошо локализует источники звуков, если их частоты лежат в пределах примерно от  $300$  Гц до  $5$  кГц. Именно в этом диапазоне стереофоническая аппаратура должна наиболее правильно

воспроизводить амплитуды и фазы звуковой информации.

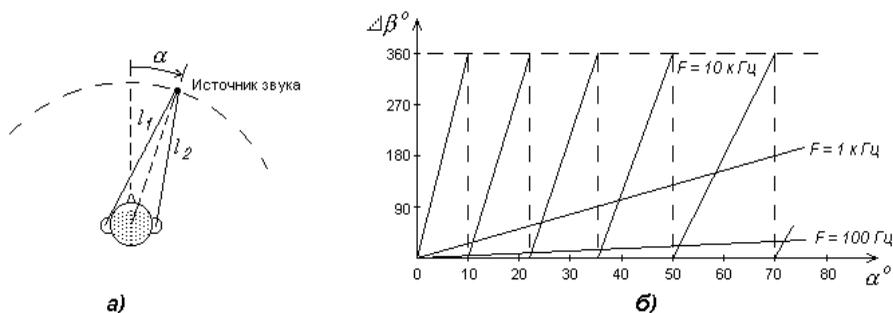


Рис. 10.8. Изменение расстояний до ушей человека ( $l_1, l_2$  – var) при перемещении источника звука (а); изменение разности фаз звуковых колебаний разных частот при перемещении источника звука (б)

Слушатель, находящийся в концертном зале, воспринимает *объемное звучание*, в образовании которого участвуют звуки, приходящие с разных направлений. При этом, благодаря бинауральному эффекту, можно на слух определить место расположения каждой группы инструментов оркестра, солирующего инструмента и солиста. В образовании объемного звучания свой вклад вносит зал, в котором к прямым звукам добавляются звуки, отраженные от стен, потолка и пола.

*Звуковоспроизводящая аппаратура* должна создавать *стереофонический эффект*, который заключается в том, чтобы слушатель воспринимал от акустических систем (громкоговорителей) *объемное звучание*, дающее эффект присутствия в концертном зале.

Наилучший стереофонический эффект можно получить при использовании *четырёхканальной стереофонии* или *квадрафонии*. При этом используют четыре громкоговорителя, расположенных в вершинах квадрата и окружающих слушателя. Квадрафоническое воспроизведение может создать эффект кругового перемещения источника звука относительно слушателя. Однако четырёхканальная стереофония требует сложной аппаратуры, стоимость которой высока. Поэтому наибольшее распространение получила *двухканальная стереофония*.

**10.3. Формирование сигналов стереопары.** Различают три способа получения стереофонических сигналов:  $AB$ ,  $XY$  и  $MS$  [15].

При способе  $AB$  используют два одинаковых по своим характеристикам микрофона с кардиоидными диаграммами направленности, расположенные друг от друга на расстоянии  $0,5 \dots 6$  м симметрично относительно центра сцены (рис.10.9,а). Расстояние между микрофонами называют *базой микрофонов* (БМк). Микрофоны воспринимают звуки от отдельных источников с различными фазами и интенсивностями. Важен правильный выбор величины БМк. Слишком малая БМк ведет к уменьшению «стереофоничности» звука, приближению к монофоническому звучанию. Слишком большая БМк вызывает «разрыв» звучания, который называют «эффектом пинг-понга». При этом нарушается слитность звучания, оно кажется разорванным на две части - правую и левую. Звук из центра почти не слышно, как это бывает при игре в пинг-понг.

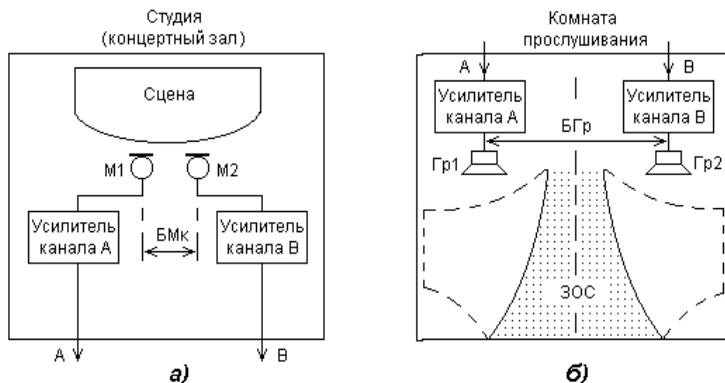


Рис. 10.9. Расположение микрофонов в студии при использовании системы  $AB$  (а); зоны стереоэффекта в комнате прослушивания (б)

При способе  $XY$  используют два расположенных в непосредственной близости микрофона с кардиоидными диаграммами направленности и повернутых так, чтобы максимумы кардиоид образовывали углы  $-45^\circ$  и  $45^\circ$  относительно направления на сцену. При этом микрофоны воспринимают звуковые волны от различных источников с различной интенсивностью. Фазовые различия между звуковыми волнами в этом случае отсутствуют.

При способе  $MS$  два микрофона располагаются также в непосредственной близости друг от друга. Один из микрофонов ( $M$ ) имеет кардиоидную диаграмму направленности, а второй ( $S$ ) - диаграмму направленности в виде восьмерки, максимумы которой образуют угол  $90^\circ$  с направлением на сцену. Микрофон  $M$  воспринимает все звуковые волны, а

микрофон  $S$  - с левой и с правой сторон.

Идентичные по своим характеристикам каналы ( $A$  - левый,  $B$  - правый) передают сигналы от микрофонов к громкоговорителям, размещенным в помещении для прослушивания на некотором расстоянии друг от друга (рис.10.9,б). Это расстояние зависит от размеров комнаты прослушивания и называется *базой громкоговорителей* (БГр). Стереофонический эффект наилучшим образом проявляется в зоне, называемой *зоной оптимального стереоэффекта* (ЗОС). При обычных акустических системах ЗОС имеет вид, показанный на рис.10.9,б сплошными линиями. Специальные системы с акустическими линзами позволяют существенно расширить эту зону (штриховые линии).

**10.4. Технические требования к стереофоническому радиовещанию.** Основные технические требования, предъявляемые к стереофоническому радиовещанию, следующие.

1. *Обеспечение прямой и обратной совместимости.* Прямая совместимость определяет возможность приема стереофонических передач на монофонический приемник. Обратная совместимость — возможность приема монофонических передач на стереофонический приемник.

2. *Использование при стереовещании примерно той же полосы частот радиотракта, как и при моновещании.*

3. *Обеспечение допустимого переходного затухания ( $\alpha_n$ ) между каналами  $A$  и  $B$ , которое зависит от полосы пропускания, неравномерности АЧХ и нелинейности ФЧХ радиотракта «передатчик - приемник», от разбаланса поднесущей частоты по фазе на передающей и приемной сторонах системы стереовещания.*

Переходное затухание между каналами является важным параметром качества стереофонического тракта. Если стереофонические сигналы проникают из одного канала в другой, то стереоэффект снижается. Снижение качества стереоэффекта становится заметным, если в полосе звуковых частот  $(0,3 \dots 5) \text{ кГц}$   $\alpha_n \leq (25 \dots 30) \text{ дБ}$ . Если  $\alpha_n = 0 \text{ дБ}$ , то звучание становится монофоническим. Подробнее о переходном затухании см. в подразделе 10.6.

4. *Обеспечение допустимой неидентичности фазовых характеристик стереоканалов по звуковым частотам  $\Delta \varphi = |\varphi_A - \varphi_B|$ .* Неидентичность  $\Delta \varphi$  особо проявляется в полосе  $(0,3 \dots 5) \text{ кГц}$  (см. рис.10.8) и вызывает неправильную локализацию источников звука. Необходимо, чтобы в

этой полосе частот  $\Delta \varphi \leq 45^\circ$ .

**5. Обеспечение допустимого разбаланса коэффициентов передачи стереоканалов по звуковым частотам.** Разбаланс коэффициентов передачи стереоканалов по звуковым частотам приводит к перемещению кажущегося источника звука: источник звука перемещается в сторону более "громкого" громкоговорителя. Разбаланс стереоканалов не должен превышать  $3 \text{ дБ}$ . При разбалансе более  $12 \text{ дБ}$  звук кажется исходящим из одного громкоговорителя и звучание становится монофоническим.

## 10.5. Система стереофонического радиовещания с полярной модуляцией поднесущей.

**10.5.1. Полярно-модулированное колебание. Комплексный стереосигнал. Структурная схема стереофонического ЧМ-передатчика.** В странах бывшего СССР для стереофонического радиовещания принята система с *полярной модуляцией* (ПМ) поднесущего (вспомогательного) колебания. Идея ПМ для передачи двух независимых сообщений была предложена в 1939 А.И. Косцовым. В 1958 г. Л.М. Кононович предложил применить ПМ для стереофонического радиовещания в диапазоне УКВ-ЧМ.

Частота поднесущей выбрана равной второй гармонике частоты строк телевидения ( $f_n = 2 F_{cmp} = 2 \cdot 15,625 \text{ кГц} = 31,25 \text{ кГц}$ ;  $\Delta f_n = \pm 2 \text{ Гц}$ ), что дает принципиальную возможность использования системы с ПМ для стереофонического звукового сопровождения телепередач.

Суть ПМ состоит в следующем. Положительные полупериоды колебания с поднесущей частотой модулируются звуковым сигналом  $A$  левого канала стереопары, отрицательные полупериоды - звуковым сигналом  $B$  правого канала. Если эти сигналы однотонные ( $A = U_A \sin \Omega_A t$ ,  $B = U_B \sin \Omega_B t$ ), то вид полярно-модулированного колебания (ПМК) изображен (рис.10.10,а), а математическая запись следующая:

$$u_{\text{ПМК}}(t) = (U_n / 2) [m_A \sin \Omega_A t + m_B \sin \Omega_B t + (2 + m_A \sin \Omega_A t - m_B \sin \Omega_B t) \cos \omega_n t], \quad (10.21)$$

где  $U_n$  – амплитуда поднесущего колебания;

$m_A = U_A / U_n$ ,  $m_B = U_B / U_n$  – коэффициенты амплитудной модуляции по каналам  $A$  и  $B$  ( $0 \leq m_A \leq 1$ ,  $0 \leq m_B \leq 1$ );

$\omega_n = 2\pi f_n$  – угловая частота поднесущего колебания.

Если модулирующие колебания имеют одинаковую частоту ( $\Omega_A = \Omega_B$ ) и противоположные фазы ( $m_B = -m_A$ ), то из (10.21) следует, что ПМК превращается в АМ-колебание (рис.10.10,б):

$$u_{\text{ПМК}}(t) = U_n(1 + m_A \sin \Omega_A t) \cos \omega_n t. \quad (10.22)$$

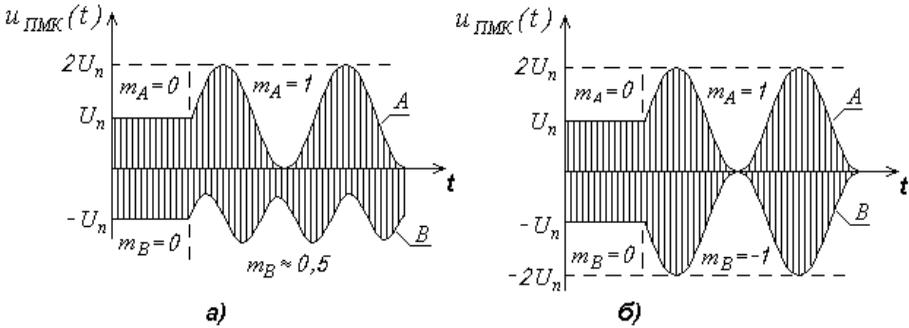


Рис. 10.10. Вид ПМК при  $\Omega_A \neq \Omega_B$ ,  $m_A = 1$ ,  $m_B = 0,5$  (а);

вид ПМК при  $\Omega_A = \Omega_B$ ,  $m_A = 1$ ,  $m_B = -m_A = -1$  (б)

Колебание (10.21) можно представить в виде

$$u_{\text{ПМК}}(t) = [u_A(t) + u_B(t)] + U_n \cos \omega_n t + [u_A(t) - u_B(t)] \cos \omega_n t, \quad (10.23)$$

где

$$[u_A(t) + u_B(t)] = u_M(t) = (U_n / 2)(m_A \sin \Omega_A t + m_B \sin \Omega_B t) - \quad (10.24)$$

тональная составляющая ПМК, характеризующая сумму сигналов стереопары;

$$u_n(t) = U_n \cos \omega_n t - \quad (10.25)$$

немодулированная поднесущая;

$$\begin{aligned} [u_A(t) - u_B(t)] \cos \omega_n t &= u_S(t) \cos \omega_n t = u_{S_n}(t) = \\ &= (U_n / 2)[m_A \sin \Omega_A t - m_B \sin \Omega_B t] \cos \omega_n t - \end{aligned} \quad (10.26)$$

разность сигналов стереопары, умноженная на функцию  $\cos \omega_n t$ .

Из (10.23) - (10.26) следует, что спектр ПМК содержит тональные составляющие (составляющие звуковых частот), которые характеризуют сумму сигналов стереопары ( $M$ ), и надтональные составляющие (составляющие сверхзвуковых частот), которые характеризуют немодулированную поднесущую и боковые (относительно поднесущей)

составляющие разности сигналов стереопары  $S_n$  (рис.10.11,а).

В дальнейшем будем использовать символическую запись составляющих суммарно-разностного сигнала:

$$u_M(t) \rightarrow M = (A + B); \quad u_S(t) \rightarrow S = (A - B); \quad u_{S_n}(t) \rightarrow S_n. \quad (10.27)$$

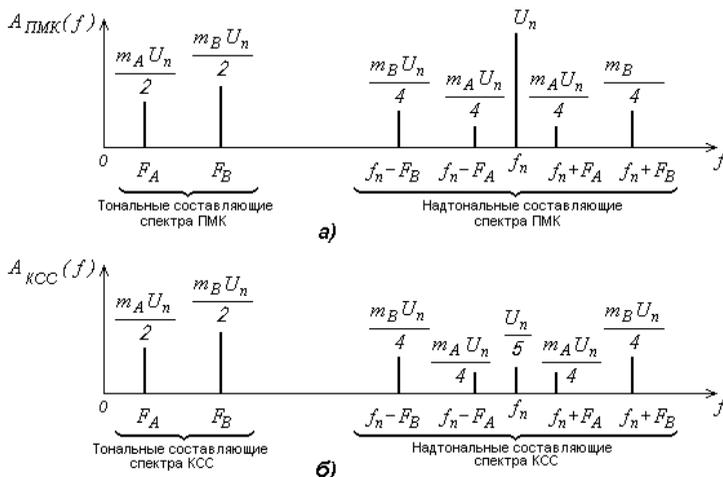


Рис. 10.11. Спектральные составляющие ПМК (а) и КСС (б) при однотоновой модуляции в каналах  $A$  и  $B$  с частотами  $F_A$  и  $F_B$   
(не изображен фазовый сдвиг  $180^\circ$  спектральных составляющих с частотами  $f_n \pm F_B$ )

Для получения сигналов  $M = (A + B)$  и  $S = (A - B)$  используют суммарно-разностные преобразователи. Схема простейшего суммарно-разностного преобразователя (СРП) с резистивным мостом приведена на рис.10.12. Заметим, что на основе такого СРП можно произвести и «обратное преобразование» - из сигналов  $(A + B)$  и  $(A - B)$  получить сигналы  $2A$  и  $2B$ .

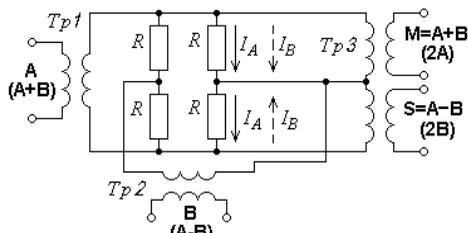


Рис. 10.12. Схема СРП на основе резистивного моста и трех трансформаторов звуковых частот

Недостатком спектра ПМК является большой уровень спектральной

составляющей с частотой  $f_n$ , характеризующей немодулированную поднесущую. Эта спектральная составляющая не содержит информации, однако на ее передачу будет использоваться значительная часть девиации частоты ЧМ-передатчика. В самом деле, если девиация частоты передатчика определяется напряжением, представленным в виде (10.21), то максимальная девиация будет соответствовать максимальному значению  $u_{ПМК \max}$ , которое возникает при условиях:

$$\cos \omega_n t = 1, \quad m_A = m_B = m; \quad \sin \Omega_A t = \sin \Omega_B t = 1. \quad (10.28)$$

При этом

$$u_{ПМК \max} = U_n(m+1).$$

Для максимальных величин коэффициентов модуляции (режим максимальной громкости)  $m_{A \max} = m_{B \max} = m_{\max} = 0,8$ , которые приняты в системе с полярной модуляцией:

$$u_{ПМК \max} = U_n(m_{\max} + 1) = 1,8 U_n. \quad (10.29)$$

В паузе (в режиме «молчания»), когда  $m = 0$ , девиация частоты передатчика будет определяться величиной напряжения

$$u_{ПМК о \max} = U_n. \quad (10.30)$$

Из (10.29) и (10.30) следует, что  $(u_{ПМК о \max} / u_{ПМК \max}) = (1 / 1,8) \approx 0,556$ .

Это означает, что даже в режиме максимальной громкости (при  $m_{\max} = 0,8$ ) больше половины девиации частоты передатчика будет использоваться на передачу поднесущей (55,6%), и лишь 44,4% - на передачу информационных сигналов  $M$  и  $S_n$ .

Поэтому в системе с полярной модуляцией в передатчике введено частичное подавление поднесущей на  $(14 \pm 0,2) \text{ дБ}$  (приблизительно в 5 раз). Для этого используется *цепь частичного подавления поднесущей* (ЦПП), изображенная на рис. 10.13,а. Добротность контура ЦПП обеспечивается равной  $Q = 100 \pm 5$ . Подавление поднесущей в 5 раз соответствует условию  $R_{кэ} = Q \sqrt{L/C} = 4(R1 + R2)$ , где  $R_{кэ}$  - эквивалентное сопротивление контура. Нормированная АЧХ и ФЧХ цепи передыскажений изображены на рис. 10.13,в.

В декодере приемника необходимо восстановить уровень колебания поднесущей. Для этого используется *цепь восстановления поднесущей* (ЦВП), также содержащая параллельный колебательный контур с  $Q = 100 \pm 5$

(рис.10.13,б). Условия для восстановления колебания поднесущей в 5 раз:  $R1 \gg R2$ ;  $R_{кэ} = Q\sqrt{L/C} = 4R2$ . Нормированная АЧХ и ФЧХ цепи компенсации предыскажений изображены на рис.10.13,а.

ПМК с частично подавленным поднесущим колебанием называют *комплексным стереофоническим сигналом* (КСС). КСС на основе (10.21) можно представить следующим образом:

$$u_{KCC}(t) = (U_n / 2) [m_A \sin \Omega_A t + m_B \sin \Omega_B t + (0,4 + m_A \sin \Omega_A t - m_B \sin \Omega_B t) \cos \omega_n t] \quad (10.31)$$

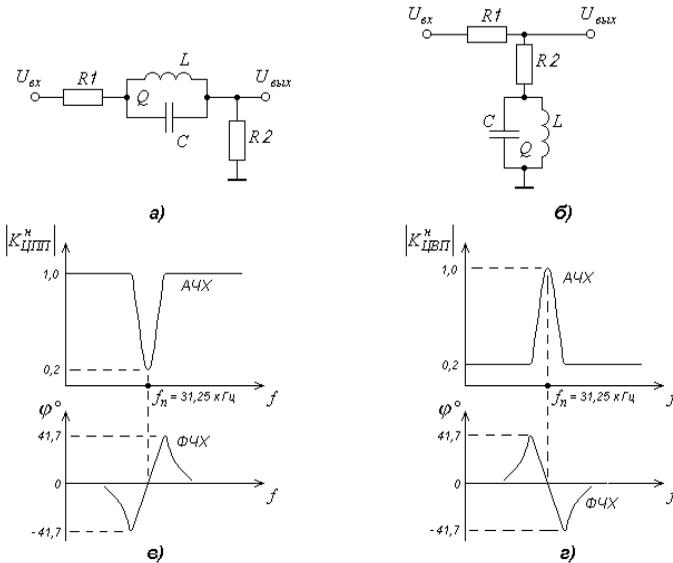


Рис. 10.13. ЦПП передатчика (а); ЦВП приемника (б); нормированная АЧХ и ФЧХ ЦПП передатчика (а); нормированная АЧХ и ФЧХ ЦВП приемника (б)

Вид спектра КСС при модуляции одним тоном с частотой  $F_A$  в канале  $A$  и модуляции одним тоном с частотой  $F_B$  в канале  $B$  приведен на рис.10.11,б.

Для КСС при условиях (10.28):

$$u_{KCC \max} = U_n(m_{\max} + 0,2) = U_n; \quad u_{KCC0 \max} = 0,2 U_n; \quad (10.32)$$

$$u_{KCC0 \max} / u_{KCC \max} = (0,2 / 1) \cdot 100\% = 20\%.$$

Из (10.32) следует, что при передаче КСС на поднесущую отводится

только 20 % от максимальной девиации несущей частоты ЧМ-передатчика, т.е.  $f_{\partial n} = 0,2 f_{\partial} = 0,2 \cdot 50 \text{ кГц} = 10 \text{ кГц}$ . Остальная часть девиации частоты (40 кГц) используется на передачу сигналов  $M$  и  $S_n$ .

На рис.10.14 изображены спектральные составляющие КСС при модуляции одним тоном в каналах  $A$  и  $B$  ( $F_A = F_B = F_{AB}$ ) и части девиации частоты несущего колебания ЧМ-передатчика (выраженные в процентах), приходящиеся на эти спектральные составляющие, для разных случаев: пауза в обоих стереоканалах ( $m_A = 0, m_B = 0$ , рис.10.14,а); максимальные сигналы в обоих каналах в фазе ( $m_A = m_B = 0,8$ , рис.10.14,б); максимальные сигналы в обоих каналах в противофазе ( $m_A = -m_B = 0,8$ , рис.10.13,в); максимальный сигнал в одном из каналов ( $m_A = 0,8, m_B = 0$  или  $m_A = 0, m_B = 0,8$ , рис.10.14,г).

Для реальных звуковых сигналов  $A$  и  $B$ , имеющих сложную форму и занимающих полосу частот от  $F_n = 0,03 \text{ кГц}$  до  $F_g = 15 \text{ кГц}$ , спектр КСС имеет вид, представленный на рис.10.15 (сплошные линии). Если в каналах звуковой частоты передатчика используются ЦП с постоянной времени  $\tau = 50 \text{ мкс}$  (см. рис.10.3,а), а колебание поднесущей частоты частично подавляется ЦПП, содержащей контур с полосой  $\Pi_{0,7} = f_n / Q = 31,25 \text{ кГц} / 100 \approx 300 \text{ Гц}$  (см. рис.10.13,а), то спектр КСС несколько изменяется: *верхние частоты спектра сигналов  $M$  и  $S_n$  оказываются приподнятыми, а нижние частоты спектра сигнала  $S_n$  оказываются подавленными* (штрих-пунктирные линии).

Полоса частот стереофонического ЧМ-сигнала при  $f_{\partial \text{max}} = 50 \text{ кГц}$  и  $F_g' = 46,25 \text{ кГц}$  (индекс модуляции  $M_{\text{ПМ}} = f_{\partial \text{max}} / F_g' = 50 / 46,25 = 1,08$ ) на основе (8.52):

$$\Delta f_{\text{ЧМ стерео}} \approx 2 F_g (M_{\text{ПМ}} + 1) \approx 195 \text{ кГц}. \quad (10.33)$$

Сопоставление (10.1) и (10.35) показывает, что

$$(\Delta f_{\text{ЧМ стерео}} / \Delta f_{\text{ЧМ моно}}) = 195 \text{ кГц} / 130 \text{ кГц} \approx 1,5,$$

т.е. ширина спектра стереофонического радиосигнала в 1,5 раза больше, чем монофонического радиосигнала.

*КСС позволяет получить как прямую, так и обратную совместимость стереофонического радиовещания:* при моноприеме

используется только тональная составляющая КСС, при стереоприеме используются как тональная составляющая, так и надтональные составляющие КСС.

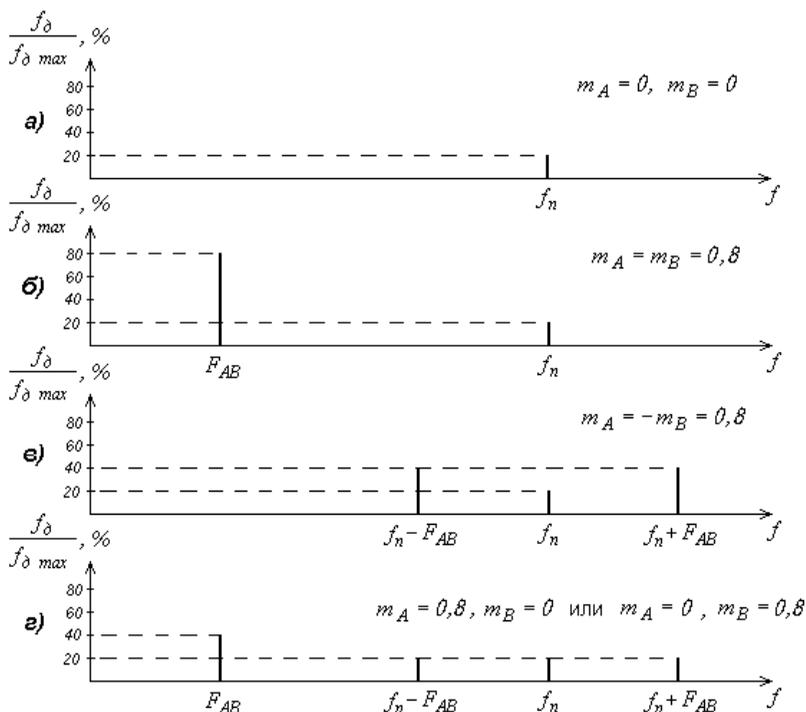


Рис. 10.14. Спектр КСС при различных вариантах однотональных сигналов  $A$  и  $B$

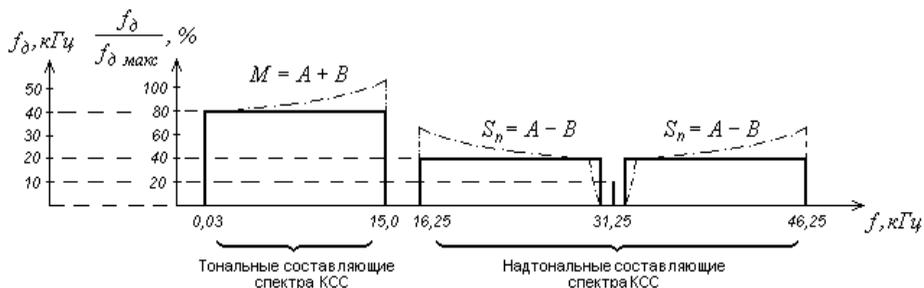


Рис. 10.15. Спектр КСС в системе с полярной модуляцией при сложных сигналах  $A$  и  $B$  (сплошные линии); с учетом ЦЧП и ЦПП (штрих-пунктирные линии)

Перевод ЧМ-передатчика из режима моно вещания в режим стереовещания сопровождается уменьшением громкости приема монофонических приемников, поскольку для сигнала  $M$  при стереофонической

передаче отводится только 80 % максимальной девиации частоты (см. рис.10.15). Величина уменьшения громкости (УГ) приема

$$УГ_{ПМ} = 100 / 80 = 1,25, \quad (10.34)$$

что считается практически незаметным.

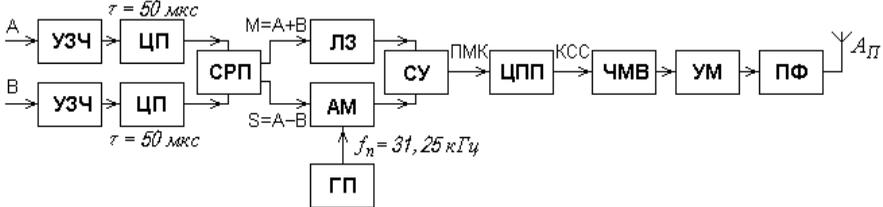


Рис. 10.16. Структурная схема стереофонического ЧМ-передатчика системы с полярной модуляцией

На рис. 10.16 изображена структурная схема стереофонического ЧМ-передатчика, содержащая, в отличие от монофонического ЧМ-передатчика (см. рис. 10.3,а), два канала звуковой частоты с ЦЧП, суммарно-разностный преобразователь (СРП) звуковых сигналов, амплитудный модулятор (АМ), генератор поднесущей (ГП), линию задержки (ЛЗ) сигнала  $M$ , необходимую для компенсации задержки сигнала  $S$  в АМ, суммирующее устройство (СУ), цепь подавления поднесущей (ЦПП).

### 10.5.2. Стереодекодер на основе полярного детектора.

Структурная схема приемника с таким декодером приведена на рис.10.17. Приемник может работать как в стерео-, так и в монофоническом режиме.

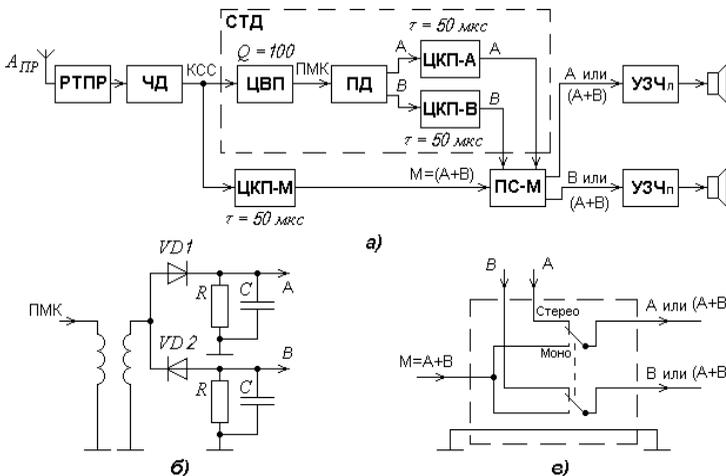


Рис. 10.17. Структурная схема приемника стереосигналов с полярным детектором (а);

схема полярного детектора (б); схема переключателя «Сtereo-Моно» (в)

Если ЧМ-передатчик излучает стереосигнал, то на выходе ЧД приемника имеется КСС. Комплексный стереосигнал с выхода ЧД поступает на стереодекодер (СТД), который содержит: цепь восстановления поднесущей (схему ЦВП см. на рис. 10.13,б); полярный детектор (ПД, рис. 10.17,б); цепи компенсации частотных предискажений сигналов  $A$  и  $B$  (схему ЦКП см. на рис. 10.4,б). ЦВП восстанавливает колебание поднесущей частоты и нижние частоты модуляции сигнала  $S_n$  (см. рис. 10.15). Восстановленное ПМК подается на ПД. ПД разделяет огибающие верхнего и нижнего полупериодов поднесущей частоты, т.е. выделяет сигнал  $A$  левого канала и сигнал  $B$  правого канала (см. рис. 10.10,а). После детектирования сигналы  $A$  и  $B$  проходят через цепи компенсации частотных предискажений, переключатель «Сtereo-Моно» (ПС-М) и поступают на входы усилителей звуковой частоты УЗЧл и УЗЧп. (Заметим, что элементы нагрузок ПД ( $R, C$ ) нельзя использовать в качестве цепей компенсации частотных предискажений звуковых сигналов. Постоянная времени  $\tau_n = RC$  для исключения инерционности ПД для верхней частоты модуляции ( $F_{max} = 15 \text{ кГц}$ ) должна быть не более  $8 \text{ мкс}$ , что значительно меньше, чем  $50 \text{ мкс}$ ).

Если переключатель ПС-М переведен в режим «Моно», то на входы УЗЧл и УЗЧп поступает сигнал  $M = (A + B)$ . При этом ЦКП не пропускает на входы УЗЧ надтональную составляющую КСС.

Переключатель ПМ-С может быть электронным, срабатывающим по признаку наличия сигнала с поднесущей частотой в КСС. По этому же признаку может быть построена схема индикации режимов «Сtereo» и «Моно».

*Достоинство стереодекодера с ПД* — простота схемы и простота настройки. *Недостатки* - малое переходное затухание между каналами и повышенная нелинейность при детектировании, и особенно - при детектировании сигналов верхних звуковых частот [15].

Малое переходное затухание между каналами объясняется тем, что при полярном детектировании угол, соответствующий моментам пересечения оси абсцисс колебанием с поднесущей частотой ( $2\theta'$ ), не остается постоянным и равным  $180^\circ$  за полпериода колебания, а зависит от интенсивностей сигналов  $A$  и  $B$  (рис. 10.18). Это можно показать, записав выражение (10.23) в следующем виде:

$$u_{\text{ПМК}}(t) = (u_A + u_B) + (U_n + u_A - u_B) \cos \omega_n t = (U_n + u_A - u_B)(K + \cos \omega_n t), \quad (10.35)$$

где  $K = (u_A + u_B) / (U_n + u_A - u_B)$ .

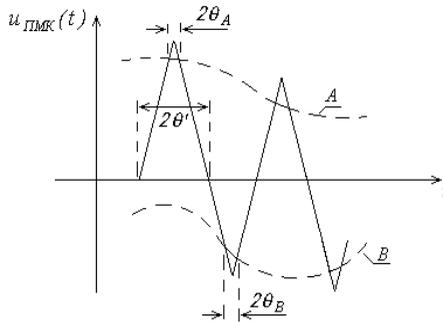


Рис. 10.18. Взаимозависимость углов отсечки колебания с поднесущей частотой при детектировании ПМК полярным детектором

Из (10.35) можно найти угол  $\theta'$ , соответствующий моментам пересечения оси абсцисс колебанием с поднесущей частотой

$$\theta' = -\arccos K. \quad (10.36)$$

Из (10.36) следует, что  $\theta'$  зависит как от  $u_A$ , так и от  $u_B$ . Следовательно, при детектировании сигнала  $A$  угол отсечки  $\theta_A$  диода  $VD1$  зависит от величины сигнала  $B$ , а угол отсечки  $\theta_B$  диода  $VD2$  зависит от величины сигнала  $A$ . Из-за этого переходное затухание стереодекодера с ПД невелико - около  $(15 \dots 20) \text{ дБ}$ .

Непостоянство углов отсечки диодов  $VD1$  и  $VD2$  приводит к нелинейным искажениям сигналов  $A$  и  $B$  при детектировании. Коэффициент нелинейных искажений ПД в области нижних и средних частот  $(2 \dots 3)\%$ . При детектировании ПД сигналов верхних звуковых частот коэффициент нелинейных искажений еще выше -  $(6 \dots 8)\%$ . Это объясняется тем, что частота поднесущей ПМК всего лишь в  $f_n / F_g = 31,25 \text{ кГц} / 15 \text{ кГц} = 2,08$  раза больше, чем верхняя звуковая частота (на период огибающей высшей звуковой частоты приходится всего лишь два с небольшим периода колебания поднесущей).

Из-за низкого переходного затухания и значительных нелинейных искажений стереодекодер с ПД в высококачественных приемниках не применяется.

**10.5.3. Суммарно-разностный стереодекодер.** Структурная схема приемника с таким декодером приведена на рис. 10.19,а, упрощенная принципиальная схема стереодекодера — на рис. 10.19,б.

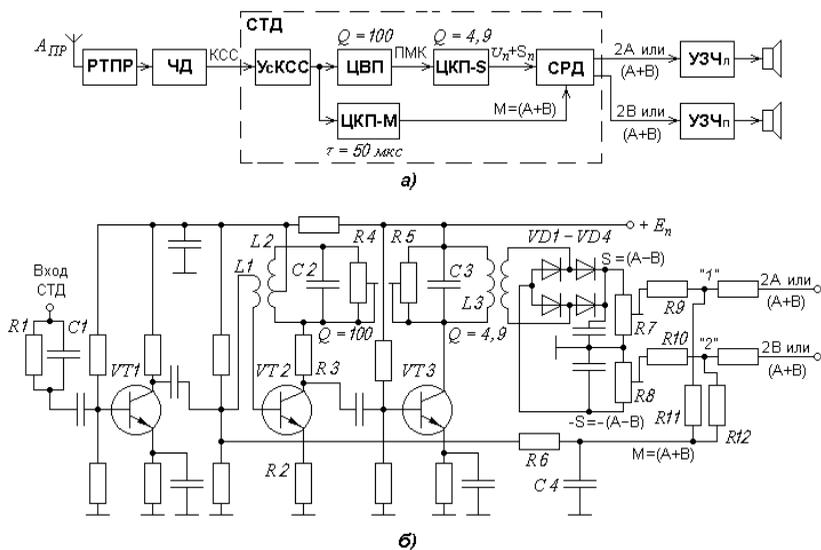


Рис. 10.19. Структурная схема приемника с суммарно-разностным стереодекодером (а); упрощенная принципиальная схема СТД (б)

Стереодекодер содержит: усилитель комплексного стереосигнала (УсКСС - каскад на транзисторе  $VT1$ ), на входе которого включена цепь  $R1 C1$  для компенсации ослабления верхних частот спектра КСС в радиотракте приемника с постоянной времени  $(4...6) \mu\text{с}$ ; цепь восстановления поднесущего колебания (каскад на транзисторе  $VT2$ , нагрузкой которого являются резистор  $R3$  и контур  $C2 L2$ ); цепь компенсации частотных предискажений сигнала  $S_n$  (каскад на транзисторе  $VT3$ , нагрузкой которого является контур  $C3 L3$ ); цепь компенсации частотных предискажений сигнала  $M$  ( $R6 C4$ ); суммарно-разностный амплитудный детектор (СРД) на основе «диодного моста» (диоды  $VD1 - VD4$  и резисторы  $R7, R8$ ).

Контуры  $C2 L2$  и  $C3 L3$  настроены на частоту  $f_n = 31,25 \text{ кГц}$ . Их добротности могут регулироваться изменением положения движка переменных резисторов  $R4, R5$ .

Для обеспечения высокой добротности контура  $C2 L2$  каскад на

транзисторе  $VT2$  охвачен положительной обратной связью (катушки  $L1$  и  $L2$ ). Положительная обратная связь приводит к умножению добротности контура: при собственной добротности  $Q = (30 \dots 40)$  оказывается возможным получить эквивалентную добротность  $Q \approx 100$ . Для избежания нестабильности в работе и склонности к самовозбуждению каскад охвачен и отрицательной обратной связью (резистор  $R2$ ).

Низкодобротный контур  $C3 L3$  подавляет тональную составляющую спектра ПМК и производит компенсацию предыскажений в надтональной составляющей ПМК. Условие компенсации предыскажений с учетом (10.6):

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi F_g \tau)^2}}, \quad (10.37)$$

где  $\xi = 2 Q' \Delta f / f_n$  – обобщенная расстройка для контура  $C3 L3$ ;  
 $\tau = 50 \text{ мкс}$ .

При  $\Delta f = F_g$  из (10.40) следует, что необходимая добротность контура

$$Q' = \pi \tau f_n = 3,14 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 31,25 \cdot 10^3 \approx 4,9. \quad (10.38)$$

При стереосигнале передатчика двухполупериодный детектор на диодах  $VD1 - VD4$  обеспечивает выделение сигналов  $S = (A - B)$  и  $-S = -(A - B)$ , которые через резисторы  $R9, R10$  поступают в точки «1» и «2» схемы. В эти же точки через резисторы  $R11, R12$  поступает сигнал  $M = (A + B)$ , прошедший через ЦКП  $R6 C4$  с коллектора  $VT1$ . В точках «1» и «2» происходит «матричное суммирование» (матрицирование) сигналов и выделяются сигналы левого и правого каналов стереопары:

$$\text{в точке «1»} - M + S = (A + B) + (A - B) = 2A; \quad (10.39)$$

$$\text{в точке «2»} - M - S = (A + B) - (A - B) = 2B. \quad (10.40)$$

При моносигнале передатчика на выходе ЧД имеется лишь сигнал  $M = (A + B)$ , который поступает в точки «1» и «2» с коллектора  $VT1$  через ЦКП  $R6 C4$  и резисторы  $R11, R12$ .

За счет двухполупериодного детектирования надтональной части ПМК, при котором на период огибающей высшей звуковой частоты приходится более четырех периодов колебания поднесущей, нелинейные искажения суммарно-разностного стереодекодера не превышают  $(1 \dots 2) \%$  [15].

Переходное затухание суммарно-разностного стереодекодера зависит

от степени балансировки схемы (балансировка регулируется положением движков потенциометров  $R7, R8$ ) и достигает величин порядка  $(32...36) \text{ дБ}$  [15].

Суммарно-разностный стереодекодер называют еще *стереодекодером с разделением спектра ПМК*.

**10.5.4. Ключевой стереодекодер.** Структурная схема приемника со стереодекодером, в котором использован принцип временного разделения стереоканалов, приведена на рис. 10.20. СТД содержит цепь восстановления поднесущей (ЦВП), фильтр поднесущей частоты (ФП), формирователь коммутирующих импульсов (ФКИ), электронные ключи (ЭК-1 и ЭК-2), расширители импульсов (РИ), ФНЧ и ЦКП левого и правого каналов.

При стереосигнале передатчика с выхода частотного детектора КСС подается на ФП и электронные ключи ЭК-1 и ЭК-2. ФП пропускает только колебание с поднесущей частотой, которое синхронизирует работу ФКИ. На выходах ФКИ формируются управляющие импульсы разной полярности, причем положительные импульсы соответствуют тем моментам времени, когда мгновенное значение ПМК соответствует максимуму положительной полуволны поднесущего колебания, а отрицательные - когда мгновенное значение ПМК соответствует максимуму отрицательной полуволны поднесущего колебания. Чтобы амплитуда выходных напряжений ключей ЭК-1 и ЭК-2 за время действия управляющих импульсов не изменялась, их длительность должна быть много меньше периода поднесущей частоты ( $\tau_{yu} \ll T_n = 1 / f_n = 1 / 31,25 \text{ кГц} = 32 \text{ мкс}$ ). Чем короче их длительность, тем больше переходное затухание между стереоканалами и тем точнее воспроизводится форма сигналов  $A$  и  $B$ . Оказывается, что для получения в полосе частот  $(0,3...5) \text{ кГц}$  переходного затухания стереодекодера  $\alpha_{n \text{ СД}} > 30 \text{ дБ}$  и коэффициента нелинейных искажений  $k_{2 \text{ СД}} < 1\%$  длительность управляющих импульсов должна быть не более  $5 \text{ мкс}$  [32].

На выходе ЭК-1 импульсный сигнал будет иметь огибающую сигнала  $A$ , на выходе ЭК-2 - огибающую сигнала  $B$ . Для увеличения выходных напряжений ФНЧ каждый короткий импульс с выходов ЭК-1 и ЭК-2 расширяется в РИ до прихода следующего импульса (рис. 10.21). ФНЧ сглаживают ступенчатую форму стереосигналов. Далее сигналы канала  $A$  и канала  $B$  проходят через ЦКП на переключатель ПС-М и поступают на входы УЗЧл и УЗЧп.

При моносигнале передатчика с выхода ЧД сигнал  $M$  поступает через ЦКП-М на ПМ-С, и далее - на входы УЗЧл и УЗЧп.

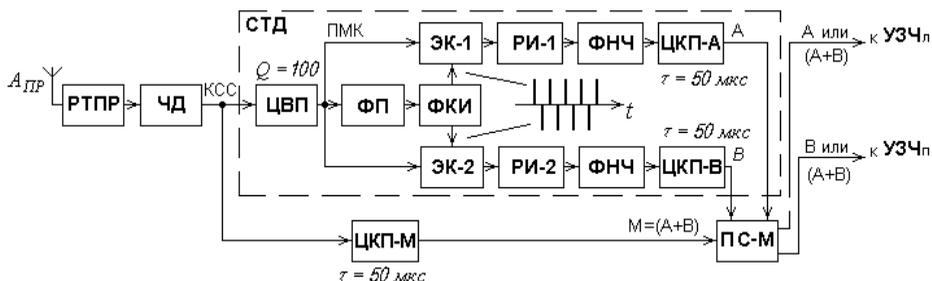


Рис. 10.20. Структурная схема приемника со стереодекодером с временным разделением каналов

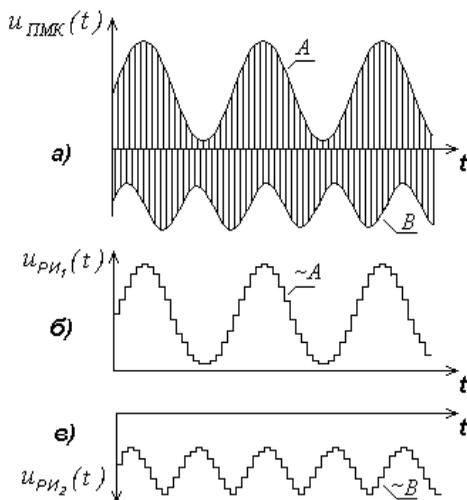


Рис. 10.21. Преобразование ПМК в два ступенчатых напряжения

## 10.6. Переходное затухание между звуковыми каналами. Искажение стереозффекта

*Переходное затухание* между каналами  $A$  и  $B$  стереопары, характеризующее степень изолированности каналов друг от друга [15,33]:

$$\alpha_n [\text{дБ}] = 20 \lg(U_{A \text{ вьх}} / U_{B \text{ вьх}}) \text{ при } U_{A \text{ вх}} \neq 0, \quad U_{B \text{ вх}} = 0, \quad (10.41)$$

где  $U_{A \text{ вьх}}, U_{B \text{ вьх}}$  – напряжения сигналов  $A$  и  $B$  на выходах стереодекодера;

$U_{A \text{ вх}}, U_{B \text{ вх}}$  – напряжения сигналов на входах  $A$  и  $B$  стереофонического модулятора передатчика.

*Для идеальной изолированности каналов  $A$  и  $B$  необходимо, чтобы:*

- 1) *полоса пропускания радиотракта «передатчик-приемник» была бесконечно широкой,*
- 2) *неравномерность АЧХ тракта «передатчик-приемник» была равна нулю,*
- 3) *ФЧХ тракта «передатчик-приемник» была линейной,*
- 4) *разбаланс поднесущей частоты по фазе  $\Delta\varphi_{\text{пн}}$  на передающей и приемной сторонах системы радиовещания отсутствовал.*

Если эти условия не созданы, то сигнал  $A$  попадает в канал  $B$  и, наоборот, сигнал  $B$  попадает в канал  $A$ . При этом происходит *искажение стереозффекта*.

Для иллюстрации, например, *влияния неравномерности АЧХ на переходное затухание предположим*, что для сигнала  $M = (A + B)$  коэффициент передачи тракта  $k_M = 1$ , а для сигнала  $S = (A - B)$  коэффициент передачи тракта  $k_S \neq k_M = 1$  и  $S' = k_S S$ . Тогда на выходах левого и правого каналов стереодекодера соответственно будут сигналы:

$$M + S' = k_M(A + B) + k_S(A - B) = A(1 + k_S) + B(1 - k_S); \quad (10.42)$$

$$M - S' = k_M(A + B) - k_S(A - B) = A(1 - k_S) + B(1 + k_S). \quad (10.43)$$

Из (10.42) и (10.43) следует, что при наличии неравномерности АЧХ стереотракта разделение стереосигналов в декодере будет неполным, переходное затухание между каналами снижается и стереофонический эффект искажается. Если  $\alpha_n = 0 \text{ дБ}$ , то стереофонический эффект пропадает полностью и звучание становится монофоническим.

*Неравномерность АЧХ и нелинейность ФЧХ радиотракта* обычно имеют место для области верхних частот ПМК. Если принять, что отношение

$k_M / k_S = b \geq 1$ , а отклонение фазочастотной характеристики от линейной для надтональных составляющих имеет значение  $\Delta\varphi$  (что приводит к изменению времени задержки спектральных составляющих надтональных частот), то переходное затухание [15]

$$\alpha_n[\text{дБ}] \approx 20 \lg \sqrt{\frac{1+b^2+2b\cos\Delta\varphi}{1+b^2-2b\cos\Delta\varphi}}. \quad (10.44)$$

Уравнение (10.44) может быть представлено в виде диаграммы, изображенной на рис.10.22,а. Из диаграммы следует, что для получения переходного затухания  $30 \text{ дБ}$  при неравномерности АЧХ для тональной и надтональной составляющих ПМК  $5\%$  ( $b=1,05 \approx 0,42 \text{ дБ}$ ) необходимо, чтобы фазочастотная характеристика тракта имела отклонение от линейной не более  $\sim 2,2^\circ$ .

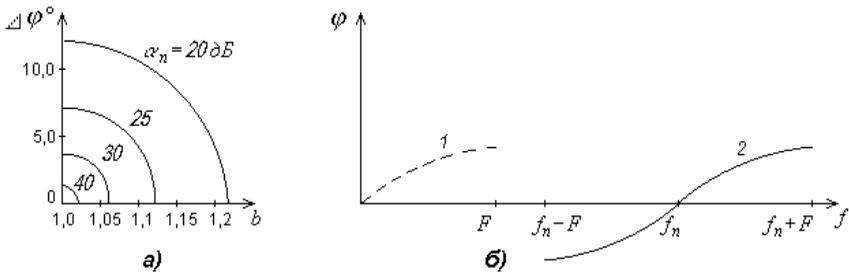


Рис. 10.22. Диаграмма переходных затуханий (а); антисимметричные фазочастотные характеристики стереодекодера для тональной и надтональной составляющих ПМК (б)

Из (10.44) следует, что если имеют место только амплитудно-частотные искажения ( $\Delta\varphi = 0$ ), то

$$\alpha_n[\text{дБ}] \approx 20 \lg \left| \frac{1+b}{1-b} \right|, \quad (10.45)$$

если только фазочастотные искажения ( $b = 1$ ), то

$$\alpha_n[\text{дБ}] \approx 20 \lg \left| \operatorname{ctg} \frac{\Delta\varphi}{2} \right|. \quad (10.46)$$

В суммарно-разностном стереодекодере приемника, где разделяются тональные и надтональные составляющие ПМК (см. подраздел 10.5.3), фазочастотные характеристики для них должны иметь вид, показанный на рис.10.22,б. Переходное затухание будет тем меньше, чем больше отличие

ФЧХ для тональных составляющих (кривая 1) от антисимметричной ФЧХ для надтональных составляющих (кривая 2). ФЧХ для тональных составляющих в стереодекодере определяется ЦКП  $R5, C3$ , для надтональных составляющих - контуром  $C2, L3$  (см. рис.10.17,б).

*Переходное затухание и ширина полосы частот радиотракта ( $\Pi_{PT}$ )* связаны следующим образом [33]:

$$\alpha_n[\text{дБ}] \approx 20 \lg(\Pi_{PT} / f_n)^2. \quad (10.47)$$

Из (10.47) следует, что для обеспечения переходного затухания не менее  $30 \text{ дБ}$  в системе с ПМ (где  $f_n = 31,25 \text{ кГц}$ ) необходимо иметь  $\Pi_{PT} \geq 175 \text{ кГц}$ , а для системы с пилот-тоном (ПТ, где  $f_n = 38 \text{ кГц}$ , см. подраздел 10.7) -  $\Pi_{PT} \geq 215 \text{ кГц}$ .

*Переходное затухание и разбаланс поднесущей частоты по фазе* (или точность восстановления фазы поднесущей частоты) при стереоприеме связаны соотношением [33]:

$$\alpha_n \approx 20 \lg \left| \text{ctg} \frac{\Delta\varphi_{nn}}{2} \right|. \quad (10.48)$$

В системе с ПМ при  $\Delta\varphi_{nn} \leq 20^\circ$   $\alpha_n \geq 30 \text{ дБ}$ . При  $\Delta\varphi_{nn} = 90^\circ$   $\alpha_n = 0 \text{ дБ}$  (т.е. передача становится монофонической). Если разбаланс более  $90^\circ$ , то левый и правый каналы стереопары меняются местами. Еще более жесткие требования предъявляются к точности фазы пилот-тона в американской системе с ПТ. Сдвиг по фазе пилот-тона на  $10^\circ$  приводит к изменению фазы восстановленной поднесущей уже на  $20^\circ$ .

## 10.7. Шумы при монофоническом и стереофоническом приеме

Уровень шумов на выходе приемника определяет минимально допустимую величину сигнала на входе радиоприемника. При переходе от монофонического приема к стереофоническому из-за расширения диапазона модулирующих и, следовательно, диапазона детектируемых частот уровень шумов на выходе частотного детектора (ЧД) приемника существенно выше, что ведет к уменьшению зоны обслуживания радиостанций. Наиболее слабой защищенностью от шумов обладает надтональная часть КСС, что иллюстрируется зависимостью, изображенной на рис.10.23,а. Эта зависимость

показывает изменение мощности шумов на выходе ЧД  $P_{ш\text{ вых дет}}$  от расстройки элементарных шумовых составляющих  $f_{ui}$  относительно немодулированной несущей  $f_0$  ( $\Delta F_{ui} = f_{ui} - f_0$ ). Области частот, соответствующие тональной и надтональной частям спектра КСС, заштрихованы.

Особенность шумов при стереоприеме заключается не только в их увеличении по сравнению с моноприемом. Существенно изменяется и спектральный состав шумов на выходе приемника: низкочастотные шумы интенсивнее, чем среднечастотные и высокочастотные. На рис.10.29,б изображены примерные зависимости мощности шумов  $P_{ш}(F)$  от частоты на выходе приемника при моноприеме и при стереоприеме, нормированные на верхней частоте модуляции  $F_e = 15 \text{ кГц}$  [15]. Из приведенных зависимостей видно, что при моноприеме шумы максимальны на верхних звуковых частотах и быстро убывают в сторону нижних частот. Высокочастотные шумы моноприема могут быть достаточно эффективно уменьшены путем ограничения полосы воспроизводимых частот при помощи регулятора тембра. Шумы стереоприема максимальны на нижних частотах и убывают в сторону верхних частот. Ограничение полосы воспроизводимых частот регулятором тембра при стереоприеме гораздо меньше влияет на общий уровень шумов.

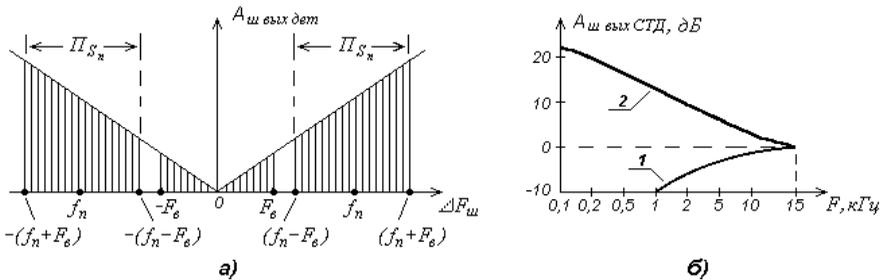


Рис. 10.23. Спектр шумов на выходе ЧД приемника при детектировании КСС (а); зависимости интенсивности шумов на выходе стереодекодера приемника при моноприеме (кривая 1) и при стереоприеме (кривая 2) для системы с полярной модуляцией и амплитудном детектировании сигнала  $S_n$  в стереодекодере (б)

Большую интенсивность низкочастотных шумов при стереоприеме (в сравнении с моноприемом) в случае использования в стереодекодере амплитудного детектора (АД) надтонального сигнала  $S_n$  поясним следующим образом [31]. Спектр шума на входе амплитудного детектора стереодекодера в надтональной части КСС (в полосе  $\Pi_{S_n}$ ) имеет линейно возрастающий

характер (см. рис.10.23,а). Однако для упрощения рассуждений его можно представить суммой синусоидальных составляющих с частотами  $f_{ш i}$ , каждая из которых имеет постоянную амплитуду и случайную фазу. Поднесущую представим одной спектральной составляющей с частотой  $f_n$  (рис.10.24,а). Тогда спектр шумовой мощности на выходе АД можно рассматривать как сумму спектров:  $A_{ш \text{ вых дет}} = A_{ш1} + A_{ш2}$ , где  $A_{ш1}$  – спектр шумовой мощности, образующейся как результат детектирования биений между отдельными элементарными составляющими входного шума (биения типа «шум-шум»);  $A_{ш2}$  – спектр шумовой мощности, образующейся как результат детектирования биений между поднесущей и отдельными элементарными составляющими входного шума (биения типа «сигнал-шум»).

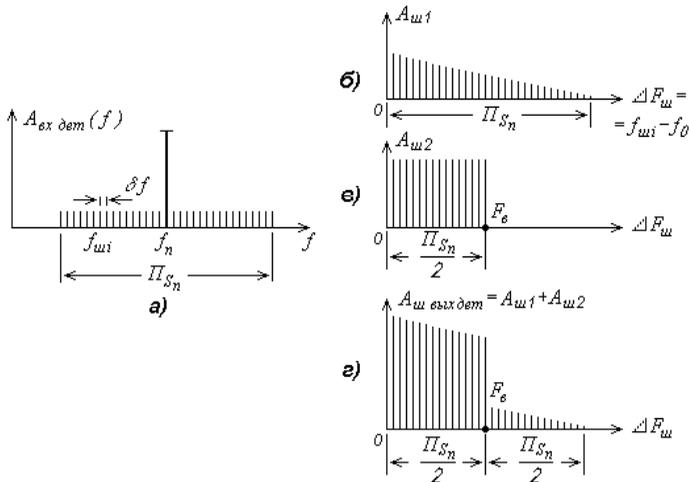


Рис. 10.24. Спектр шумов и поднесущей на входе АД (а); спектр шумов на выходе АД типа «шум-шум» (б), типа «сигнал-шум» (в) и их суммы (г)

В группе биений типа «шум-шум» больше всего будет составляющих с частотой  $\delta f$ , и всего одна составляющая с частотой  $\Pi S_n$ . Поэтому  $A_{ш1}$  линейно уменьшается при увеличении  $\Delta F_{ш}$  (рис. 10.24,б). Детектирование группы биений типа «сигнал-шум» характеризуется постоянной интенсивностью:  $A_{ш2} = const$  в полосе  $\Pi S_n / 2$  (рис. 10.24,в). Результирующий спектр шумов на выходе АД в полосе  $\Pi S_n / 2 = F_0$  имеет большую

интенсивность на низких и средних частотах, чем на высоких (рис. 10.24,а).

Качество стереоприема считается очень хорошим при отношении  $C/\Pi$  на выходе приемника  $\gamma_{\text{вых}} \geq (40 \dots 46) \text{ дБ}$ . При  $\gamma_{\text{вых}} = (30 \dots 36) \text{ дБ}$  стереофоническое воспроизведение для слушателей предпочтительнее, чем монофоническое. При  $\gamma_{\text{вых}} \leq 26 \text{ дБ}$  мешающее действие шума становится недопустимым. Практические измерения показывают, что при напряжении сигнала на входе приемника  $U_{c \text{ вх}} \approx 100 \text{ мкВ}$  перевод приемника из монофонического режима в стереофонический ухудшает отношение  $C/\Pi$  приблизительно на  $15 \text{ дБ}$  как для системы с полярной модуляцией, так и для системы с пилот-тоном. Это приводит к уменьшению дальности обслуживания радиовещательных станций приблизительно в два раза (см. рис.5.3).

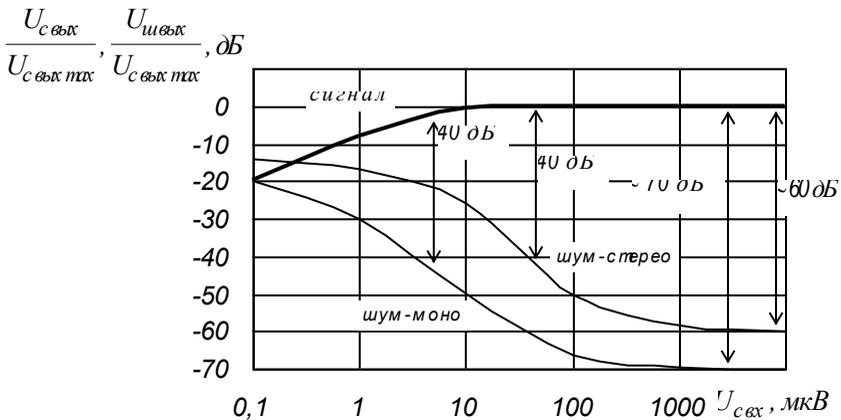


Рис. 10.25. Приблизительные относительные уровни сигнала и шума на выходе приемника при моноприеме и стереоприеме

На рис.10.25 приведены приблизительные зависимости, характеризующие относительные изменения на выходе приемника сигнала и шума от величины сигнала на входе приемника. Если  $U_{c \text{ вх}} \approx 0,1 \text{ мкВ}$ , прием невозможен, поскольку  $\gamma_{\text{вых}} = U_{c \text{ вых}} / U_{ш \text{ вых}} \leq 1$ . При увеличении сигнала на входе приемника выходной сигнал увеличивается. Если  $U_{c \text{ вх}} > (2 \dots 4) \text{ мкВ}$ , выходной сигнал практически не меняется за счет двустороннего ограничения. При возрастании  $U_{c \text{ вх}}$  относительный уровень шума уменьшается. Отношение  $C/\Pi$ , равное  $40 \text{ дБ}$ , имеет место в случае моноприема при  $U_{c \text{ вх}} \approx 5 \text{ мкВ}$ , в

случае стереоприема - при  $U_{c\text{ ex}} \approx 50 \text{ мкВ}$ . Предельные отношения  $C/\text{Ш}$  при моноприеме и стереоприеме около  $70 \text{ дБ}$  и  $60 \text{ дБ}$  соответственно.

## 10.8. Система стереофонического радиовещания с пилот-тоном

**10.8.1. Комплексный стереосигнал. Структурная схема стереофонического ЧМ-передатчика.** Западная система стереофонического вещания с пилот-тоном (ПТ) возникла на базе разработок американских фирм «Zenith Radio» и «General Electric». В этой системе также используется *непосредственная модуляция несущей частоты передатчика суммарным сигналом  $M = (A + B)$*  (что обеспечивает прямую и обратную совместимость) и *амплитудная балансная модуляция (см. подраздел 8.2) поднесущей разностным сигналом  $S = (A - B)$* . Сама поднесущая, имеющая частоту  $f_n = 38 \text{ кГц} \pm 2 \text{ Гц}$ , *подавляется в балансном амплитудном модуляторе (БМ) не менее чем на  $40 \text{ дБ}$* . Так как в приемнике необходимо иметь синфазное восстановление колебания с поднесущей частотой, то наряду с тональной и надтональной составляющими в этой системе передается *вспомогательный сигнал, называемый пилот-тоном, с частотой  $f_{nm} = f_n / 2 = 19 \text{ кГц}$* . Максимальные величины коэффициентов модуляции каналов  $A$  и  $B$   $m_{A\text{ max}} = m_{B\text{ max}} = m_{\text{max}} = 0,9$ . Максимальная девиация частоты передатчика  $f_{d\text{ max}} = 75 \text{ кГц}$ . На передачу пилот-тона отводится  $10\%$  от максимальной девиации частоты передатчика. Постоянные времени ЦП в звуковых каналах передатчика и ЦКП в приемнике  $75 \text{ мкс}$ . Полоса звуковых частот  $(0,04 \dots 15) \text{ кГц}$ .

Спектр КСС, формируемого в системе с пилот-тоном, изображен на рис.10.26.

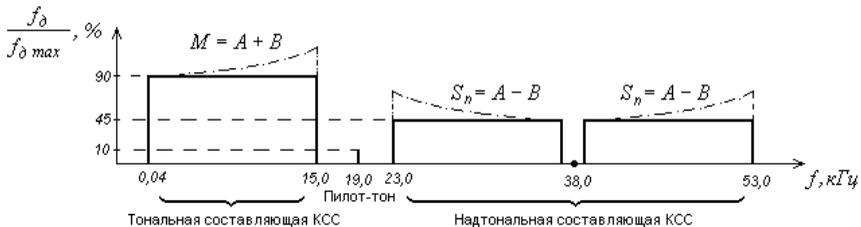


Рис. 10.26. Спектр КСС в системе с пилот-тоном

Для системы с пилот-тоном при  $f_{\partial \max} = 75 \text{ кГц}$  и  $F'_e = 53 \text{ кГц}$  ( $M_{\text{ПТ}} = f_{\partial \max} / F'_e = 75 / 53 \approx 1,42$ ) полоса частот ЧМ-сигнала на основе (8.52)

$$\Delta f_{\text{ЧМ стерео}} \approx 2 F'_e (M_{\text{ПТ}} + 1) \approx 260 \text{ кГц}, \quad (10.49)$$

что в  $260 \text{ кГц} / 195 \text{ кГц} \approx 1,33$  раза больше, чем для системы с полярной модуляцией (см. (10.33)). Следовательно, приемник системы с пилот-тоном должен иметь большую полосу пропускания ( $\Pi_{\text{ПТ}}$ ), чем приемник системы с полярной модуляцией ( $\Pi_{\text{ПМ}}$ ). Однако это не приводит к ухудшению реальной чувствительности, хотя известно [21], что чувствительность приемника по напряжению ухудшается пропорционально  $\sqrt{\Pi}$ . Дело в том, что индекс частотной модуляции системы с ПТ больше индекса модуляции системы с ПМ:

$$\frac{M_{\text{ПТ}}}{M_{\text{ПМ}}} = \frac{(f_{\partial \max} / F'_e)_{\text{ПТ}}}{(f_{\partial \max} / F'_e)_{\text{ПМ}}} = \frac{(75 \text{ кГц} / 53 \text{ кГц})}{(50 \text{ кГц} / 46,25 \text{ кГц})} \approx 1,31.$$

При этом ЧД приемника системы с ПТ в большей степени улучшает отношение  $C/\text{Ш}$ , нежели ЧД приемника системы с ПМ (см. формулу (10.4)). Можно даже утверждать, что для системы с пилот-тоном чувствительность приемника не хуже, а лучше, поскольку

$$\sqrt{\Pi_{\text{ПМ}} / \Pi_{\text{ПТ}}} = \sqrt{1,31} \approx 1,15 \quad (10.50)$$

$$\text{а } (G_u)_{\text{ПТ}} / (G_u)_{\text{ПМ}} = \sqrt{(M_{\text{ПТ}} / M_{\text{ПМ}})^3} = \sqrt{(1,31)^3} \approx 1,5. \quad (10.51)$$

Испытания показывают, однако, что при прочих равных условиях реальные чувствительности приемников стереофонических сигналов той и другой системы практически одинаковы [15].

Поскольку для сигнала  $M = (A + B)$  при стереофонической передаче в системе с пилот-тоном отводится 90 % максимальной девиации частоты (см. рис.10.21), то перевод ЧМ-передатчика из режима моно вещания в режим стереовещания сопровождается *уменьшением громкости* монофонических приемников

$$УГ_{\text{ПТ}} = 100 / 90 \approx 1,11, \quad (10.52)$$

что несколько меньше, чем для системы стереовещания с полярной модуляцией ( $УГ_{\text{ПМ}} = 1,25$ , см. (10.34)).

*Структурная схема стереопередатчика*, в котором формируется КСС с пилот-тоном, изображена на рис.10.27.

Передатчик содержит два канала звуковой частоты с ЦП, суммарно-

разностный преобразователь (СРП) звуковых сигналов, балансный амплитудный модулятор (БМ), генератор пилот-тона (ГПТ), удвоитель частоты пилот-тона (УДЧ), линию задержки (ЛЗ) сигнала  $M$ , которая необходима для компенсации задержки сигнала  $S_n$  в БМ, суммирующее устройство (СУ), возбудитель ЧМ-сигнала (ЧМВ), усилитель мощности радиосигнала (УМ), полосовой фильтр (ПФ).

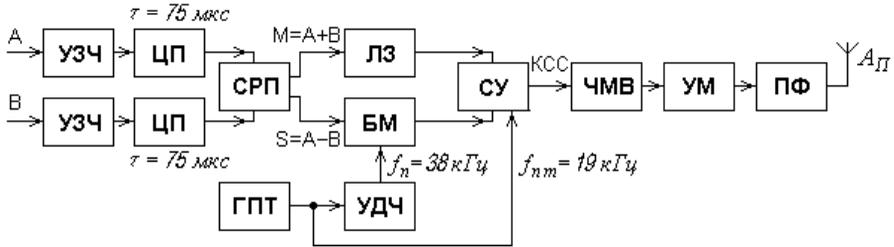


Рис. 10.27. Структурная схема ЧМ-передатчика стереофонической системы радиовещания с пилот-тоном

**10.8.2. Приемник со стереодекодером на основе синхронного полярного детектора.** Структурная схема такого приемника изображена на рис.10.28,а. Упрощенная принципиальная схема СТД — на рис.10.28,б.

СД содержит разветвитель (РЗВ - каскад на транзисторе  $VT1$ ); фильтр пилот-тона (ФПТ - контур  $C1 L1$ , настроенный на частоту пилот-тона  $f_{nm} = 19 \text{ кГц}$ ); удвоитель частоты (УДЧ - диоды  $VD1, VD2$  и контур  $C4 L3$ , настроенный на частоту поднесущей  $f_n = 38 \text{ кГц}$ ); усилитель-ограничитель поднесущего колебания (УОП - каскад на транзисторе  $VT2$ ); полярный детектор (ПД - диоды  $VD3, VD4$  и цепи нагрузки  $R2 C7, R3 C8$ ); цепи компенсации частотных предискажений сигналов звуковых частот (ЦКП - цепи  $R4 C9, R5 C10$ ); цепь компенсации ослабления верхних частот спектра КСС в радиотракте приемника ( $R1 C3$ ) - корректор АЧХ (КАЧХ) с постоянной времени  $(4 \dots 6) \text{ мкс}$ . Нужная фазировка колебания с частотой пилот-тона подбирается при настройке стереодекодера путем изменения емкости конденсатора  $C5$ . На диоды  $VD3, VD4$  подано небольшое отпирающее смещение через резисторы  $R2, R3$ .

При стереосигнале передатчика на полярный детектор поступают:

сигнал поднесущей с катушки связи  $L5$  и сумма сигналов  $(M + S_n)$  с эмиттера транзистора  $VT1$ . Эти сигналы образует ПМК, в котором *напряжение поднесущей за счет усиления в УОП существенно больше напряжения составляющей  $S_n = (A - B)$* . В полярном детекторе происходит *синхронное детектирование  $S_n$  – составляющей ПМК*. При синхронном детектировании относительный индекс модуляции сигнала  $S_n$  значительно уменьшается и нелинейные искажения существенно меньше, чем при амплитудном детектировании сигнала  $S_n$  суммарно-разностным стереодекодером системы с полярной модуляцией (см. подраздел 10.5.3). *Меньшие нелинейные искажения – первое достоинство синхронного детектирования  $S_n$  – составляющей стереосигнала.*

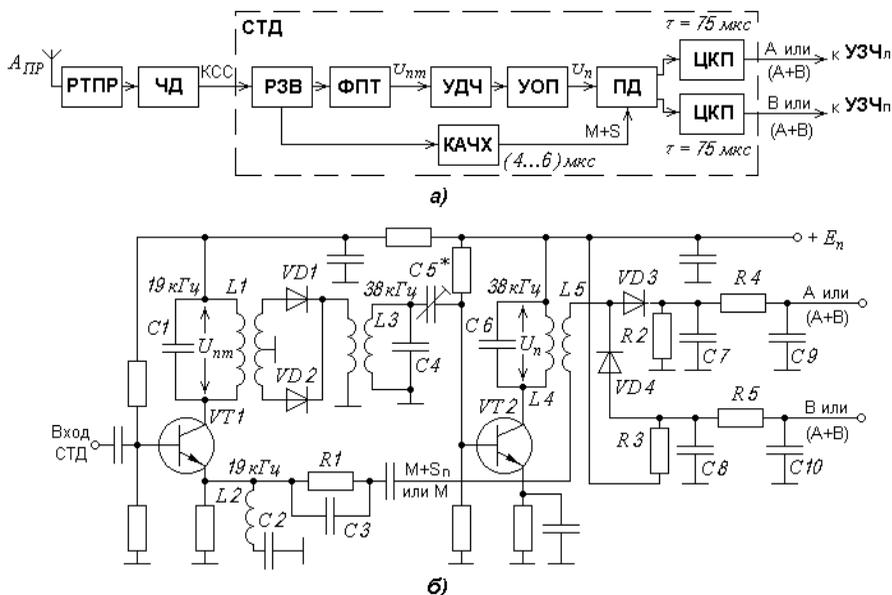


Рис. 10.28. Структурная схема приемника со стереодекодером на основе полярного детектора (а); упрощенная принципиальная схема СТД (б)

При синхронном детектировании происходит линейная операция преобразования частоты - перенос спектра сигнала  $S_n$  из надтональной области в тональную ( $S_n \rightarrow S = (A - B)$ ). При этом отношение  $C/\text{Ш}$  для надтональной составляющей при детектировании не меняется. При амплитудном детектировании  $S_n$ -составляющей ПМК в системе с полярной

модуляцией отношение  $S/\mathcal{N}$  ухудшается (см. рис. 9.2 и подраздел 10.8). Лучшая защищенность от шумов надтональной составляющей стереосигнала – второе достоинство синхронного детектирования  $S_n$  - составляющей.

Достоинством системы с ПТ является также и то, что отношение частоты поднесущей и верхней звуковой частоты ( $f_n / F_e = 38 \text{ кГц} / 15 \text{ кГц} = 2,53$ ) больше, чем для системы с ПМ ( $f_n / F_e = 31,25 \text{ кГц} / 15 \text{ кГц} = 2,08$ ). Поэтому нелинейные искажения в полярном детекторе при детектировании сигналов верхних звуковых частот для системы с ПТ несколько меньше, чем для системы с ПМ, однако их уровень все-таки значителен ( $4...6\%$ ) и полярный детектор в высококлассных приемниках не применяется.

Еще одним достоинством системы с пилот-тоном (по сравнению с системой с полярной модуляцией) является отсутствие необходимости корректировать искажения, вносимые контуром со стандартизированной добротностью.

При моносигнале передатчика с эмиттера транзистора  $VT1$  на полярный детектор подается только сигнал  $M = (A + B)$ . Диоды  $VD3, VD4$  открыты небольшим отпирающим смещением при помощи резисторов  $R2, R3$ . За счет этого сигнал  $M = (A + B)$  проходит на входы усилителей звуковой частоты практически без искажений.

**10.8.3. Суммарно-разностный синхронный стереодекодер** (рис. 10.29). Каскады стереодекодера на транзисторах  $VT1$  и  $VT2$  выполняют те же функции, что и в схеме рис. 10.28. Суммарно-разностный синхронный детектор выполнен по кольцевой схеме на диодах  $VD1 - VD4$ . На диоды подано небольшое отпирающее смещение через резисторы  $R3, R4$ . Компенсация предыскажений сигналов звуковых частот осуществляется цепями  $R5 C1, R6 C2$ . Смещение на базе транзистора  $VT2$  с помощью резистора  $R1$  подбирается таким образом, чтобы при отсутствии поднесущей он был закрыт. При появлении поднесущей  $VT2$  открывается положительными пиками колебания и на коллекторном контуре выделяется напряжение с частотой  $38 \text{ кГц}$ . Это напряжение детектируется параллельным амплитудным детектором, выполненным на диоде  $VD5$ , и подается на базу транзистора  $VT2$ , переводя его в режим  $A$ . Усиление каскада увеличивается, напряжение

поднесущей на коллекторном контуре возрастает, и стереодекодер переходит в режим «Сtereo». За счет возросшего тока транзистора  $VT2$  и увеличения положительного потенциала на резисторе  $R2$  транзистор  $VT3$  открывается и «зажигает» светодиод  $HL1$ , индицирующий режим «Сtereo».

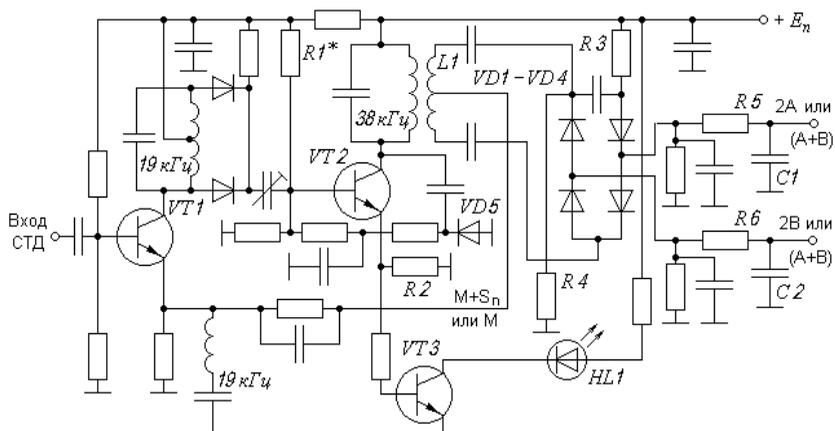


Рис. 10.29. Упрощенная принципиальная схема суммарно-разностного синхронного стереодекодера

В стереорежиме колебания поднесущей с катушки связи  $L1$  подаются на кольцевой детектор противофазно, а сигналы ( $M + S_n$ ) с эмиттера транзистора  $VT1$  - синфазно. Сигнал  $S_n$  синхронно детектируется ( $S_n \rightarrow S = (A - B)$ ), сигнал  $M = A + B$  проходит на выход детектора практически без изменений. На нагрузочных сопротивлениях детектора происходит матрирование сигналов: сигнал  $M = (A + B)$  складывается и вычитается с сигналом  $S = (A - B)$ , образуя выходные сигналы левого ( $2A$ ) и правого ( $2B$ ) каналов (см. формулы (10.39), (10.40)). Нелинейные искажения при детектировании верхних звуковых частот кольцевым синхронным детектором не превышают 0,5 %.

При моносигнале передатчика сигнал пилот-тона отсутствует и транзистор  $VT2$  закрыт. Сигнал  $M = (A + B)$  с эмиттера транзистора  $VT1$  через малые внутренние сопротивления открытых диодов  $VD1 - VD4$  и цепи компенсации предискажений  $R5 C1$ ,  $R6 C2$  поступает на входы УЗЧл и УЗЧп.

**10.8.4. Стереодекодер с ФАПЧ.** Структурная схема стереодекодера приведена на рис. 10.30. Стереодекодер содержит усилитель комплексного стереосигнала (УсКСС), систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и суммарно-разностный синхронный детектор (СРСД, схему детектора см. на рис. 10.27: диоды  $VD1 - VD4$ ).

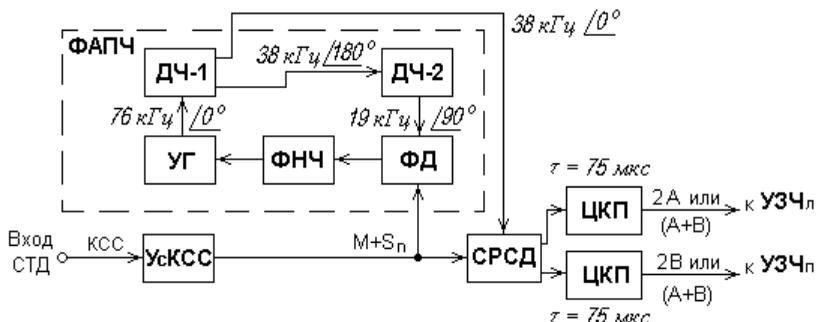


Рис. 10.30. Структурная схема стереодекодера с системой ФАПЧ

Система ФАПЧ состоит из генератора прямоугольных импульсов с управляемой частотой (УГ), двух делителей частоты на два (ДЧ-1, ДЧ-2), фазового детектора (ФД) и фильтра нижних частот (ФНЧ). Постоянная времени ФНЧ подбирается таким образом, чтобы полоса захвата системы ФАПЧ была не более  $3 \text{ кГц}$ ; при этом исключается мешающее действие, оказываемое на работу системы ФАПЧ со стороны соседних с пилот-тоном спектральных составляющих КСС (имеющих частоты около  $15$  и  $23 \text{ кГц}$ , см. рис. 10.26). ДЧ-1 формирует две противофазные последовательности прямоугольных импульсов. Последовательность с частотой  $38 \text{ кГц}$  и фазой  $0^\circ$  подается на СРСД, последовательность с частотой  $38 \text{ кГц}$  и фазой  $180^\circ$  - на ДЧ-2.

При стереосигнале передатчика в ФД фаза колебания пилот-тона сравнивается с фазой выходной импульсной последовательности ДЧ-2. Если их разность фаз  $\Delta\varphi \approx 90^\circ$ , система ФАПЧ находится в режиме слежения и  $\Delta f = f_{nm} - f_{дч-2} = 0$ . Тогда на СРСД с выхода ДЧ-1 поступает синфазная последовательность прямоугольных импульсов с частотой  $38 \text{ кГц}$ . В детекторе происходит синхронное детектирование сигнала  $S_n = (A - B)$ , а в нагрузках детектора - матричное сложение продетектированного напряжения с напряжением сигнала  $M = (A + B)$  (см. формулы (10.42), (10.43)). На выходах

стереодекодера появляются сигналы  $2A$  и  $2B$ .

При моносигнале передатчика схема автоматического управления режимом работы стереодекодера (на рис.10.30 эта схема не показана) отключает от СРСД выход ДЧ-1. На СРСД в этом случае поступает только сигнал  $M = (A + B)$ , который через открытые диоды СРСД проходит на входы УЗЧл и УЗЧп.

Заметим, что в системе с полярной модуляцией по описанному принципу работает отечественная интегральная микросхема К174ХА14 (стереодекодер КСС с ФАПЧ) [2].

### **10.9. Система стереофонического радиовещания с расширенной зоной обслуживания (система FMX)**

Система стереофонического радиовещания с расширенной зоной обслуживания FMX (Extended Range FM Stereo System), совместимая с обычной системой стереофонического радиовещания с пилот-тоном, разработана в США в 1983 г. [28,33]. Уже в 1989 г. в США начали вести вещание по новой системе 14 радиостанций. В нашей стране работы по созданию аналогичной системы завершились в начале 90-х годов, однако до настоящего времени стереовещание FMX в России не внедрено. Это объясняется двумя причинами. Первая - неспособность России в настоящее время освоить выпуск приемников с декодером сигналов FMX на основе большой интегральной схемы (БИС), вторая - проблема неполной совместимости FMX с обычной системой стереовещания с полярной модуляцией при использовании приемников, имеющих декодеры с полярным детектором или с суммарно-разностным амплитудным детектором (подробнее об этом см. в конце данного подраздела).

Несмотря на то, что стереовещание FMX пока не нашло применения в России, рассмотрим его принцип действия на основе стандарта с полярной модуляцией. Система FMX позволяет расширить зону высококачественного стереоприема при отношении  $C/\text{Ш}$  (46...50) дБ практически до размеров зоны монофонического приема. Это достигается использованием принципа *компандерного понижения шумов* надтональной части КСС. Как показано в подразделе 10.8, большая часть шумов, слышимых при стереоприеме, возникает в части спектра, занимаемой надтональным разностным сигналом (см. рис. 10.22). Для уменьшения этих шумов в системе FMX используется *передача дополнительного компандированного разностного сигнала*

$S'=(A-B)'$ . Компандированный сигнал  $S'$  формируется из разностного сигнала  $S=(A-B)$  при помощи *компрессора*, который усиливает малые и средние уровни и ослабляет сильные уровни сигнала  $S'$ . В декодере приемника *экспандер* проводит обратную операцию с сигналом  $S'$ . При этом снижение поднятых уровней сигнала  $S'$  одновременно приводит к уменьшению уровня шумов разностного сигнала.

Чтобы передать дополнительный разностный сигнал  $S'$  и обеспечить совместимость системы с компандированием и обычной системы стереовещания, вводится *дополнительная поднесущая*. Частота *дополнительной поднесущей* равна частоте основной поднесущей ( $f_{n\text{ доп}} = f_n = 31,25 \text{ кГц}$ ), а ее начальная фаза сдвигается по отношению к начальной фазе основной поднесущей на  $90^\circ$ . Модуляция дополнительной поднесущей сигналом  $S'$  осуществляется в балансном модуляторе. Дополнительная поднесущая при этом подавляется, а нижняя и верхняя боковые полосы сигнала  $S'_n$  передаются в квадратуре (со сдвигом по фазе  $90^\circ$ ) по отношению к сигналу  $S_n$ . Кроме сигнала  $S'_n$  в квадратурном канале передается еще *сигнал опознавания* с инфразвуковой частотой  $5,1 \text{ Гц}$ . Спектр сформированного таким образом *уплотненного комплексного стереосигнала* (УКСС) изображен на рис. 10.31 (на рисунке для простоты не показаны частотные предискажения тональной и надтональной частей УКСС).

Характеристика компрессии разностного сигнала  $S'$  выбрана так, чтобы «квадратурная сумма» сигналов  $S_n$  и  $S'_n$  ( $U_\Sigma = \sqrt{U_S^2 + U_{S'}^2}$ ) не приводила к перемодуляции несущей ЧМ-передатчика при высоких уровнях разностного сигнала. При низких и средних уровнях разностного сигнала сигнал  $S'$  усиливается на  $14 \text{ дБ}$  и обеспечивает большую девиацию несущей частоты передатчика, чем сигнал  $S$ . При высоких уровнях разностного сигнала сигнал  $S'$  ослабляется и становится значительно меньше, чем сигнал  $S$ . На рис. 10.32 изображены зависимости относительных напряжений  $U_S, U_{S'}, U_\Sigma$ .

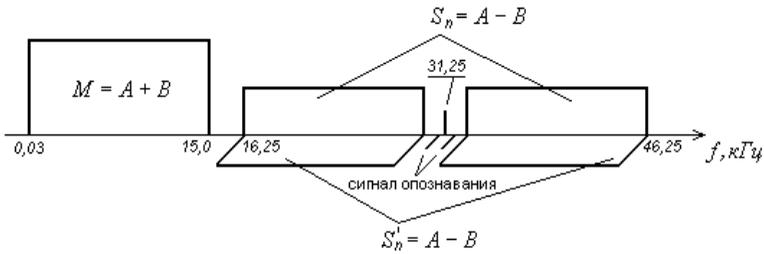


Рис. 10.31. Спектр УКСС с квадратурным уплотнением и сигналом опознавания в надтоновой части

Структурная схема формирователя УКСС (кодера) приведена на рис. 10.33. В его состав входят существующее оборудование (см. рис. 10.16) и дополнительное оборудование. Дополнительное оборудование содержит компрессор (КМПР), на выходе которого образуется сигнал  $S'$ ; дополнительную цепь частотных предсказаний (ДЦП) сигнала  $S'$  с постоянной времени  $0,2 \text{ мс}$  (ДЦП вводится для дополнительного снижения уровня шумов сигнала  $S'$ ); фазовращатель (ФВ) на  $-90^\circ$  для получения квадратурной несущей; балансный модулятор (БМ); генератор инфразвукового сигнала опознавания (ГСО); суммирующее устройство (СУ).

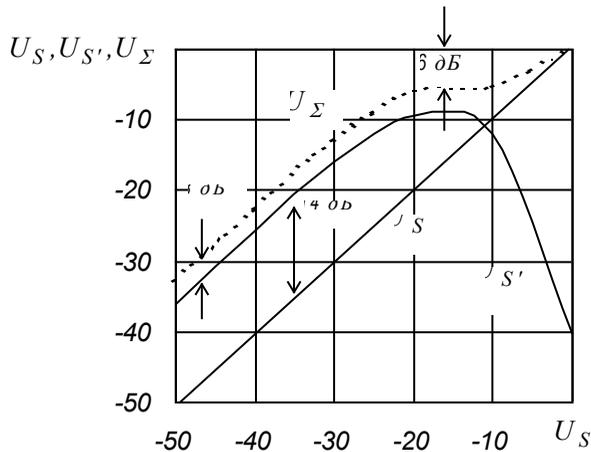


Рис. 10.32. Относительные амплитудные характеристики сигналов  $U_S, U_{S'}, U_\Sigma$  системы FMX

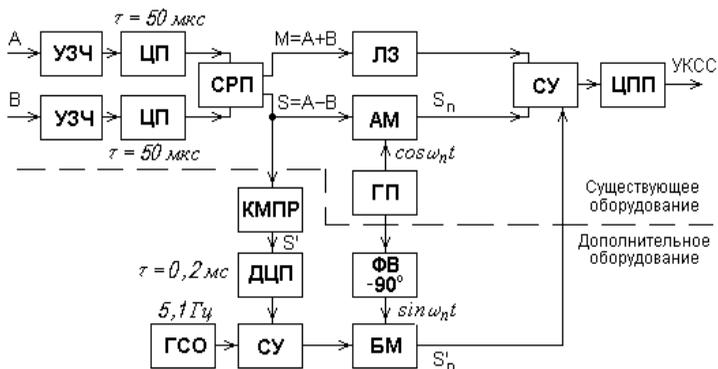


Рис. 10.33. Структурная схема кодера УКСС передатчика

Структурная схема декодера УКСС приемника приведена на рис. 10.34. Она включает в себя все узлы, необходимые для декодирования обычного КСС (существующее оборудование): ФНЧ с полосой  $(0...15) \text{ кГц}$ ; полосовой фильтр (ПФ) с полосой  $(16,25...46,25) \text{ кГц}$ ; блок выделения поднесущей (БВП); синхронный детектор (СД-1); суммарно-разностный преобразователь (СРП, см. рис. 10.12); цепи компенсации частотных предискажений (ЦКП) звуковых сигналов левого и правого каналов.

Дополнительное оборудование содержит фазовращатель поднесущего колебания (ФВ-90°), синхронный детектор (СД-2), цепь компенсации дополнительных частотных предискажений сигнала  $S'$  (ДЦКП), ФНЧ и детектор сигнала опознавания (ДСО), адаптивный экспандер (ЭКСП). Адаптивный экспандер состоит из суммирующего устройства (СУ), двух детекторов уровня (ДУ), дифференциального усилителя (ДФУ), управляемого аттенюатора (УА).

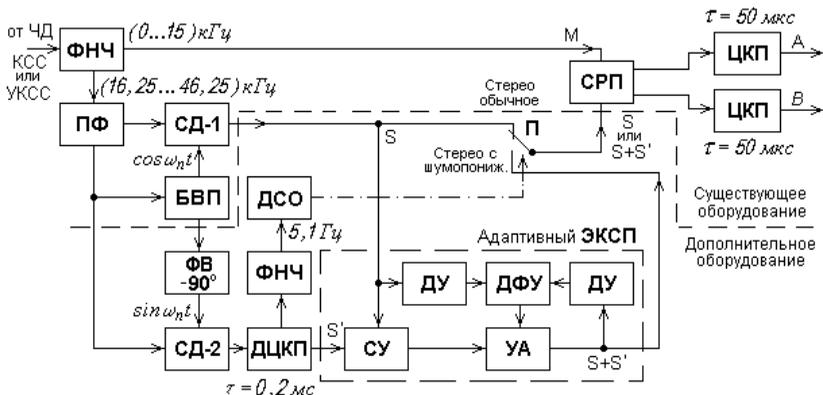


Рис. 10.34. Структурная схема декодера УКСС приемника

Первый синхронный детектор (СД-1) выделяет сигнал  $S$  при передаче КСС или УКСС. Второй синхронный детектор (СД-2) выделяет сигнал  $S'$  и инфразвуковой сигнал опознавания при передаче УКСС.

При верхнем положении переключателя (П) используется существующее оборудование и декодер работает в режиме «Сtereo обычное». Если принимается УКСС, то переключатель автоматически (под действием отфильтрованного ФНЧ и продетектированного ДСО сигнала опознавания) или вручную переводится в положение «Сtereo с шумопонижением».

*Адаптивный экспандер* работает следующим образом. Сигналы  $S$  и  $S'$  суммируются в СУ и поступают на вход УА. Сигнал управления для регулировки коэффициента передачи УА вырабатывается ДФУ. ДФУ сравнивает уровень выпрямленного сигнала  $(S + S')$  с выхода УА и уровень выпрямленного сигнала  $S$  с выхода СД-1. Коэффициент передачи УА меняется таким образом, чтобы эти уровни совпадали с высокой степенью точности. При этом выходной сигнал УА  $(S + S')$  оказывается линейно зависящим от сигнала  $S$  (см. прямую « $U_S$ », изображенную на рис.10.32). Поскольку при малых и средних уровнях сигнал  $S'$  больше сигнала  $S$  на  $14 \text{ дБ}$ , то стереофонический прием в этом случае имеет большее отношение  $C/\text{Ш}$  из-за компандерного уменьшения уровня шумов надтонального разностного сигнала.

На рис. 10.35 приведены примерные зависимости, характеризующие отношение  $C/\text{Ш}$  на выходе приемника при трех режимах работы: прием «Моно»; прием «Сtereo обычное»; прием «Сtereo с шумопонижением» [28]. Из этих зависимостей следует, что использование режима «Сtereo с шумопонижением» в диапазоне уровней входных сигналов  $(10 \dots 300) \text{ мкВ}$  дает выигрыш по шумам примерно  $(10 \dots 15) \text{ дБ}$  по сравнению с режимом «Сtereo обычное».

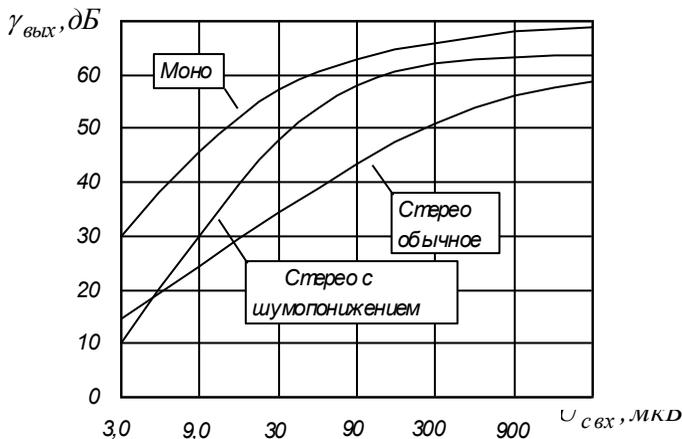


Рис. 10.35. Зависимости отношений  $C/\text{Ш}$  на выходе приемника от величины входного сигнала при разных видах приема

Данные рис. 10.35 позволяют оценить, насколько расширяется зона обслуживания стереовещания при использовании компандерной системы шумопонижения. Для отношения  $C/\text{Ш}$   $\gamma_{вых} = 50 \text{ дБ}$  необходимо, чтобы на вход приемника поступало напряжение сигнала:

в режиме «Моно» -  $12 \text{ мкВ}$  ;

в режиме «Стерео обычное» -  $170 \text{ мкВ}$  ;

в режиме «Стерео с шумопонижением» -  $34 \text{ мкВ}$  .

Если предположить, что прием ведется в УКВ диапазоне на частоте  $70 \text{ МГц}$  ( $\lambda = 4,285 \text{ м}$ ) приемником с телескопической антенной, длина которой  $l = \lambda / 4 \approx 1,07 \text{ м}$ , а действующая высота  $h_d = (\lambda / 2\pi) \text{tg}(\pi l / \lambda) \approx 0,68 \text{ м}$  [19], то напряженность поля сигнала в точке приема ( $\varepsilon_c = U_{свх} / h_d$ ) должна быть равна:

для режима «Моно» -  $\varepsilon_c \approx 18 \text{ мкВ} / \text{м} \approx 25 \text{ дБ мкВ} / \text{м}$  ;

для режима «Стерео обычное» -  $\varepsilon_c \approx 250 \text{ мкВ} / \text{м} \approx 48 \text{ дБ мкВ} / \text{м}$  ;

для режима «Стерео с шумопонижением» -  $\varepsilon_c \approx 50 \text{ мкВ} / \text{м} \approx 34 \text{ дБ мкВ} / \text{м}$  .

Используя зависимость напряженности поля от расстояния до передатчика с мощностью  $1 \text{ кВт}$  при высотах передающей и приемной антенн

соответственно 500 и 10 м, изображенную на рис. 5.3, можно определить радиусы зон обслуживания:

для режима «Моно» - 115 км;

для режима «Стерео обычное» - 55 км;

для режима «Стерео с шумопонижением» - 90 км.

Отсюда следует, что при эквивалентном отношении  $C/Ш$  (50 дБ) радиус зоны обслуживания стереовещания с шумопонижением по сравнению с обычным стерео возрастает примерно в 1,64 раза, а площадь зоны обслуживания расширяется примерно в 2,7 раза.

Покажем, что *полная совместимость системы FMX с обычной системой с полярной модуляцией* имеет место только в том случае, если приемник стереосигналов с полярной модуляцией имеет декодер с синхронным детектором надтонального сигнала  $S_n$  (в подразделе 10.6 отмечалось, что синхронное детектирование надтонального сигнала системы с полярной модуляцией реализовано, например, в отечественной микросхеме К174ХА14). Для этого рассмотрим схему детектора на основе «диодного кольца» (рис. 10.36), используемую для синхронного детектирования надтональной составляющей КСС в системе с ПТ (см. рис. 10.29).

Предположим, что на  $Tr1$  подан сигнал поднесущей

$$u_n(t) = U_n \cos \omega_n t, \quad (10.53)$$

а на  $Tr2$  подана или синфазная составляющая надтонального сигнала

$$u_{s_n}(t) = \Delta U_S(t) \cos \omega_n t, \quad (10.54)$$

или квадратурная составляющая

$$u_{s'_n}(t) = \Delta U_{S'}(t) \sin \omega_n t = \Delta U_{S'}(t) \cos(\omega_n t - \pi/2). \quad (10.55)$$

Векторные диаграммы токов диодов  $VD1 - VD2$ , характеризующие эффект детектирования синфазного сигнала, приведены на рис. 10.36,б, квадратурного сигнала - на рис. 10.36,в. На рисунках приняты обозначения:  $I_{1n}, \dots, I_{4n}$  – токи диодов от напряжения поднесущей;  $\Delta I_{1S}, \dots, \Delta I_{4S}$  – приращения токов диодов от напряжения синфазного сигнала;  $\Delta I_{1S'}, \dots, \Delta I_{4S'}$  – приращения токов диодов от напряжения квадратурного сигнала;  $I_1, \dots, I_4$  – результирующие токи диодов.

При детектировании синфазного сигнала  $S_n$  на нагрузочных сопротивлениях детектора образуются напряжения, которые с учетом

построений рис. 10.36,б могут быть представлены в виде:

$$U_{R1} = I_{R1} R1 = (I_1 - I_3)R1 = [(I_{1n} + \Delta I_{1S}) - (I_{3n} - \Delta I_{3S})]R1 ;$$

$$U_{R2} = I_{R2} R2 = (I_4 - I_2)R2 = [(I_{4n} - \Delta I_{4S}) - (I_{2n} + \Delta I_{2S})]R2 .$$

Если  $R1 = R2$  и схема детектора идеально сбалансирована ( $I_{1n} = I_{2n} = I_{3n} = I_{4n}$ ;  $\Delta I_{1S} = \Delta I_{2S} = \Delta I_{3S} = \Delta I_{4S} = \Delta I_S$ ), то на нагрузках детектора выделяются противофазные приращения напряжений, пропорциональные разностному сигналу стереопары  $S = (A - B)$ :

$$\Delta U_{R1S} = 2 \Delta I_S R1 \sim S ; \quad \Delta U_{R2S} = -2 \Delta I_S R2 \sim -S . \quad (10.56)$$

При детектировании квадратурного сигнала  $S'_n$  токи диодов равны ( $I_1 = I_2 = I_3 = I_4$ , рис. 10.36,в) и приращения напряжений на выходах детектора равны нулю:

$$\Delta U_{R1S'} = (I_1 - I_3)R1 = 0 , \quad \Delta U_{R2S'} = -(I_2 - I_4)R2 = 0 .$$

*Проведенные выкладки доказывают полную совместимость системы FMX с обычной системой с полярной модуляцией при использовании в приемнике декодера с синхронным детектированием надтональной части УКСС.*

Полная совместимость системы FMX с обычной системой стереовещания с полярной модуляцией имеет место и при использовании стереодекодера на основе временного разделения каналов (см. подраздел 10.5.4). Это становится очевидным при рассмотрении формул (10.54) и (10.55): для выделения сигналов  $S$  и  $S'$  из УКСС управление электронными ключами должно различаться на четверть периода поднесущего колебания.

Если приемник имеет стереодекодер с амплитудным детектором надтонального сигнала  $S_n$ , выполненного на основе «диодного моста» (см. рис.10.19), то *совместимость системы FMX с обычной системой с полярной модуляцией является неполной*. Чтобы показать это, предположим, что на мостовой амплитудный детектор (рис.10.37,а) подана или сумма поднесущей и синфазного надтонального сигнала

$$u_n(t) + u_{s_n}(t) = U_n \cos \omega_n t + \Delta U_S(t) \cos \omega_n t , \quad (10.57)$$

или сумма поднесущего колебания и квадратурного надтонального колебания

$$u_n(t) + u_{s'_n}(t) = U_n \cos \omega_n t + \Delta U_{S'}(t) \sin \omega_n t . \quad (10.58)$$

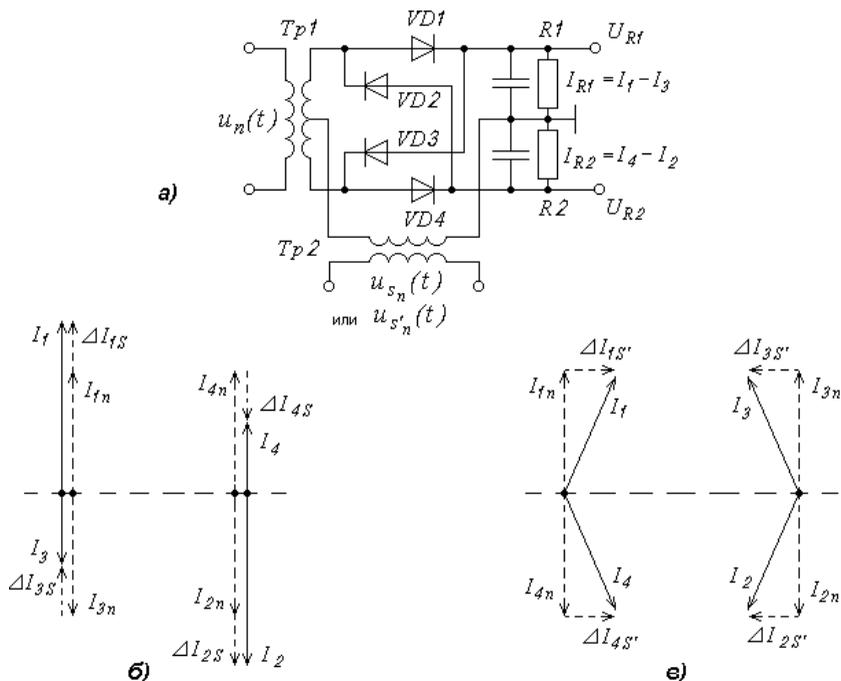


Рис. 10.36. Схема синхронного детектора на основе диодного кольца (а); векторные диаграммы токов при детектировании сигнала  $S_n$  (б) и сигнала  $S'_n$  (в)

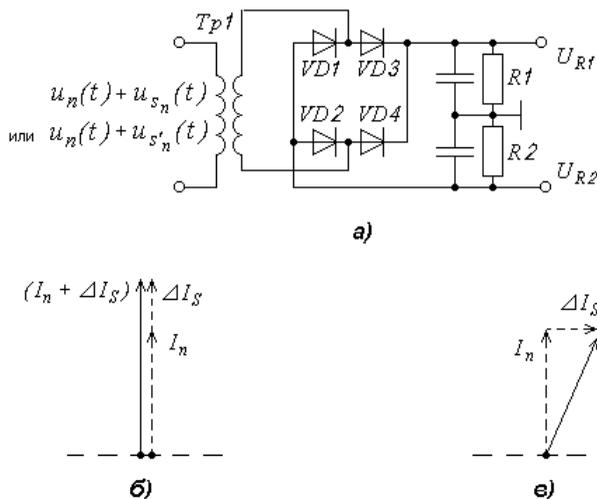


Рис. 10.37. Схема амплитудного детектора на основе диодного моста (а); векторные диаграммы токов при детектировании сигнала  $S_n$  (б) и сигнала  $S'_n$  (в)

Векторные диаграммы, поясняющие эффекты детектирования для этих случаев, приведены соответственно на рис. 10.37, б, в. Токи всех четырех диодов, определяемые сигналом поднесущей и приращениями или надтонального синфазного, или надтонального квадратурного сигналов, одинаковы.

При детектировании синфазного сигнала  $S_n$  напряжения на сопротивлениях нагрузки детектора противофазны и пропорциональны приращениям разностного сигнала стереопары  $S = (A - B)$ :

$$U_{R1_S} = (I_n + \Delta I_S) R1 \sim S; \quad U_{R2_S} = -(I_n + \Delta I_S) R2 \sim -S. \quad (10.59)$$

При детектировании квадратурного сигнала  $S'_n$  напряжения на сопротивлениях нагрузки детектора не равны нулю и зависят от приращений сигнала  $S'$ :

$$U_{R1_{S'}} = (\sqrt{I_n^2 + \Delta I_{S'}^2}) R1; \quad U_{R2_{S'}} = -(\sqrt{I_n^2 + \Delta I_{S'}^2}) R2. \quad (10.60)$$

Это приводит к искажениям сигнала  $S$ , заметность которых тем больше, чем больше индексы модуляции  $m_A$  и  $m_B$ .

Аналогичным образом можно показать неполную совместимость системы FMX с обычными системами (с полярной модуляцией или с пилот-тоном), если в приемнике используется полярный детектор ПМК.

## 10.10. Стерефоническое радиовещание в диапазоне средних волн

Характерными чертами радиовещания в диапазоне СВ являются большой радиус зоны обслуживания и возможность устойчивого приема в движущемся автомобиле. Поэтому в ряде стран (США, Канада, Латинская Америка, Япония и др.) ведется стерефоническое радиовещание в диапазоне СВ. Недостаток такого вещания — более узкий диапазон воспроизводимых звуковых частот (верхняя частота звукового сигнала не более  $10 \text{ кГц}$ ). Однако большинство слушателей считают потерю качества звучания из-за этого несущественной и предпочитают стерефоническую программу с  $F_g \approx 10 \text{ кГц}$  (и даже с  $F_g \approx 6,5 \text{ кГц}$ ) монофонической программе с  $F_g \approx 15 \text{ кГц}$  [33].

Технические требования к стерефоническому вещанию в диапазоне СВ такие же, как и для стереовещания в диапазоне УКВ: прямая и обратная совместимость (возможность приема стерефонического сигнала монофоническим приемником и монофонического сигнала стерефоническим

приемником); примерное равенство ширины полосы частот, занимаемой радиоканалом при стереофонической и монофонической передачах; простота стереомодулятора передатчика и стереодекодера приемного устройства.

Фирмами Motorola, Harris, Kahn и др. разработаны различные системы стереовещания для диапазона СВ [32,33]. Рассмотрим наиболее удачную систему, разработанную фирмой Motorola (США). В *кодере* передатчика системы фирмы Motorola используется квадратурная модуляция, которая дает возможность получить *двойную модуляцию выходного сигнала передатчика: амплитудную и фазовую (АМ-ФМ)*. Структурная схема стереофонического АМ-ФМ-передатчика приведена на рис.10.38.

С выхода суммарно-разностного преобразователя (СРП) сумма сигналов стереопары поступает на первый амплитудный модулятор (АМ-1), а разность - на балансный модулятор (БМ). К АМ-1 несущая от генератора несущей (ГН) подается без изменения фазы (синфазная несущая  $\cos \omega t$ ), а к БМ - со сдвигом фазы на  $-90^\circ$  (квадратурная несущая  $\sin \omega t$ ). Высокочастотные сигналы с выходов АМ и БМ складываются в суммирующем устройстве (СУ) и поступают на односторонний ограничитель амплитуды (ОА). Колебание с выхода ОА является несущим колебанием для второго амплитудного модулятора АМ-2. Модулирующим колебанием для АМ-2 является сумма сигналов стереопары с выхода СРП. Модулирующим колебанием для АМ-2 является сумма сигналов стереопары с выхода СРП.

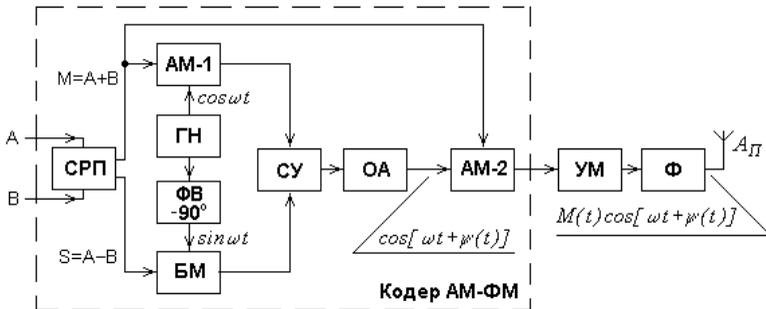


Рис. 10.38. Структурная схема стереофонического АМ-ФМ-передатчика

Если предположить, что звуковые сигналы стереопары однотоновые, т.е.

$$A = U_A \sin \Omega_A t, \quad B = U_B \sin \Omega_B t, \quad (10.61)$$

то напряжение на выходе СУ

$$u_{СУ} \sim M(t) \cos \omega t + S(t) \sin \omega t = N(t) \cos[\omega t - \psi(t)], \quad (10.62)$$

где  $M(t) = (1 + m_A \sin \Omega_A t + m_B \sin \Omega_B t)$  – закон изменения огибающей синфазного АМ-колебания, пропорционального сумме сигналов  $(A + B)$ ;

$S(t) = (m_A \sin \Omega_A t - m_B \sin \Omega_B t)$  – закон изменения огибающей квадратурного БМ-колебания (с подавленной несущей), пропорционального разности сигналов  $(A - B)$ ;

$N(t) = \sqrt{M^2(t) + S^2(t)}$  – закон изменения огибающей квадратурно-модулированного колебания;

$m_A = U_A / U_0$ ,  $m_B = U_B / U_0$  – коэффициенты амплитудной модуляции сигналов левого и правого каналов стереопары (для исключения «перемодуляции» огибающей максимальные величины  $m_{A \max} = 0,45$ ,  $m_{B \max} = 0,45$ );

$U_0$  – амплитуда несущего колебания;

$\psi(t) = \arctg[S(t) / M(t)]$  – фаза квадратурно-модулированного колебания.

Напряжение (10.62) имеет двойную модуляцию: АМ за счет изменения амплитуды  $N(t)$  и ФМ за счет изменения фазы  $\psi(t)$ . Однако огибающая  $N(t)$  квадратурно-модулированного колебания не пропорциональна  $M(t)$ . Прием такого колебания АМ-приемником будет сопровождаться существенными нелинейными искажениями, которые тем больше, чем больше  $m_A$  и  $m_B$  (рис.10.39, [33]).

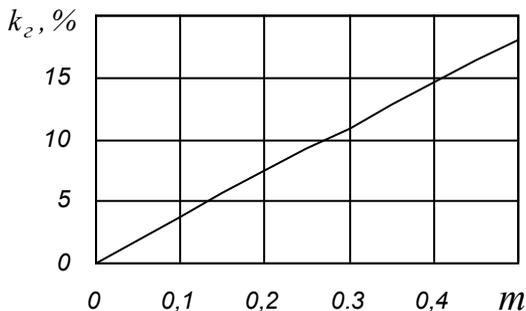


Рис. 10.39. Зависимость коэффициента гармоник от индексов модуляции сигналов стереопары ( $m_A = m_B = m$ ) при  $\Omega_A = 5 \Omega_B$



В Пм-2 происходит перемножение колебаний  $\sin \omega t$  и  $M(t) \cos[\omega t + \psi(t)]$ :

$$u_{\text{Пм-2}} \sim (\sin \omega t) \{ M(t) \cos[\omega t - \psi(t)] \} \sim M(t) \{ \sin[\psi(t)] + \sin[2\omega t - \psi(t)] \}. \quad (10.67)$$

На выходе ФНЧ-2 имеется только *низкочастотное колебание*:

$$u_{\text{ФНЧ-2}} \sim M(t) \sin[\psi(t)]. \quad (10.68)$$

На выходе *делителя аналоговых сигналов* (ДАС) образуется разность сигналов стереопары:

$$\begin{aligned} u_{\text{ДАС}} &= u_{\text{ФНЧ-2}} / u_{\text{ФНЧ-1}} = M(t) \frac{\sin[\psi(t)]}{\cos[\psi(t)]} = M(t) \operatorname{tg}[\psi(t)] = \\ &= M(t) \operatorname{tg}\{\operatorname{arctg}[S(t) / M(t)]\} = M(t) S(t) / M(t) = S(t). \end{aligned} \quad (10.69)$$

В СРП происходит матрицирование сигналов  $M = (A + B)$  и  $S = (A - B)$  по алгоритмам (10.39) и (10.40). На его выходе образуются звуковые сигналы стереопары  $2A$  и  $2B$ .

При приеме монофонического сигнала для уменьшения уровня шумов выход ДАС отключается от СРП переключателем П.

Структурная схема ДАС, построенная на основе *операционного усилителя* (ОУ) с *перемножителем* (Пм) в цепи обратной связи, приведена на рис.10.41 [9].

Считая, что входное сопротивление ОУ значительно больше, чем сопротивление резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , можно записать

$$U_X / R_1 = -U / R_2 = -k_1 U_Y U_Z / R_2. \quad (10.70)$$

Откуда

$$U_Z = -k U_X / U_Y, \quad \text{где } k = R_2 / R_1 k_1. \quad (10.71)$$

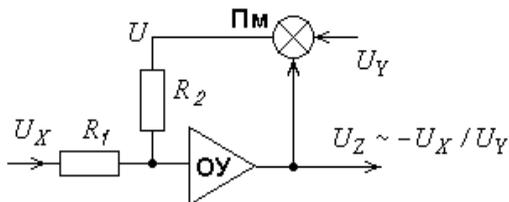


Рис. 10.41. Делитель аналоговых сигналов

Рассмотренная система стереовещания не свободна от недостатков [33].

Первый определяется тем, что ширина спектра АМ-ФМ-сигнала

несколько больше, чем  $\Delta f_{AM} = 2 F_g$ . Из-за ограниченной полосы приемника ( $\Pi_{ПР} = 2 F_g$ ) при  $m_{A \max} = m_{B \max} = m_{\max} = 0,45$  стереоприем может сопровождаться повышенными нелинейными искажениями ( $k_2 \approx 9\%$ ). Однако при передаче реальных звуковых сигналов среднее значение коэффициента модуляции в 2 - 3 раза меньше максимального и нелинейные искажения практически незаметны.

Второй заключается в том, что в стереорежиме отношение  $C/\text{Ш}$  на выходе приемника по сравнению с монорежимом ухудшается. Однако и этот недостаток не является существенным, поскольку это ухудшение составляет приблизительно всего лишь  $3 \text{ дБ}$ .

### Контрольные вопросы к разделу 10

1. Почему для высококачественного аналогового радиовещания применяют широкополосную частотную модуляцию (ШЧМ), а не узкополосную частотную модуляцию (УЧМ) ?
2. Почему приемники ЧМ-сигнала более устойчивы к импульсным помехам и к перекрестной модуляции по сравнению с приемниками АМ-сигналов ?
3. Почему приемники ЧМ-сигнала более устойчивы к взаимной модуляции (интермодуляции) по сравнению с приемниками АМ-сигналов ?
4. Для чего при ЧМ применяются: цепь частотных предискажений сигнала модуляции (звукового сигнала) в передатчике; цепь компенсации частотных предискажений сигнала модуляции в приемнике ?
5. Почему нелинейность амплитудно-частотной характеристики тракта передатчик-приемник не вызывает нелинейных искажений ЧМ-сигналов ?
6. Какими факторами могут вызваны нелинейные искажения при использовании ЧМ-сигналов ?
7. При стереофонической записи способом  $AB$  какие параметры звуковой волны, приходящей в левый и правый микрофоны, содержат информацию о локализации ее источника ?
8. При стереофонической записи способом  $XY$  какие параметры звуковой волны, приходящей в левый и правый микрофоны, содержат информацию о локализации ее источника ?
9. При стереофонической записи способом  $MS$  какие параметры звуковой волны, приходящей в левый и правый микрофоны, содержат информацию о локализации ее источника ?
10. Почему бинауральный эффект человеческого слуха наиболее совершен в горизонтальной плоскости ?
11. Как достигается стереофонический эффект при прослушивании звуковых передач ?
12. Для чего при аналоговом стереофоническом радиовещании из звуковых сигналов левого канала ( $A$ ) и правого канала ( $B$ ) формируются суммарный сигнал ( $A+B$ ) и разностный сигнал ( $A-B$ ) ?

13. Для чего в российской системе высококачественного аналогового стереовещания с полярной модуляцией (ПМ) используется вспомогательное поднесущее колебание ?
14. В чем отличие спектра полярно-модулированного колебания (ПМК) от спектра комплексного стереосигнала (КСС) в системе с ПМ ?
15. Для чего в системе с ПМ поднесущее колебание подавляется на  $14 \text{ дБ}$  ?
16. Почему в системе с ПМ перевод передатчика из режима монопередачи в режим стереопередачи приводит к уменьшению громкости звучания монофонических приемников в  $1,25$  раза ?
17. Какова постоянная времени цепи предыскажений звуковых частот в передатчиках (цепи компенсации предыскажений звуковых частот в приемниках) в системе с ПМ ?
18. Какова максимальная величина девиации частоты передатчиков в системе с ПМ ?
19. Какова величина поднесущей частоты в системе с ПМ ?
20. Какова величина максимальной звуковой частоты в системе с ПМ ?
21. Какова величина максимальных индексов модуляции полярно-модулированного колебания в системе с ПМ ?
22. Каковы недостатки полярного детектора ?
23. Каковы недостатки суммарно-разностного стереодекодера КСС, применяемого в приемниках системы с ПМ ?
24. Каковы недостатки ключевого стереодекодера КСС, применяемого в приемниках системы с ПМ ?
25. Почему для системы с ПМ нелинейные искажения сигнала в суммарно-разностном стереодекодере меньше, чем в стереодекодере с полярным детектором ?
26. От каких параметров системы радиовещания зависит величина переходного затухания между каналами стереопары ?
27. Какие условия должны быть созданы, чтобы переходное затухание между каналами стереопары было бесконечно большим ?
28. Для чего в американской системе высококачественного аналогового стереовещания используется вспомогательное колебание, называемое пилот-тоном (ПТ) ?
29. Чем отличается вид спектра КСС системы с ПТ от вида спектра КСС системы с ПМ ?
30. Почему в системе с ПТ перевод передатчика из режима монопередачи в режим стереопередачи приводит к уменьшению громкости звучания монофонических приемников в  $1, (1)$  раза ?
31. Какова постоянная времени цепи предыскажений звуковых частот в передатчиках (цепи компенсации предыскажений звуковых частот в приемниках) в системе с ПТ ?
32. Какова максимальная величина девиации частоты передатчиков в системе с ПТ ?
33. Какова величина частоты пилот-тона в системе с ПТ ?
34. Какова величина максимальной звуковой частоты в системе с ПТ ?
35. Какова величина максимальных индексов модуляции каналов  $A$  и  $B$  в системе с ПТ ?
36. Почему в передатчике системы с ПТ в канале разностного звукового сигнала ( $A-B$ ) используется балансный модулятор (БМ), а не амплитудный модулятор (АМ), как в системе с ПМ ?
37. Почему синхронный полярный детектор приемника системы с ПТ обеспечивает меньшие нелинейные искажения при детектировании стереосигнала, чем полярный детектор приемника системы с ПМ ?

38. Почему суммарно-разностный синхронный детектор приемника системы с ПТ обеспечивает меньшие нелинейные искажения при детектировании стереосигнала, чем суммарно-разностный детектор приемника системы с ПМ ?
39. Почему при переходе от моноприема к стереоприему зона обслуживания принимаемой радиостанции уменьшается ?
40. Какое дополнительное оборудование содержит передатчик, обеспечивающий формирование уплотненного комплексного стереосигнала (УКСС) системы стереовещания с расширенной зоной обслуживания (системы FMX) ?
41. Почему размеры зон обслуживания радиостанций системы FMX при стереоприеме (если используются приемники системы FMX) приблизительно такие же, как и при моноприеме ?
42. Какой вид модуляции используется в передатчике фирмы Motorola для стереофонического радиовещания в диапазоне средних волн ?
43. Какова величина максимальных индексов модуляции каналов  $A$  и  $B$  системы стереофонического радиовещания в диапазоне средних волн фирмы Motorola ?
44. В каком случае возможен прием стереофонического сигнала (формируемого по принципу фирмы Motorola) определенной радиостанции обычным монофоническим средневолновым приемником ?

## 11. Цифровая связь и цифровое вещание

**11.1. Цифровое представление аналоговых сигналов.** Среди методов цифрового представления сигналов широко распространена импульсно-кодовая модуляция (ИКМ). При ИКМ аналого-цифровое преобразование (АЦП) состоит из трех операций: дискретизации, квантования и кодирования квантованных отсчетов сигнала  $m$ -разрядными кодовыми словами (последовательностью импульсов) [32,33].

**11.1.1. Дискретизация аналогового сигнала по времени.** На практике применяются различные АЦП — АЦП последовательных приближений, интегрирующие АЦП и др., в составе которых имеются устройства выборки и хранения [13]. Принцип работы любого АЦП при ИКМ может быть охарактеризован обобщенной функциональной схемой рис. 11.1. Входной аналоговый сигнал  $S_{ex}(t)$  ограничивается по полосе ФНЧ и перемножается в Пм с тактовыми импульсами дискретизации  $S_{уд}(t)$  длительностью  $\tau_d$ , поступающими от *генератора импульсов дискретизации* (ГИД). В Пм происходит дискретизация аналогового сигнала по времени. На выходе Пм образуется сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ-сигнал)

$$S_{АИМ}(t) = S_{ex}(t) S_{уд}(t). \quad (11.1)»$$

Процесс образования сигнала  $S_{АИМ}(t)$  изображен на рис.11.2,а,е,д (на рис.11.2,б  $S_{АИМ}(iT_{\Delta})$  – амплитуда АИМ-сигнала, соответствующая  $i$ -му отсчету или  $i$ -му периоду частоты дискретизации,  $i=0,1,2,3, \dots$ ).  $S_{АИМ}(t)$  является *дискретным сигналом* и представляет собой последовательность отсчетов сигнала  $S_{вх}(t)$  с *периодом дискретизации*  $T_{\Delta}$ .

Из теоремы В.А. Котельникова известно, что частота дискретизации  $F_{\Delta}=1/T_{\Delta}$  должна удовлетворять условию  $F_{\Delta}/F_{в} \geq 2$ , где  $F_{в}$  – верхняя частота спектра сигнала  $S_{вх}(t)$ .

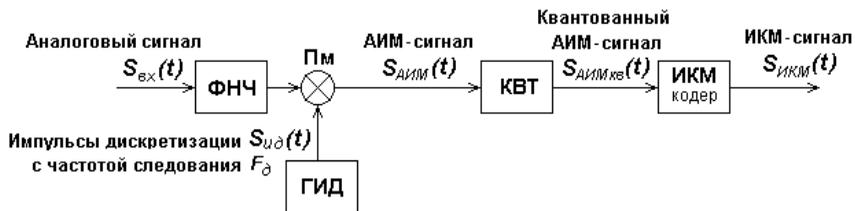


Рис. 11.1. Функциональная схема одноканального устройства, осуществляющего импульсно-кодовую модуляцию (аналого-цифровое преобразование)

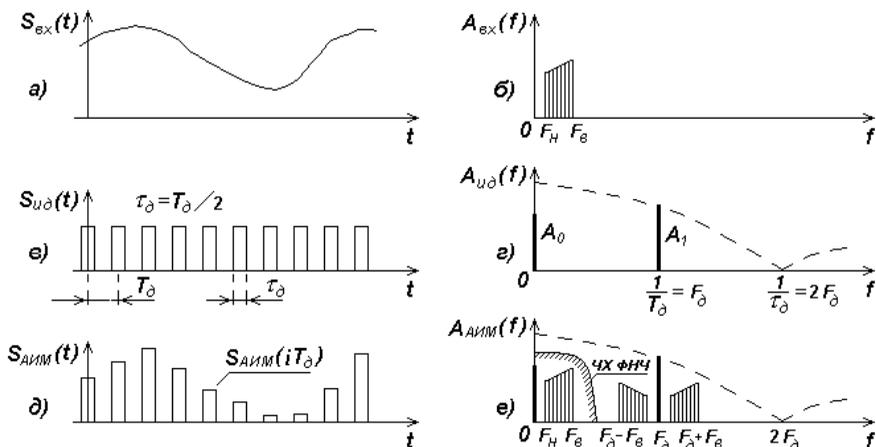


Рис. 11.2. Однополярный аналоговый сигнал (а) и его спектр (б); последовательность импульсов длительностью  $\tau_{\Delta} = T_{\Delta}/2$  (в) и их спектр (г); однополярный АИМ-сигнал (д) и его спектр (е)

Определим структуру спектра АИМ-сигнала. Предположим, что импульсы дискретизации имеют *единичную амплитуду*. Тогда

последовательность импульсов дискретизации может быть представлена рядом Фурье:

$$S_{ud}(t) = \left( \frac{\tau_{\partial}}{T_{\partial}} \right) \left( C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos k 2 \pi F_{\partial} t \right), \quad (11.2)$$

где  $C_0 = 1$ ;  $C_k = [2 \sin(k \pi \tau_{\partial} / T_{\partial})] / (k \pi \tau_{\partial} / T_{\partial})$ .

Из (11.1) следует, что спектр периодической импульсной последовательности является линейчатым и содержит компонент

$$S_0 = (\tau_{\partial} / T_{\partial}) C_0 \text{ с нулевой частотой и компоненты } S_k = (\tau_{\partial} / T_{\partial}) \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos k 2 \pi F_{\partial} t$$

с частотой дискретизации и ее гармоник ( $k F_{\partial} = k / T_{\partial}$ ). При  $\tau_{\partial} = T_{\partial} / 2$  основные составляющие спектра периодической импульсной последовательности представлены на рис.11.2,г.

Предположим для простоты, что входной сигнал *однополярный и однотоновый, имеет единичную амплитуду и уровень громкости  $m$* :

$S_{ex}(t) = (1 + m \cos 2 \pi F t)$ . Тогда

$$S_{AIM}(t) = (1 + m \cos 2 \pi F t) \left( \frac{\tau_{\partial}}{T_{\partial}} \right) \left( 1 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos k 2 \pi F_{\partial} t \right) =$$

$$= \left( \frac{\tau_{\partial}}{T_{\partial}} \right) \left\{ 1 + m \cos 2 \pi F t + \sum_{k=1}^{\infty} [C_k \cos k 2 \pi F_{\partial} t + (m C_k / 2) \cos 2 \pi (k F_{\partial} \pm F) t] \right\}. \quad (11.3)$$

Из (11.3) следует, что спектр однополярного АИМ-сигнала содержит компонент  $(\tau_{\partial} / T_{\partial})$  с нулевой частотой; компонент  $(\tau_{\partial} / T_{\partial}) m \cos 2 \pi F t$  с частотой входного сигнала; высокочастотные компоненты

$(\tau_{\partial} / T_{\partial}) \sum_{k=1}^{\infty} [C_k \cos k 2 \pi F_{\partial} t]$  с гармониками частоты дискретизации; компоненты

$(\tau_{\partial} / T_{\partial}) \sum_{k=1}^{\infty} [(m C_k / 2) \cos 2 \pi (k F_{\partial} \pm F) t]$ , расположенные вокруг гармоник частоты дискретизации.

Полученные результаты можно распространить на случай *широкополосного входного сигнала  $S_{ex}(t)$ , имеющего полосу частот от  $F_n$  до  $F_g$*  (рис.11.2,а,б). При этом вид однополярного АИМ-сигнала во временной области и его спектр изображены на рис.11.2,д,е.

Демодуляция АИМ-сигнала в приемнике возможна с помощью ФНЧ, имеющего частоту среза  $F_g$  (частотная характеристика демодулирующего

фильтра показана на рис.11.2,е). Искажения при демодуляции будут тем меньше, чем больше затухание фильтра для полос ( $k F_0 \pm F$ ), наиболее опасной из которых является нижняя боковая ( $F_0 - F$ ). Поэтому на практике обычно принимают  $F_0 / F_с \approx 2,1$ . Например, в цифровой телефонии  $F_0 / F_с \approx 2,35$  ( $F_0 = 8 \text{ кГц}$  при  $F_с = 3,4 \text{ кГц}$ ), в цифровом радиовещании  $F_0 / F_с \approx 2,13$  ( $F_0 = 32 \text{ кГц}$  при  $F_с = 15 \text{ кГц}$ ), в системах компакт-диск  $F_0 / F_с \approx 2,21$  ( $F_0 = 44,1 \text{ кГц}$  при  $F_с = 20 \text{ кГц}$ ), в студийных цифровых магнитофонах  $F_0 / F_с \approx 2,18$  ( $F_0 = 48 \text{ кГц}$  при  $F_с = 22 \text{ кГц}$ ).

Дискретный АИМ-сигнал имеет недостаток - шумы и помехи канала передачи накладываются на модулированные импульсы и изменяют их форму. Если при передаче АИМ-сигнала на большие расстояния используются ретрансляторы сигнала, то искажения импульсов на отдельных участках линии связи складываются.

Существенное уменьшение действия шумов и помех линий передачи может быть достигнуто при использовании *цифровых сигналов*. Большое распространение в технике связи получил *бинарный цифровой сигнал с импульсно-кодовой модуляцией* (ИКМ-сигнал), имеющий два уровня: «0» и «1». ИКМ-сигнал получают путем представления дискретных отсчетов амплитуд АИМ-сигнала кодовыми словами, состоящими из вполне определенной последовательности нулей и единиц.

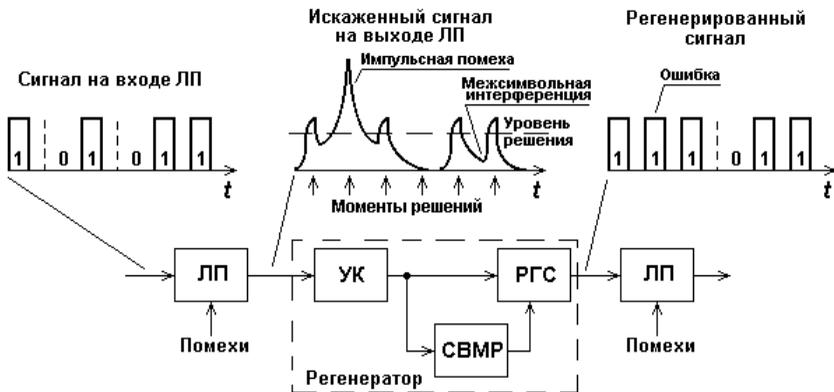


Рис. 11.3. Регенерация цифрового сигнала в линии передачи (ЛП):  
 УК — усилитель-корректор; СВМР — схема выработки момента решения;  
 РГС — регенерирующая схема

ИКМ-сигнал допускает свою регенерацию. *Регенерация ИКМ-сигнала*

заключается в восстановлении искаженной формы его импульсов до первоначального вида (рис.11.3) и может быть проведена многократно (в каждом ретрансляторе). Регенерация цифрового сигнала практически полностью исключает действие шумов канала передачи. Возможные ошибки в ИКМ-сигнале, возникающие, например, из-за импульсных помех, могут быть обнаружены и исправлены с использованием методов помехоустойчивого кодирования (см. подраздел 11.2).

Для получения ИКМ-сигнала сначала АИМ-сигнал квантуется по уровню в квантователе (КВТ), а затем кодируется в ИКМ-коде (см. рис.11.1).

**11.1.2. Равномерное квантование сигнала по уровню. Шумы квантования. Кодирование дискретного сигнала. Динамический диапазон цифрового тракта.** Операция квантования заключается в замене амплитуд АИМ-сигнала  $S_{АИМ}(iT_0) \sim U_{АИМ}(iT_0)$  ближайшими разрешенными дискретными уровнями квантования  $S_{АИМкв}(iT_0) \sim U_{АИМкв}(iT_0)$ , определяемыми амплитудной характеристикой квантующего устройства.

На рис.11.4,а в качестве примера изображена амплитудная характеристика квантующего устройства для однополярных сигналов, имеющая восемь уровней квантования: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. Расстояние между ближайшими разрешенными уровнями выходного сигнала квантователя называется *шагом квантования* ( $\Delta$ ). Если шаг квантования между любыми уровнями одинаков, то *шкала квантования* называется *равномерной (линейной)*, а квантователь - *равномерным (линейным)*.

При подаче на вход квантователя АИМ-сигнала (рис.11.4,б) на его выходе образуются импульсы строго определенной амплитуды  $U_{АИМквj}(iT_0)$ , соответствующие  $j$ -му уровню квантования, если  $(U_{АИМквj} - \Delta/2) \leq U_{АИМ}(iT) \leq (U_{АИМквj} + \Delta/2)$  (рис.11.4,в). При этом возникает *ошибка квантования* ( $\delta_{кв}$ ), представляющая разность между значением дискретного сигнала  $U_{АИМ}(iT_0)$  и квантованным значением сигнала  $U_{АИМкв}(iT_0)$ :

$$\delta_{кв} = U_{АИМ}(iT_0) - U_{АИМкв}(iT_0). \quad (11.4)$$

Зависимость ошибки квантования от уровня входного сигнала квантователя изображена на рис.11.4,г.

Из-за ошибки квантования амплитуды выходного дискретного сигнала

квантователя  $U_{АИМ\text{кв}}(iT_\Delta)$  отличаются от амплитуд дискретного сигнала  $U_{АИМ}(iT_\Delta)$  на входе квантователя, что эквивалентно искажению исходного сигнала  $S_{\text{вх}}(t)$ . Ошибка квантования зависит от величины шага квантования и во временной области представляют собой функцию с резкими скачками (рис.11.5). Поэтому спектр квантованного АИМ-сигнала расширяется и его соседние боковые полосы (см. рис.11.2,е) будут накладываться друг на друга. При демодуляции сигнала  $S_{АИМ\text{кв}}(t)$  в приемнике в полосу пропускания ФНЧ попадут составляющие спектра искажений от квантования, распределение которых в полосе пропускания ФНЧ при широкополосном сигнале  $S_{\text{вх}}(t)$  близко к равномерному. Эти искажения от квантования называют *шумами квантования*.

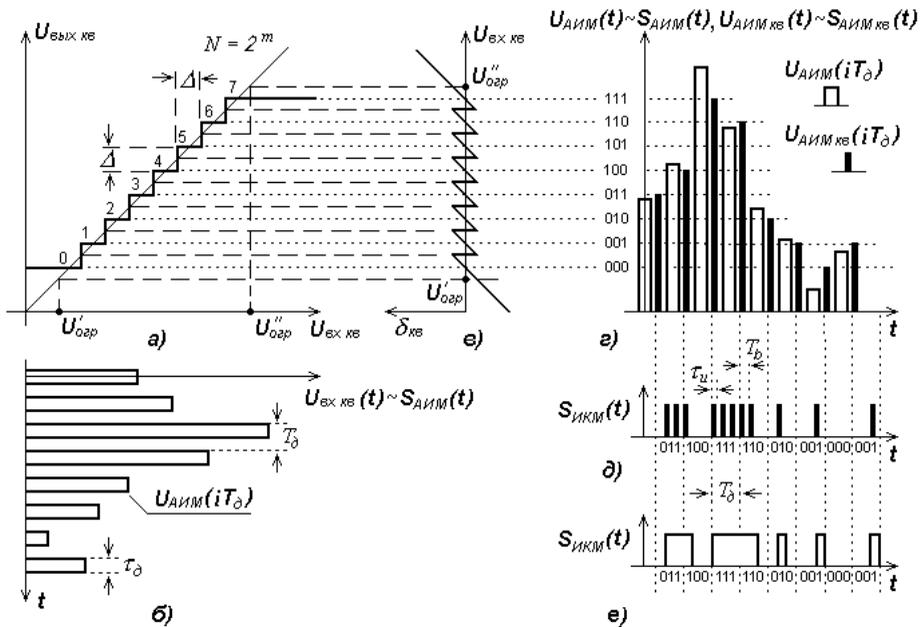


Рис. 11.4. Амплитудная характеристика квантователя однополярного сигнала с равномерным шагом квантования (а); последовательность входных импульсов квантователя  $U_{АИМ}(t)$  (б); зависимость ошибки квантования  $\delta_{кв}$  от уровня входного сигнала (в); последовательности входных  $U_{АИМ}(t)$  и выходных  $U_{АИМ\text{кв}}(t)$  импульсов квантователя (г); последовательность ИКМ-импульсов ВН (с возвращением к нулю) на выходе кодера при скважности  $T_b / \tau_u = 2$  (д); последовательность ИКМ-импульсов БВН (без возвращения к нулю) на выходе кодера при скважности  $T_b / \tau_u = 1$  (е)

При равномерной шкале квантования *мощность шумов квантования* на сопротивлении  $1 \text{ Ом}$  ( $P_{ш\text{ кв}}$ ) равна среднеквадратическому значению ошибки квантования [17,29]. Если число уровней квантования велико ( $N > 100$ ), то можно считать, что ошибка квантования в пределах  $(-\Delta/2) \leq \delta_{\text{кв}} \leq (\Delta/2)$  имеет равномерную функцию плотности вероятности  $p(\delta_{\text{кв}}) = 1/\Delta$ . Тогда в линейной области работы квантователя ( $U'_{огр} < U_{\text{вх кв}} < U''_{огр}$ )

$$P_{ш\text{ кв}} = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \delta_{\text{кв}}^2 p(\delta_{\text{кв}}) d\delta_{\text{кв}} = (1/\Delta) \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \delta_{\text{кв}}^2 d\delta_{\text{кв}} = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (11.5)$$

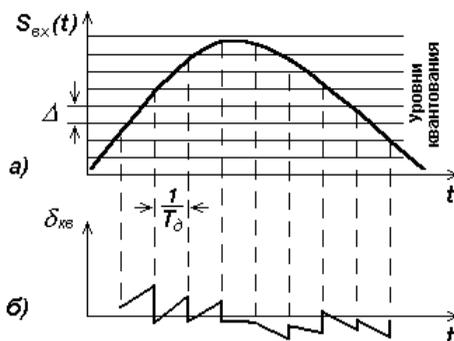


Рис. 11.5. Изменение во времени аналогового сигнала (а) и ошибки квантования (б)

Мощность сигнала на сопротивлении  $1 \text{ Ом}$

$$P_c = U_{\text{вх срк}}^2, \quad (11.6)$$

где  $U_{\text{вх срк}}$  – среднеквадратичное (действующее, эффективное) значение входного напряжения.

Тогда отношение *сигнал-шум (С/Ш) квантования* на выходе квантователя

$$P_c / P_{ш\text{ кв}} = \gamma_{\text{кв}} = 12 (U_{\text{вх срк}}^2 / \Delta^2). \quad (11.7)$$

Поскольку  $P_{ш\text{ кв}}$  определяется только шагом квантования  $\Delta$  и не зависит от мощности входного сигнала, отношение  $P_c / P_{ш\text{ кв}}$  линейно растет с увеличением  $P_c$  до тех пор, пока  $P_c / P_{c\text{ max}} \leq 0 \text{ дБ}$  (рис.11.6), где  $P_{c\text{ max}}$  – мощность входного сигнала, соответствующая порогу ограничения.

Порог ограничения определяется напряжениями ограничения  $U'_{огр}$  и  $U''_{огр}$  (см. рис.11.4,а). При превышении входным сигналом порогов ограничения ( $U_{вх кв} < U'_{огр}$  или  $U_{вх кв} > U''_{огр}$ ) возникают шумы ограничения  $P_{ш огр}$  и защищенность от суммарного влияния шумов квантования и ограничения уменьшается.

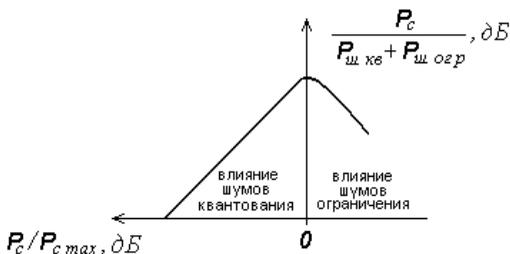


Рис. 11.6. Зависимость отношения  $C/Ш$  при равномерном квантовании

Для амплитудной характеристики квантователя *однополярного АИМ-сигнала* (например, телевизионного видеосигнала яркости) *число уровней квантования* (см. рис.11.4)

$$N = (U''_{огр} - U'_{огр}) / \Delta, \quad (11.8)$$

а разность между напряжениями ограничения

$$(U''_{огр} - U'_{огр}) = k_{и пик} U_{вх срк}, \quad (11.9)$$

где  $k_{и пик} U_{вх срк}$  — квазимаксимальное значение однополярного входного напряжения квантователя;

$k_{и пик}$  — пик-фактор сигнала по напряжению.

С учетом (11.8) - (11.9) из (11.7) следует, что *максимальная защищенность от шумов квантования для однополярного сигнала*

$$\gamma_{кв max} = P_{с max} / P_{ш кв} = 12 N^2 / k_{и пик}^2 \quad \text{или}$$

$$\gamma_{кв max} [\text{дБ}] = 20 \lg(N / k_{и пик}) + 10 \lg(12) \approx 20 \lg(N / k_{и пик}) + 10,8. \quad (11.10)$$

При *кодировании дискретных отсчетов*  $U_{АИМ кв}(iT_0)$  двоичной кодовой комбинацией (кодовым словом) с  $m$  разрядами (символами, битами) число возможных уровней квантования для однополярного сигнала

$$N = 2^m. \quad (11.11)$$

Если, например,  $m=3$ , то число уровней квантования  $N=2^3=8$  (см. рис.11.4,а, уровни  $0,1,2,3,4,5,6,7$ ), причем каждый уровень кодируется в ИКМ-кодере *трехразрядным двоичным числом или кодовым словом* ( $000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111$ , рис.11.4,б). На выходе ИКМ-кодера образуется *импульсно-кодовая цифровая последовательность*, вид которой при разных величинах скважности изображен на рис.11.4,д,е. Если  $T_b/\tau_u > 1$  (где  $T_b$  – длительность бита), то последовательность называют последовательностью с *возвращением к нулю* (ВН или RZ — Return to Zero), если  $T_b/\tau_u = 1$  — последовательностью без возвращения к нулю (БВН или NRZ — Nonreturn to Zero).

Из (11.10) с учетом (11.11) следует, что при равномерном квантовании для однополярного сигнала:

$$\gamma_{кв\max} [\text{дБ}] \approx 6m - 20 \lg(k_{и\text{тик}}) + 10,8. \quad (11.12)$$

Для *двухполярного сигнала* используют квантующие устройства с симметричной относительно начала координат амплитудной характеристикой (рис.11.7).

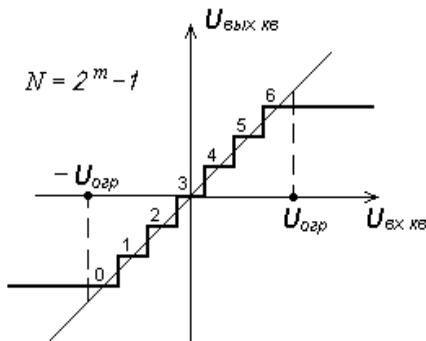


Рис. 11.7. Амплитудная характеристика квантователя двухполярного сигнала с равномерным шагом квантования

Для такой характеристики (при большом числе уровней квантования  $N$ ):

$$N = 2U_{огр} / \Delta - 1 \approx 2U_{огр} / \Delta; \quad (11.13)$$

$$U_{огр} = k_{и\text{тик}} U_{вх\text{срк}};$$

$$\gamma_{кв\max} = 3N^2 / k_{и\text{тик}}^2 \quad \text{или}$$

$$\gamma_{кв\max} [\text{дБ}] = 20 \lg(N / k_{и\text{тик}}) + 10 \lg(3) \approx 20 \lg(N / k_{и\text{тик}}) + 4,8. \quad (11.14)$$

Число уровней квантования для симметричной амплитудной характеристики  $N' = 2^m - 1$ , однако при большом числе уровней  $N' \approx N = 2^m$ . Тогда для двухполярного сигнала

$$\gamma_{кв\ max} [\text{дБ}] \approx 6m - 20 \lg(k_{интук}) + 4,8. \quad (11.15)$$

Для двухполярного гармонического сигнала  $k_{интук} = \sqrt{2}$  и

$$\gamma_{кв\ max} [\text{дБ}] \approx 6m + 1,8 \approx 6m + 2. \quad (11.16)$$

Во избежание ограничения сигнала при квантовании квазимаксимальное значение сигнала выбирается меньше порога ограничения на некоторое значение  $\Delta U$  (обычно выбирается величина  $\Delta U = 6 \text{ дБ}$ ). При этом защищенность от шумов квантования снижается на это значение.

Из (11.14) - (11.16) следует, что при равномерном квантовании в случае увеличения числа разрядов  $m$  на единицу отношение  $P_c / P_{ш\ кв}$  повышается на  $6 \text{ дБ}$ . В то же время переход, например, от 15-разрядного кодового слова к 16-разрядному означает увеличение скорости передачи информации всего лишь на  $6,7\%$ . Это свойство является важнейшей особенностью ИКМ с равномерным квантованием. Ни один другой способ кодирования не позволяет так заметно улучшить отношение  $S/\text{Ш квантования}$  за счет сравнительно небольшого увеличения скорости передачи.

Выражение (11.16) позволяет оценить величину динамического диапазона цифрового тракта ( $D_{ЦТ}$ ). На практике при формировании высококачественного звукового сигнала в студийных цифровых магнитофонах используют 16-разрядное равномерное квантование (размер кодового слова системы «компакт-диск»). При этом из (11.16) для гармонического сигнала  $\gamma_{кв\ max} \approx 98 \text{ дБ}$ . Динамический диапазон цифрового тракта для гармонического сигнала

$$D_{ЦТ} \approx \gamma_{кв\ max} - D_{ЦАП-АЦП} - D_{ш\ озр} = 98 - 2 - 6 = 90 \text{ дБ}, \quad (11.17)$$

где  $D_{ЦАП-АЦП}$  – уменьшение динамического диапазона из-за погрешностей аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований ( $D_{ЦАП-АЦП} \approx 2 \text{ дБ}$  на одну ступень ЦАП - АЦП);

$D_{ш\ озр}$  – уменьшение динамического диапазона для исключения возможности появления шумов ограничения ( $D_{ш\ озр} \approx 6 \text{ дБ}$ ).

Если учесть необходимость маскировки шумов квантования полезным сигналом (защитное отношение  $\gamma_{нор}$  должно быть не менее  $20 \text{ дБ}$ ), то динамический диапазон гармонического сигнала на входе цифрового тракта не должен превышать величины  $D_{зар} \approx D_{ЦТ} - \gamma_{нор} = 90 - 20 = 70 \text{ дБ}$ . Считают, что и для реальных звуковых сигналов (негармонических) динамический диапазон не должен превышать этой величины.

**11.1.3. Скорость передачи цифрового потока** (цифрового сигнала)  $f_b$  при ИКМ определяется числом двоичных символов ( $n$ ), передаваемых за определенный промежуток времени  $\Delta t$  {см. формулу (7.4)}. При *одноканальной* передаче удобно брать для рассмотрения промежуток времени, равный периоду дискретизации:  $\Delta t = T_\delta$ . За это время передается одно кодовое слово, содержащее  $m$  двоичных символов (см. рис.11.4,д,е). Тогда с учетом (11.11)

$$f_b [\text{бит} / \text{с}] = n / \Delta t = m / T_\delta = m F_\delta = F_\delta \log_2 N. \quad (11.18)$$

Из (11.18) следует, что скорость передачи цифрового потока  $f_b$  прямо пропорциональна значению  $F_\delta$ . Для уменьшения  $f_b$  желательно снижать частоту дискретизации. Однако низкое значение  $F_\delta$  может привести к уменьшению допустимой верхней частоты звукового сигнала  $F_\theta$  и, как следствие, к снижению качества звука. Поэтому значение  $F_\delta$  выбирают исходя из компромисса между требуемым качеством звуковоспроизведения и допустимой скоростью цифрового потока. Кроме того, частота дискретизации высококачественного звукового сигнала вещания должна быть кратна частоте дискретизации телефонного сигнала. Это необходимо для организации передачи сигналов вещания по телефонным линиям связи. В связи с этим для сигналов вещания частота дискретизации выбрана равной  $32 \text{ кГц}$ , что соответствует учетверенному значению частоты дискретизации цифровых телефонных систем связи.

**11.1.4. Неравномерное квантование. Мгновенное компандирование.** Из зависимости рис.11.6 видно, что наихудшая защищенность от шумов квантования имеет место при малых уровнях мощности сигнала. Ее улучшение возможно путем уменьшения шага квантования  $\Delta$ . Однако для сильных сигналов при малом  $\Delta$  отношение  $P_c / P_{ш\text{ кв}}$  будет излишне высоким. Кроме того, уменьшение  $\Delta$  потребует большего числа уровней квантования  $N$  и увеличения разрядности кода  $m$ , поскольку из (11.13) следует

$$m = \log_2 N. \quad (11.19)$$

Увеличение разрядности кода приводит к уменьшению скорости передачи цифрового потока, к усложнению и удорожанию аппаратуры. Для исключения этих недостатков применяют *неравномерное (нелинейное) квантование*, шаг которого непостоянен: для малого уровня сигнала шаг квантования мал, а с увеличением уровня сигнала шаг квантования увеличивается (рис.11.8,а). Неравномерное квантование позволяет обеспечить высокое отношение  $P_c / P_{ш\text{ кв}}$  для слабых сигналов и определенное его уменьшение для сильных сигналов.

*Неравномерный квантователь* (НКВТ) может быть построен на основе компрессора (КМПР) с нелинейной амплитудной характеристикой  $y = U_{\text{вых}} / U_{\text{вых max}}$  и равномерного квантователя (РКВТ, рис.11.8,в,г). Для обеспечения линейности системы передачи на приемной стороне необходимо иметь *экспандер* (ЭКСП) с амплитудной характеристикой  $y_э$ , противоположной амплитудной характеристике компрессора:  $y \cdot y_э = 1$ . Систему шумопонижения, в состав которой входят компрессор и экспандер, как известно, называют *компандерной системой шумопонижения*.

Найдем *оптимальный вид характеристики компрессии (оптимальный закон сжатия)*, при которой для разных уровней входного сигнала отношение *сигнал/шум квантования* постоянно ( $\gamma_{\text{кв}} = \text{const}$ ).

На основе (11.7) для неравномерного квантования с *неравномерным шагом квантования*  $\Delta_n$

$$\gamma_{\text{квн}} = P_c / P_{ш\text{ кв}} = 12 (U_{\text{вх срк}}^2 / \Delta_n^2). \quad (11.20)$$

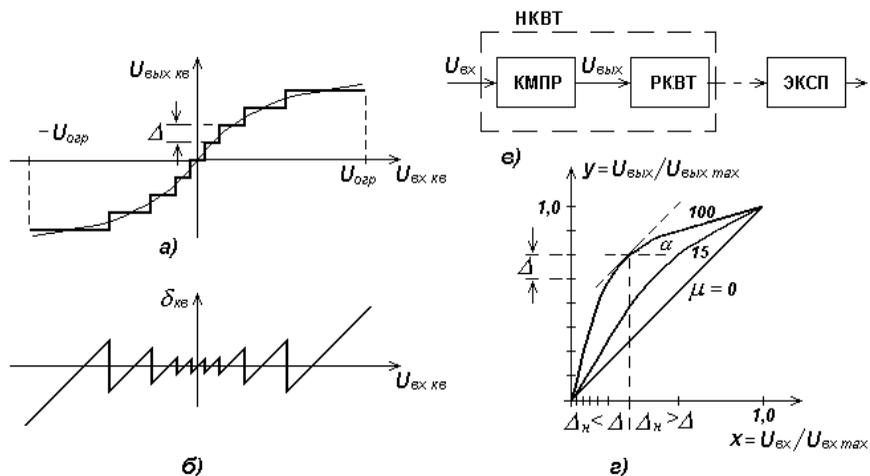


Рис. 11.8. Амплитудная характеристика НКВТ (а); зависимость ошибки квантования от уровня входного сигнала (б); структурная схема компандерной системы передачи, содержащей компрессор (КМПР), равномерный квантователь (РКВТ) и экспандер (ЭКСП) (в); характеристика компрессии для разных величин коэффициента  $\mu$  (г)

Из (11.20) следует, что для обеспечения  $\gamma_{квн} = const$  неравномерный шаг квантования  $\Delta_n$  должен возрастать пропорционально напряжению входного сигнала. Такая *шкала квантования* называется *пропорциональной*. Пропорциональную шкалу квантования можно получить, если характеристика компрессии (рис.11.8,г) удовлетворяет уравнению

$$\frac{x}{\Delta_n} = c = \frac{x}{\Delta} \cdot \frac{dy}{dx} = \frac{x}{\Delta} \operatorname{tg} \alpha, \quad (11.21)$$

где  $c$  – некоторая константа;

$\alpha$  – угол наклона касательной к характеристике компрессии, зависящий от значения входного сигнала.

Из (11.21)  $x \cdot \frac{dy}{dx} = c \cdot \Delta = c_1$  (где  $c_1$  – некоторая константа), откуда

$dy = \frac{c_1}{x} dx$ . Интегрируя левую и правую часть этого выражения, получим *оптимальный закон компрессии* в виде

$$y = c_1 \ln x + c_2 = c_1 \ln x + c_1 \ln e^{(c_2/c_1)} = c_1 \ln [x e^{(c_2/c_1)}], \quad (11.22)$$

где  $c_2$  – некоторая константа.

Однако устройство с характеристикой компрессии вида (11.22) физически нереализуемо, поскольку при  $x \rightarrow 0$  (что соответствует входному напряжению  $U_{ex} \rightarrow 0$ )  $y \rightarrow -\infty$  (выходное напряжение  $U_{вых} \rightarrow -\infty$ ). На практике используют два других закона компрессии, отличающихся от оптимального, но достаточно близкие к нему:  $\mu$ -закон (аппаратура североамериканского и японского стандартов);  $A$ -закон (аппаратура европейского и российского стандартов).

$\mu$ -закон:

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}; \quad (11.23)$$

$A$ -закон:

$$y = \begin{cases} Ax / (1 + \ln A) & \text{при } 0 \leq x \leq 1 / A, \\ [1 + \ln(Ax)] / (1 + \ln A) & \text{при } 1 / A \leq x \leq 1, \end{cases} \quad (11.24)$$

где  $\mu, A$  – коэффициенты компрессии (коэффициенты сжатия);

$$0 \leq x \leq 1.$$

Уравнения (11.23) и (11.24) определяют характеристики компрессии в первом квадранте, в третьем квадранте их вид симметричен относительно точки с координатами (0,0).

Наиболее часто выбирают величины  $\mu = 100$ ,  $A = 87,6$ . Выбор таких величин неслучаен. Если  $\mu = 100$ , то характеристика компрессии аппроксимируется отрезками прямых с изломом в точках, соответствующих величинам  $y = 2/7; 3/7; \dots; 6/7$ . Если  $A = 87,6$ , то характеристика компрессии аппроксимируется отрезками прямых с изломом в точках, соответствующих величинам  $y = 2/8; 3/8; \dots; 7/8$  (см. ниже, рис.11.10).

Из (11.21) следует, что при пропорциональной шкале квантования отношение максимального шага квантования к минимальному:

$$\Delta_{H \max} / \Delta_{H \min} = \frac{(dy/dx)|_{x=0}}{(dy/dx)|_{x=1}} \quad (11.25)$$

Например, для зависимости (11.23)

$$\frac{dy}{dx} = \frac{\mu}{(1 + \mu x) \ln(1 + \mu)},$$

$$\Delta_{H \max} / \Delta_{H \min} = 1 + \mu. \quad (11.26)$$

Выбор величины  $\mu$  (или  $A$ ) оказывает большое влияние на  $\gamma_{кв}$ .

Увеличение  $\mu$  (или  $A$ ) улучшает  $\gamma_{квн}$  для слабых сигналов (при  $\Delta_n < \Delta$ , см. рис.11.7,з) и ухудшает для сильных сигналов (при  $\Delta_n > \Delta$ ).

Из (11.6), (11.20) и (11.21) следует, что *выигрыш компандирования*  $B_{\kappa}$  (увеличение  $\gamma_{квн}$  при переходе от равномерного шага квантования к неравномерному) характеризуется выражением

$$B_{\kappa} = \gamma_{квн} / \gamma_{кв} = \left( \Delta / \Delta_n \right)^2 = \left( dy / dx \right)^2. \quad (11.27)$$

Для  $\mu$ -закона с учетом (11.26)

$$B_{\kappa\mu} = \left[ \frac{\mu}{(1 + \mu x) \ln(1 + \mu)} \right]^2. \quad (11.28)$$

Для слабых сигналов ( $x \rightarrow 0$ )

$$B_{\kappa\mu} = \left[ \mu / \ln(1 + \mu) \right]^2 \quad \text{или}$$

$$B_{\kappa\mu}[\text{дБ}] = 10 \lg \left[ \mu / \ln(1 + \mu) \right]^2 = 20 \lg \left[ \mu / \ln(1 + \mu) \right]. \quad (11.29)$$

Аналогичным путем можно получить выражения для выигрыша компандирования при слабых сигналах для  $A$ -закона:

$$B_{\kappa A} = \left[ A / (1 + \ln A) \right]^2 \quad \text{или}$$

$$B_{\kappa A}[\text{дБ}] = 10 \lg \left[ A / (1 + \ln A) \right]^2 = 20 \lg \left[ A / (1 + \ln A) \right]. \quad (11.30)$$

Если  $\mu = 100$ , то  $B_{\kappa\mu} \approx 26,7$  дБ; если  $A = 87,6$ , то  $B_{\kappa A} \approx 24,1$  дБ. Отсюда следует, что при коэффициентах компрессии  $\mu = 100$  и  $A = 87,6$  выигрыши компандирования по  $\mu$ -закону и по  $A$ -закону приблизительно одинаковы.

В современных системах связи применяют цифровые компандеры и экспандеры. Плавная логарифмическая характеристика сжатия компандеров заменяется линейно-ломаной аппроксимирующей функцией (рис. 11.9). В зависимости от числа сегментов при аппроксимации и вида закона сжатия квазилогарифмическую линейно-ломаную характеристику компрессии обозначают буквой и двумя цифрами. Например, запись  $\mu 15 / 7$  означает, что используется 7-сегментная характеристика сжатия по  $\mu$ -закону при  $\mu = 15$ ; запись  $A 87,6 / 13$  означает, что используется 13-сегментная характеристика сжатия по  $A$ -закону при  $A = 87,6$ . В пределах одного сегмента шаг квантования постоянен, но при переходе к следующему — возрастает.

На рис. 11.10 приведены параметры характеристик компрессии  $A 87,6 / 13$  и  $\mu 100 / 11$ , определяющие шумы квантования при слабом сигнале, эквивалентные шумам при 14-разрядном равномерном квантовании. Рассмотрим первую из них, для второй рассуждения аналогичны.

Фактически характеристика  $A 87,6 / 13$  имеет шестнадцать сегментов, в каждом из которых 64 уровня квантования (общее число уровней квантования  $N = 64 \cdot 8 \cdot 2 = 1024 = 2^{10}$ ). Однако первые четыре сегмента ( $0 \leq |x| \leq 1/128$ ,  $1/128 < |x| \leq 1/64$ ) объединены в один сегмент 1(1), поскольку имеют одинаковую крутизну ( $S_{1(1)} = \Delta y / \Delta x = (1/8) / (1/128) = 16$ ). Этот сегмент соответствует малым уровням входного сигнала ( $|x| \leq 1/64$ ) и имеет  $(64 + 64) \cdot 2 = 256$  уровней квантования с наименьшим шагом  $\Delta_{н1}$ . В пределах первого сегмента происходит квантование сигнала при минимальных шумах, которые эквивалентны шумам при 14-разрядном равномерном квантовании ( $m_э = 14$ ), т.к.

$$N_{экв1(1)} = (64 + 64) \cdot 2 / (1/64) = 16384 = 2^{14} = 2^{m_э}. \quad (11.31)$$

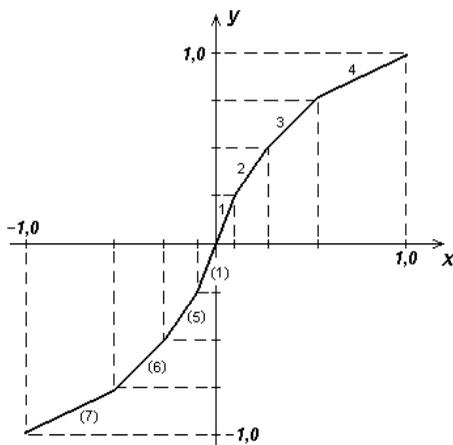


Рис. 11.9. Примерный вид линейно-ломаной характеристики компрессии  $\mu 15 / 7$

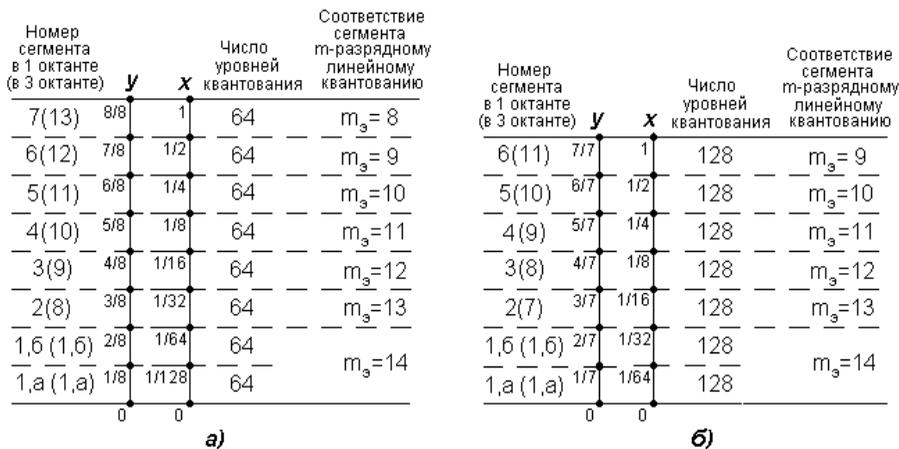


Рис.11.10. Параметры характеристик компрессии  $A 87,6 / 13$  (а) и  $\mu 100 / 11$  (б) с шумами квантования при слабом сигнале, эквивалентными шумам при 14-разрядном равномерном квантовании

Крутизна характеристики компрессии при переходе в каждый следующий сегмент [в 2(8), в 3(9), ..., в 7(13)] уменьшается в два раза:  $S_{2(8)} = (1/8)/(1/64) = 8$ ;  $S_{3(9)} = (1/8)/(1/32) = 4$  и т.д. При этом шаг квантования от сегмента к сегменту удваивается:

$$\Delta_{nk} = \Delta_{n1} \cdot 2^{(k-1)}, \quad (11.32)$$

где  $k$  – номер сегмента в первом октанте ( $k = 2, \dots, 7$ ).

Следовательно, сегмент 2(8) будет соответствовать 13-разрядному равномерному квантованию (поскольку  $N_{экр} 2(8) = (32 + 32 + 64) \cdot 2 / (1/32) = 8192 = 2^{13} = 2^{m_3}$ ), сегмент 3(9) — 12-разрядному и т.д.; последний сегмент 7(13) — 8-разрядному равномерному квантованию. При  $|x| > (1/64) \approx -36$  дБ шумы квантования будут возрастать пропорционально увеличению мощности сигнала, а отношение  $P_C / P_{шкв} \approx const$  (рис. 11.11, зависимость 2).

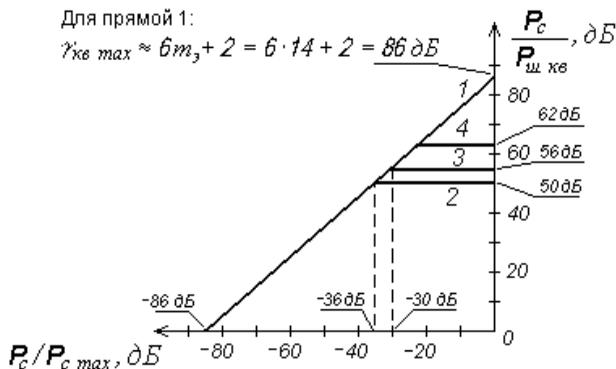


Рис. 11.11. Зависимости отношения  $C/Ш$  квантования от уровня гармонического входного сигнала:

- 1 - при равномерном 14-разрядном квантовании и общем числе уровней квантования  $N=16384$  ;
- 2 - при неравномерном квантовании с характеристикой компрессии  $A 87,6 / 13$  и  $N=1024$  ;
- 3 - при неравномерном квантовании с характеристикой компрессии  $\mu 100 / 11$  и  $N=1792$  ;
- 4 - при почти мгновенном компандировании с числом уровней квантования 512 у каждой из шкал (см. подраздел 11.1.5)

При использовании характеристики сжатия такого вида для передачи сигнала необходим 10-разрядный двоичный код (т.к. общее число уровней квантования  $N=1024=2^{10}$ ), хотя в соответствии с (11.31) разрешающая способность слабых сигналов соответствует 14-разрядному равномерному квантованию. Следовательно, характеристика компрессии  $A 86,7 / 13$  позволяет уменьшить разрядность кодового слова с 14 до 10 (14/10) и, как следствие, *снизить скорость цифрового потока* на  $(14-10)/14 \approx 28,6\%$ . При цифровом радиовещании с верхней частотой модуляции  $F_g=15 \text{ кГц}$  используется частота дискретизации  $F_\Delta=32 \text{ кГц}$ . Тогда скорость цифрового потока (без учета дополнительных бит для обнаружения и исправления возможных ошибок)  $f_b=mF_\Delta=10 \cdot 32=320 \text{ кбит/с}$  при монопередаче и  $640 \text{ кбит/с}$  при стереопередаче.

Любой отсчет характеристики компрессии может быть представлен непосредственно 10-разрядным кодовым словом. Однако такое представление неудобно тем, что максимальному отрицательному значению сигнала будет соответствовать кодовое слово со значащими битами в младших разрядах, а

максимальному положительному значению — кодовое слово со значащими битами в старших разрядах.

Поэтому на практике кодовое слово формируется следующим образом. Сначала определяется полярность сигнала и в зависимости от нее формируется символ первого разряда (0 или 1) кодового слова. Затем в двоичном коде кодируется номер сегмента, в пределах которого находится уровень входного сигнала. Для кодирования 8 сегментов (при положительной или при отрицательной полярности входного сигнала) характеристики  $A_{87,6}/13$  необходимы трехразрядные кодовые комбинации. Далее кодируется уровень сигнала в пределах сегмента. Для кодирования 64 уровней необходимы шестиразрядные кодовые комбинации ( $2^6 = 64$ ). Таким образом, общее число разрядов в сложном кодовом слове — десять, а структура кодового слова такова: первый разряд определяет полярность сигнала, следующие три разряда — номер сегмента, последние шесть — номер уровня в пределах сегмента.

На рис. 11.10,б приведены параметры характеристики компрессии  $\mu_{100}/11$  с  $N = 128 \cdot 14 = 1792$  уровнями квантования и разрешающей способностью для слабых сигналов ( $|\pm x| \leq 1/32 \approx -30$  дБ), соответствующей 14-разрядному равномерному квантованию. Очевидно, что для передачи цифрового сигнала в этом случае необходим 11-разрядный двоичный код. Следовательно, характеристика  $\mu_{100}/11$  позволяет снизить скорость цифрового потока на  $(14 - 11)/14 \approx 21,4\%$ . Зависимость отношения *С/Ш квантования* от уровня гармонического входного сигнала для этой характеристики отображается кривой 3 на рис. 11.11. При частоте дискретизации  $F_{\delta} = 32$  кГц скорость цифрового потока (без учета дополнительных бит для обнаружения и исправления возможных ошибок)  $f_b = mF_{\delta} = 11 \cdot 32 = 352$  кбит/с при монопередатке и 704 кбит/с при стереопередатке.

В аппаратуре цифровой телефонии ИКМ-30 используется характеристика компрессии  $A_{87,6}/13$  (рис. 11.12,а), имеющая общее количество уровней квантования  $N = 256 = 2^8$ . Формирование 8-разрядных кодовых слов в этом случае пояснено на рис. 11.12,б.



мгновенном компандировании шаг квантования зависит не от мгновенного значения сигнала, а от модуля максимального значения сигнала в течение  $1\text{ мс}$ . Допустимость этого определяется тем, что уровень звукового сигнала за  $1\text{ мс}$  изменяется сравнительно мало. Субъективно статистическими экспертизами установлено, что даже при интервале времени  $2\text{ мс}$  и частоте дискретизации  $F_D = 32\text{ кГц}$  (что соответствует выборке из  $64$  кодовых слов ( $M = 64$ )), динамические свойства почти мгновенного компандирования практически не влияют на качество передачи [10].

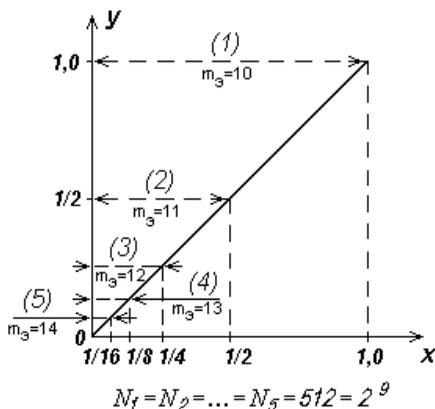


Рис. 11.13. Характеристика почти мгновенной компрессии для сигнала положительной полярности

Структурная схема кодера с адаптивным почти мгновенным компандированием изображена на рис. 11.14.



Рис. 11.14. Структурная схема кодера с адаптивным компрессором:

РКВТ — равномерный квантователь; ЦЛЗ — цифровая линия задержки;

ЦПр — цифровой преобразователь;

ОШК — определитель шкалы квантования почти мгновенного компандирования;

УО — устройство объединения (МХ — мультиплексор)

Процедура кодирования состоит в следующем. Сначала в блоке равномерного квантования (РКВТ) и ИКМ-кодере звуковой аналоговый сигнал преобразуется в цифровой сигнал с разрешающей способностью 14 бит/отсчет и частотой дискретизации 32 кГц. За время 1 мс в цифровой линии задержки (ЦЛЗ) запоминаются 32 отсчета, представленные 14-разрядными кодовыми словами (запоминается одна выборка с числом кодовых слов  $M = 32$ ). Затем в зависимости от значения модуля наибольшего по уровню отсчета внутри каждой выборки цифровым преобразователем (ЦПр) в каждом кодовом слове 4 разряда из 14 отбрасываются. Цифровым преобразователем управляет блок определения шкалы квантования (ОШК). Кроме того, блок ОШК один раз за 1 мс формирует в двоичном коде коэффициент масштаба, соответствующий выбранной шкале компандирования. В устройстве объединения (УО-МХ) происходит мультиплексирование цифровых отсчетов и масштабных коэффициентов.

Если модуль наибольшего отсчета выборки соответствует диапазону  $1/2 < |\pm x| \leq 1$  (большой уровень сигнала), отбрасываются четыре младших разряда и все кодовые слова квантуются с максимальным шагом квантования. Отбрасывание трех младших разрядов и одного старшего ( $1/4 < |\pm x| \leq 1/2$ ) соответствует уменьшению шага квантования в 2 раза, двух старших и двух младших ( $1/8 < |\pm x| \leq 1/4$ ) — в 4 раза, трех старших и одного младшего ( $1/16 < |\pm x| \leq 1/8$ ) — в 8 раз, а четырех старших ( $0 \leq |\pm x| \leq 1/16$ ) — в 16 раз.

Процедура преобразования кодовых слов 14/10 поясняется рис.11.15, где буква «х» обозначает любой символ (0 или 1), буквы «a,b,c,d» в младших битах (разрядах) кодового слова также могут принимать значения 0 или 1. Старший значащий бит (MSB) определяет полярность сигнала. Выделенные квадраты определяют передаваемые биты, не выделенные - непередаваемые биты. Заметим, что при передаче кодовых слов проводится инвертирование символов, соответствующих отрицательной полярности сигнала (вместо 0 передается 1, вместо 1 передается 0). Это необходимо для получения квазилинейной цифровой последовательности (квазилинейного кода), когда число нулей и единиц за определенный промежуток времени примерно одинаково.



Почти мгновенное компандирование  $14/10$  применяется, например, в системе *NICAM-728*, предназначенной для цифровой передачи двух монофонических программ или одной стереофонической программы в наземном или спутниковом телевидении (см. подраздел 11.4).

### **11.1.6. Преобразование кодовых слов $16/14$ с плавающей запятой.**

Высококачественный звуковой сигнал в студии («студийный звуковой сигнал») при цифровой записи дискретизируется с частотой  $48 \text{ кГц}$  и кодируется с равномерным 16-битовым разрешением. Поскольку при цифровом радиовещании частота дискретизации  $32 \text{ кГц}$ , а исходные кодовые слова имеют разрешение  $14 \text{ бит}$ , то необходимо изменение частоты дискретизации (см. подраздел 11.1.8) и преобразование разрядности кодовых слов с  $16 \text{ бит}$  до  $14 \text{ бит}$ . Преобразование  $16/14$  используется, в частности, при цифровом спутниковом радиовещании (DSR - Digital Satellite Radio, см. подраздел 11.5). Такое преобразование проводят  $16/14$ -битовой техникой с плавающей запятой. Алгоритм преобразования  $16/14$  изображен на рис.11.16.

При преобразовании  $16/14$  так же, как и при почти мгновенном компандировании, внутри временных окошечек длительностью  $2 \text{ мс}$  находятся максимальные значения модулей амплитуд сигналов левого и правого каналов стереопары. По найденным значениям модулей определяются и передаются (вместе с блоком из  $128$  отсчетов сигналов) один раз за  $2 \text{ мс}$  масштабные коэффициенты для  $64$  отсчетов сигнала левого канала и  $64$  отсчетов сигнала правого канала.

Из рис.11.16,б видно, что при слабом уровне сигнала (при тихих пассажах) отбрасываются биты старших разрядов исходного 16-разрядного кодового слова (имеющие нулевые значения для положительной полярности сигнала и единичные значения для отрицательной полярности). При громких пассажах, наоборот, отбрасываются младшие биты, которые практически не влияют на качество воспринимаемого слухом звукового сигнала.

Всего используется восемь масштабных коэффициентов, определяющих восемь областей изменения модуля амплитуды сигналов. Масштабный коэффициент представляет собой 3-битовое двоичное число, изменяющееся в пределах от  $000$  до  $111$ . Величина масштабного коэффициента в десятичном счислении указывает, сколько битов, следующих за знаковым битом (за MSB) во всех кодовых словах блока, имеют то же самое значение, что и знаковый бит ( $0$  или  $1$ ).

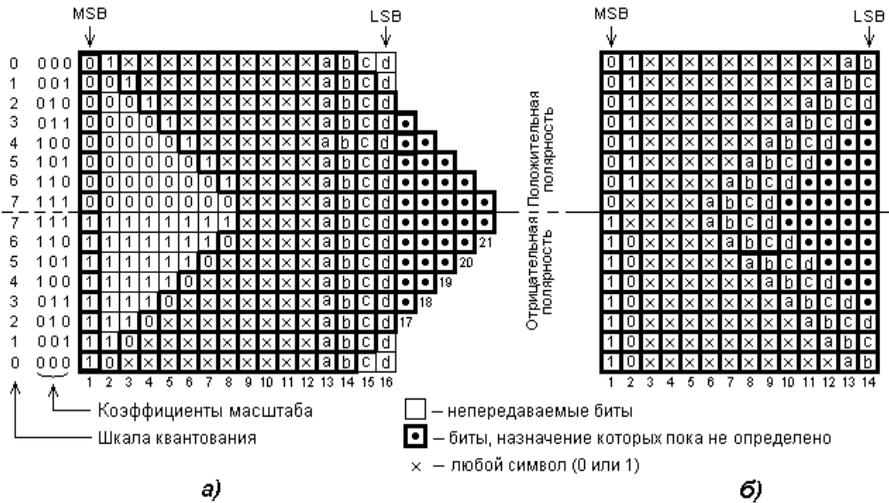


Рис. 11.16. Процедура преобразования 16/14 с плавающей запятой:  
 а - схема кодирования отсчетов звукового сигнала и масштабных коэффициентов;  
 б - формат передачи цифрового сигнала по каналу связи

По величине масштабных коэффициентов определяются разряды 16-битового кодового слова, которые подлежат передаче. Масштабные коэффициенты не влияют на передачу старшего значащего бита (MSB), характеризующего полярность сигнала. На приемном конце масштабный коэффициент используется для сдвига разрядов в кодовых словах блока в их первоначальное положение — при этом происходит точное восстановление исходных 16-битовых кодовых слов, соответствующих 2—7 шкалам квантования. В кодовых словах, соответствующих нулевому и первым шкалам квантования, теряются соответственно два и один младшие биты, что незаметно на слух.

Назначение битов, помеченных точкой, пока еще не определено. Их использование позволяет, в принципе, для сигналов самых малых амплитуд достичь разрешения 21 бит.

**11.1.7. Передискретизация цифрового сигнала.** Для сочленения, например, студийной аппаратуры *тракта формирования программ* (ТФП), имеющей  $F_D = 48 \text{ кГц}$ , с аппаратурой *тракта передачи радиопрограмм* (ТПРП), имеющей  $F_D = 32 \text{ кГц}$ , необходимо провести операцию передискретизации (изменить частоту дискретизации с 48 кГц на 32 кГц).

Передискретизацию можно провести двумя способами. Первый —

преобразовать цифровой сигнал в аналоговую форму (АЦП), а затем преобразовать полученный аналоговый в цифровую форму (ЦАП) с требуемой частотой дискретизации и кодированием в новом формате. Второй — сделать преобразования в цифровом сигнале. При первом способе уровень шума в преобразованном сигнале получается большим из-за преобразований ЦАП-АЦП (см. (11.17)). Поэтому, как правило, используется второй способ. Рассмотрим его на примере стыка аппаратуры ТФП с аппаратурой ТПРП.

Реализация этого способа проста, если частоты дискретизации имеют наименьшее общее кратное. Для  $F_{\delta} = 48 \text{ кГц}$  и  $F_{\delta} = 32 \text{ кГц}$  наименьшее значение частоты, кратное этим величинам, равно  $96 \text{ кГц}$  ( $96 = 48 \cdot 2 = 32 \cdot 3$ ). Сначала производится увеличение частоты дискретизации до  $96 \text{ кГц}$ : находятся промежуточные отсчеты сигнала с помощью *процедуры интерполяции* (промежуточные отсчеты показаны штриховыми линиями на рис.11.17,а). Наиболее часто применяется интерполяция первого порядка, когда промежуточные отсчеты находятся как среднее между предыдущим и последующим отсчетами. Полученная в результате этого суммарная последовательность отсчетов имеет частоту дискретизации  $96 \text{ кГц}$ . Затем из этой последовательности выбирается каждый третий отсчет, а остальные отбрасываются. Очевидно, что результирующая последовательность имеет частоту дискретизации  $32 \text{ кГц}$  (рис. 11.17,б).

Для большей наглядности на рис. 11.17 показаны не кодовые слова, а соответствующие им отсчеты сигнала. В действительности же преобразование выполняется с цифровыми сигналами.

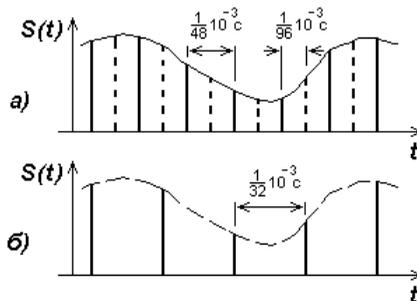


Рис. 11.17. Пояснение процесса передискретизации цифрового сигнала

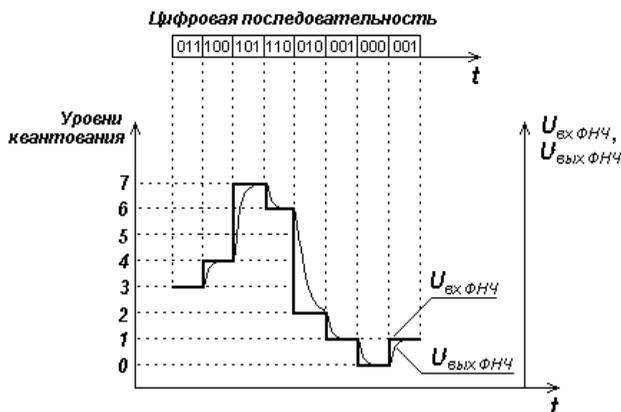


Рис. 11.18. Цифро-аналоговое преобразование

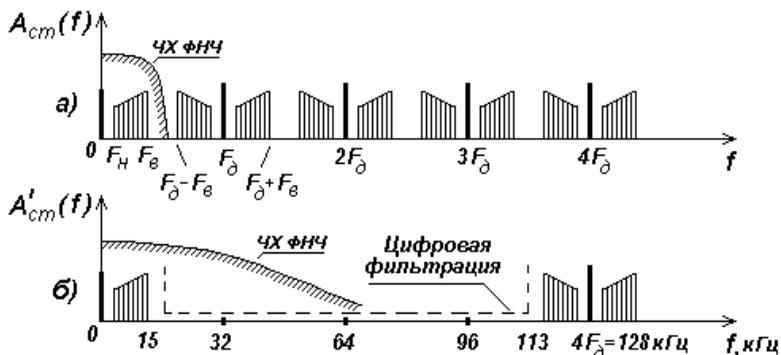


Рис. 11.19. Спектр ступенчатого сигнала при  $F_{\text{д}} = 32 \text{ кГц}$  и  $T_{\text{д}} / \tau_{\text{д}} \gg 1$  (а); спектр сигнала с более мелкими ступеньками за счет увеличения частоты дискретизации в четыре раза - до  $128 \text{ кГц}$  (б)

Необходимость передискретизации цифрового сигнала возникает и при ЦАП на приемной стороне. Например, при  $F_{\text{д}} = 32 \text{ кГц}$  и  $F_{\text{в}} = 15 \text{ кГц}$  в аппаратуре *тракта воспроизведения радиопрограммы* (ТВРП) для надежной фильтрации высокочастотных составляющих спектра  $A_{\text{см}}(f)$  ступенчатого сигнала ( $U_{\text{вх ФНЧ}}$ , рис. 11.18) необходим ФНЧ, имеющий частотную характеристику (ЧХ) с очень крутым спадом на частотах  $f > 15 \text{ кГц}$  (рис. 11.19,а), поскольку спектр продуктов искажений начинается с частоты  $f = F_{\text{д}} - F_{\text{в}} = (32 - 15) \text{ кГц} = 17 \text{ кГц}$ . Малогабаритный ФНЧ с очень крутым спадом частотной характеристики создать довольно сложно.

Требования к крутизне спада частотной характеристики ФНЧ существенно упрощаются, если *повысить частоту дискретизации принятого цифрового сигнала с применением интерполяции для нахождения дополнительных промежуточных отсчетов*. Повышение частоты дискретизации в  $n$  раз ( $F'_\delta = nF_\delta$ ) эквивалентно увеличению количества ступенек на кривой, изображенной на рис.11.18, также в  $n$  раз. При этом происходит «цифровая фильтрация» ступенчатого сигнала и спектр продуктов искажений смещается в сторону больших частот (рис. 11.19,б, где  $n = 4$ ).

**11.1.8. Предыскажения при цифровой передаче звуковых сигналов.** Спектр реальных звуковых сигналов имеет значительный спад в области частот (6...15)кГц (см. рис.10.6). Это приводит к заметному уменьшению отношения *С/Ш квантования* в области высоких звуковых частот по сравнению с максимальным значением, поскольку при малом шаге квантования шум квантования оказывается практически равномерным в полосе частот от нуля до  $F_\delta / 2$ . Для борьбы с этим явлением при цифровом радиовещании применяют частотные предыскажения аналогового звукового сигнала на стороне передачи и его восстановление после декодирования {подобно тому, как это делается при аналоговом УКВ-ЧМ радиовещании (см. подраздел 10.1)}.

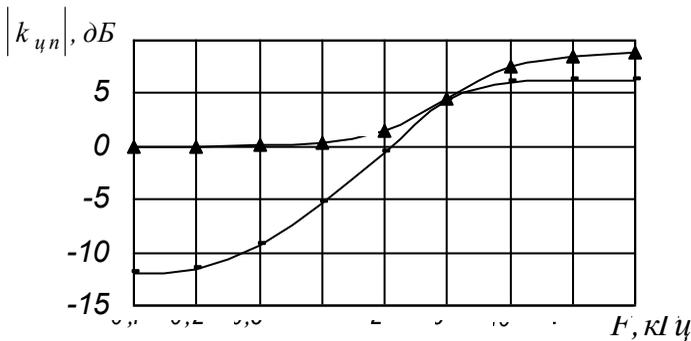


Рис. 11.20. Относительные частотные характеристики канала аналогового сигнала звуковой частоты передатчика при цифровом вещании

Применяются две характеристики предыскажений: предыскажения в соответствии с Рекомендацией J17 МККТТ (рис. 11.20, кривая 1) и предыскажения 50/15 мкс (кривая 2). Эти зависимости, выраженные в

децибелах, определяются формулами:

$$|k_{\text{уп}}| = 10 \lg \frac{1 + (2\pi F / 3)^2}{75 + (2\pi F / 3)^2} + 6,5; \quad |k_{\text{цп}}| = 10 \lg \frac{1 + (0,05 \cdot 2\pi F)^2}{1 + (0,015 \cdot 2\pi F)^2}, \quad (11.33)$$

где  $F$  – звуковая частота,  $\text{кГц}$ .

На приемной стороне *целью компенсации предыскажений* подъем верхних частот устраняется и частотные искажения звукового сигнала отсутствуют. Шум квантования, в отличие от звукового сигнала, проходит только через *целью компенсации предыскажений*. В результате отношение *С/Ш квантования* выравнивается по спектру и возрастает на  $(3 \dots 4)$  дБ.

**11.1.9. Редукция аудиоданных.** Под *редукцией аудиоданных* подразумевается уменьшение информационной емкости звукового сигнала, не приводящее к появлению заметных искажений. Редукция аудиоданных позволяет уменьшить скорость цифрового потока при кодировании звуковых сигналов.

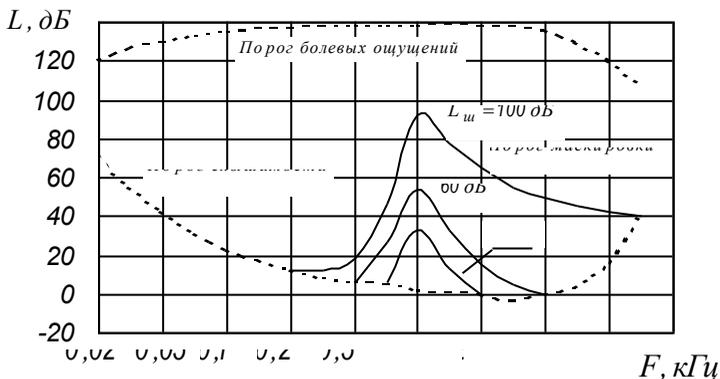


Рис. 11.21. Зависимости порога слышимости от частоты звука

Возможность редукции аудиоданных основана на психоакустических особенностях слуха человека. Особо важной характеристикой слуха является *порог слышимости*. Если звуковое давление на ушную барабанную перепонку меньше определенной величины, то звук не слышен. На рис. 11.21 приведена типовая зависимость порога слышимости однотонового звука в абсолютной тишине (нижняя пунктирная кривая). По оси ординат отложена *относительная громкость звука* ( $L$ ), которая на частоте  $F = 2 \text{ кГц}$  принята равной  $L = 0 \text{ дБ}$

(звуковое давление при этом  $p_{зв} = 2 \cdot 10^{-4}$  мкбПа). Порог слышимости зависит от частоты звука. Верхняя пунктирная кривая соответствует громкости звука, приводящей к болевым ощущениям.

Порог слышимости зависит от громкости звуков с другими частотами, на фоне которых воспринимается данный звук. Этот эффект называют *маскировкой*. На рис. 11.21 сплошными кривыми представлены зависимости изменения *относительного порога слышимости* однотоновых звуков при их маскировке узкополосным шумом с полосой  $160$  Гц, средней частотой  $1$  кГц и относительным уровнем  $L_{ш} = 100, 60, 40$  дБ. Этот эффект имеет место и при широкополосном звуковом сигнале: малые по уровню спектральные составляющие звука маскируются спектральными составляющими с большими уровнями. Изменяющийся порог слышимости называют *порогом маскировки*.

Количественно эффект маскировки может быть сформулирован следующим образом. Если в пределах частотной группы (например, в пределах полосы шириной  $\Delta F = 0,75$  кГц) амплитуда максимальной спектральной составляющей приблизительно в 4 раза (на  $12$  дБ) превышает другие спектральные составляющие, то все они будут маскироваться. Следовательно, их можно не передавать в канал связи. Тогда шаг квантования части звукового сигнала, характеризуемого полосой  $\Delta F$ , может быть выбран относительно большим (обеспечивающим допустимое отношение *С/Ш квантования*), а число уровней квантования относительно малым. При этом возможно существенное сокращение скорости цифрового потока при передаче высококачественного звукового сигнала: с  $f_b = m F_{\partial} = 16 \cdot 48$  кГц =  $768$  кбит/с (студийный звуковой сигнал) до  $f'_b = 64$  кбит/с (после декодирования на приемной стороне искажения звукового сигнала заметны даже неспециализированному эксперту); до  $f''_b = 96$  кбит/с (искажения мало заметны специализированному эксперту); до  $f'''_b = 128$  кбит/с (искажения незаметны). Такой метод редукции (сжатия, сокращения избыточности) цифрового звукового сигнала получил название «метод MUSICAM» (Masking Pattern Universal Subband Integrated Coding And Multiplexing).

Уменьшение информационной емкости звукового сигнала методом MUSICAM используется, например, в кодеке MPEG 11172-3 (Moving Pictures Experts Group) системы DAB (Digital Audio Broadcasting - цифровое звуковое вещание, см. подраздел 11.5).

Упрощенный алгоритм редукции звукового сигнала в соответствии со

стандартом MPEG 11172-3 приведен на рис. 11.22. Спектр входного цифрового звукового сигнала разделяется банком полифазных фильтров на 32 узкополосные составляющие. Каждая из этих субполос имеет ширину  $\Delta F = 0,75 \text{ кГц}$ : 0-субполоса  $(0 \dots 0,75) \text{ кГц}$ ; 1-субполоса  $(0,75 \dots 1,5) \text{ кГц}$ ; 3-субполоса  $(1,5 \dots 2,25) \text{ кГц}$ ; ...; 31-субполоса  $(23,25 \dots 24,00) \text{ кГц}$ . Быстрое преобразование Фурье проводит расчет спектральных компонентов звукового сигнала, по которым вычисляется порог маскировки. Для каждой субполосы производится квантование отсчетов гармонических составляющих с частотой дискретизации  $48 \text{ кГц}$  и шагом квантования, который выбирается таким, чтобы обеспечить минимально приемлемое отношение *сигнал/шум квантования*. Часть субполос не передается, если порог маскировки больше амплитуд спектральных составляющих сигнала, входящих в эти субполосы. На субполосы, где шаг квантования относительно мал, выделяется большее количество битов. На субполосы, где шаг квантования относительно велик, выделяется меньшее количество битов. После кодирования отсчетов, кодирования масштабных коэффициентов и кодирования распределения битов производится мультиплексирование цифрового сигнала (формирование определенного закона следования кодовых комбинаций).

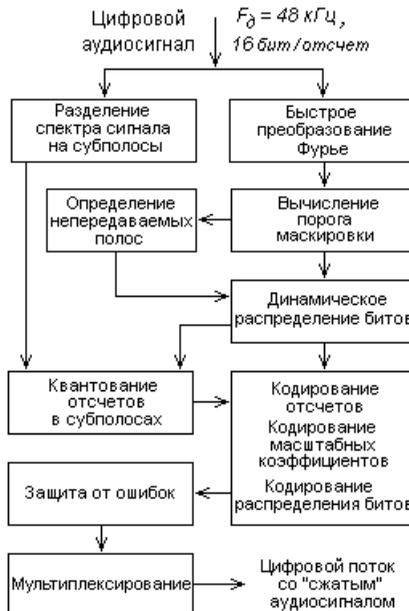


Рис. 11.22. Алгоритм работы кодера MPEG 11172-3 по методу MUSICAM

Структурная схема декодера сигналов, кодированных методом MUSICAM, приведена на рис. 11.23. Принятый цифровой поток демультиплексируется и корректируется при наличии ошибок. Выделенный сжатый цифровой аудиосигнал и данные управления процессом декодирования (данные о коэффициентах масштаба и распределении битов) поступают на блок декомпрессии аудиоданных. В блоке декомпрессии разделенные на полосы сигналы экспандируются (приводятся в исходную форму), а в банке инверсных полифазных фильтров объединяются в первоначальный звуковой аудиосигнал с параметрами  $F_{\partial} = 48 \text{ кГц}$ ,  $m = 16$ .

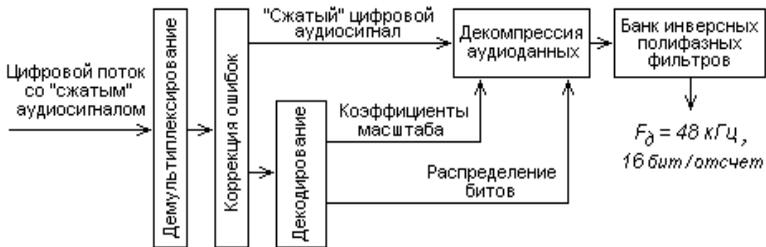


Рис. 11.23. Структурная схема декодера MPEG 11172-3

**11.2. Помехоустойчивое кодирование.** В цифровых каналах передачи могут возникать ошибки, вызванные действием импульсных помех (см. рис. 11.3), несовершенством систем коммутации и другими факторами (фазовыми дрожаниями, проскальзыванием цифрового сигнала [10]). Ошибки в кодовом слове вызывают на приемной стороне системы передачи неправильное восстановление дискретных отсчетов и в итоге искажение выходного аналогового звукового сигнала. Эти искажения воспринимаются на слух как щелчки. Громкость щелчков зависит от веса искаженного разряда кодового слова: при ошибке в младших разрядах щелчок может быть незаметным на слух; ошибка в старших разрядах может прослушиваться и при больших громкостях принимаемого звукового сигнала. *Коэффициент ошибок* (отношение числа ошибочных символов к общему числу символов за определенный промежуток времени) для различных цифровых каналов передачи лежит в пределах  $P_0 = 10^{-4} \dots 10^{-6}$  [10], причем однократные (одиночные, односимвольные) ошибки составляют около 67 % общего числа ошибок, двукратные слитные — около 29 %, трехкратные слитные — около 2 %

, четырехкратные слитные — около 1 %.

Если предположить, что только каждая вторая одиночная ошибка воспринимается как заметный на слух щелчок (ошибка в старших разрядах), то при  $P_0 = 10^{-6}$  (одна ошибка на миллион символов) и цифровой скорости передачи сигнала звукового вещания  $f_b \approx 300 \text{ кбит/с}$  среднее время между щелчками  $\Delta t_{щ} \approx 6,7 \text{ с}$ .

При  $P_0 = 10^{-5}$  (три ощутимых щелчка за каждые 2 с) оказывается достаточным обнаруживать и маскировать одиночные ошибки путем *экстраполяции* по предыдущему неискаженному отсчету или *интерполяции* по предыдущему и последующему неискаженным отсчетам. Из-за инерционности слуха эти методы борьбы с одиночными ошибками довольно эффективны, т.к. замаскированные ошибки слухом не различаются.

При  $P_0 = 10^{-4}$  число ошибок за 1 с достигает 30 (возникают пакеты ошибок). Интерполяция не обеспечивает полное маскирование ошибок полезным сигналом, и они становятся заметными на слух. В этом случае *ошибки нужно исправлять*.

**11.2.1. Обнаружение и исправление ошибок.** Для обнаружения и исправления ошибок в цифровых системах высококачественной передачи звука применяют *корректирующие (избыточные) коды*.

*Избыточность кода*

$$R = (n - m) / n = p / n \quad (11.34)$$

где  $n$  – общее число символов (битов) в кодовом слове;  
 $m$  – число информационных символов (битов) в кодовом слове;  
 $p$  – число проверочных символов (битов) в кодовом слове.

Из теории помехоустойчивого кодирования известно, что корректирующий код позволяет *обнаружить ошибки с кратностью*

$$g_{обн} \leq (d - 1) \quad (11.35)$$

и *исправить ошибки с кратностью*

$$g_{исп} < d / 2, \quad (11.36)$$

где  $d$  – минимальное расстояние между разрешенными (возможными при передаче) наиболее похожими кодовыми словами.

*Расстояние  $d$*  показывает число позиций кодовых слов, в которых эти

кодовые слова различны. Например, для простейших кодовых слов  $01$  и  $10$  расстояние  $d = 2$ .

Для обнаружения одиночных ошибок часто используется простейший код  $(n, m) = (m+1, m)$  с проверкой на четность. В этом коде к информационным битам каждого кодового слова  $m$ -й разрядности добавляется  $(m+1)$ -й бит так, чтобы сумма по  $\text{mod } 2$  всех битов полученного кодового слова была равна нулю. Дополнительный бит называют *битом проверки на четность* (*паритетным битом*). Например, при  $m=2$  разрешенные кодовые слова кода с проверкой на четность выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned} 00 &\rightarrow 00\ 0, \\ 01 &\rightarrow 01\ 1, \\ 10 &\rightarrow 10\ 1, \\ 11 &\rightarrow 11\ 0. \end{aligned} \tag{11.37}$$

Такой код является  $(3,2)$ -кодом с минимальным расстоянием  $d = 2$ . Следовательно, *одиночные ошибки могут быть обнаружены* (см. (11.35)), *но не могут быть исправлены* (см. (11.36)) в связи с неоднозначностью. Если, например, принято кодовое слово  $111$ , то ясно, что произошла ошибка, поскольку оно является *запрещенным* (не входящим в (11.36)). Однако определить, в каком разряде произошла ошибка, невозможно.

Исправление ошибок становится возможным при повышении избыточности кода, что приводит к увеличению минимального расстояния  $d$ .

Рассмотрим принцип обнаружения и исправления ошибок на примере *корректирующего линейного кода Хэмминга*, имеющего минимальное кодовое расстояние  $d = 3$  (при этом возможно исправление одиночных ошибок, см. (11.35)). Особенностью линейного кода (линейный кодов) является то, что сумма (и разность) его кодовых слов также является кодовым словом, принадлежащим этому коду.

Коды Хэмминга имеют длину кодового слова

$$n = 2^p - 1. \tag{11.38}$$

При двух проверочных символах  $p=2$  существует код Хэмминга  $(n, m, d) = (3, 1, 3)$ , при  $p=3$  — код  $(7, 4, 3)$ , при  $p=4$  — код  $(15, 11, 3)$  и т.д.

*Мощность кода Хэмминга* (максимальное число разрешенных кодовых слов):

$$M = 2^{n-p}. \tag{11.39}$$

Число информационных символов в кодовом слове может быть

меньше. Например,  $(6,3,3)$ -код Хэмминга имеет не четыре возможных, а всего три информационных символа. Для упрощения рассуждений рассмотрим именно такой код. Он обладает избыточностью  $R = (6 - 3) / 6 \approx 50\%$  и может исправлять одиночную ошибку в любом разрешенном кодовом слове.

Формирование разрешенных кодовых слов  $(6,3,3)$ -кода Хэмминга производится следующим образом. При заданных трех информационных битах данных  $b_1, b_2, b_3$  каждое кодовое слово этого кода дополняется тремя проверочными битами  $p_1, p_2, p_3$ , задаваемыми равенствами:

$$\begin{aligned} p_1 &= b_1 \oplus b_2, \\ p_2 &= b_1 \oplus b_3, \\ p_3 &= b_2 \oplus b_3, \end{aligned} \quad (11.40)$$

где  $\oplus$  – знак сложения по  $\text{mod } 2$ .

Тогда восемь разрешенных кодовых слов  $(6,3,3)$ -кода Хэмминга имеют вид  $(b_1 \ b_2 \ b_3 \ p_1 \ p_2 \ p_3)$ :

$$\begin{array}{ll} 000 \ 000 & 100 \ 110 \\ 001 \ 011 & 101 \ 101 \\ 010 \ 101 & 110 \ 011 \\ 011 \ 110 & 111 \ 000 \end{array} \quad (11.41)$$

Структурные схемы кодека для  $(6,3,3)$ -кода Хэмминга приведены на рис. 11.24. Кодер на передающей стороне (рис. 11.24,а) осуществляет формирование разрешенных кодовых в соответствии с (11.41).

В декодере на приемной стороне (рис. 11.24,б) для каждого кодового слова вычисляется трехбитовая комбинация, называемая *синдромом*:

$$\begin{aligned} s_1 &= b_1 \oplus b_2 \oplus p_1, \\ s_2 &= b_1 \oplus b_3 \oplus p_2, \\ s_3 &= b_2 \oplus b_3 \oplus p_3. \end{aligned} \quad (11.42)$$

Всего имеется семь синдромов для любого из принятых слов: один — при отсутствии ошибки и по одному — при одиночной ошибке в любом из шести разрядов:

Синдром ( $s_1 s_2 s_3$ )	Наличие ошибки
000	нет
110	в 1-м разряде
101	во 2-м разряде
011	в 3-м разряде
100	в 4-м разряде
010	в 5-м разряде
001	в 6-м разряде

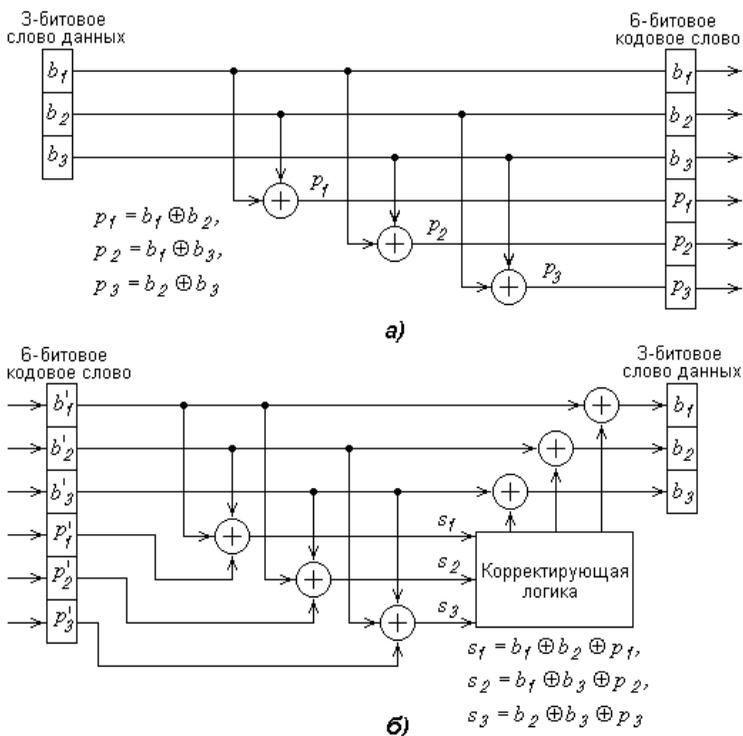


Рис. 11.24. Кодек для (6,3,3)-кода Хэмминга: а — кодер; б — декодер

Корректирующая логика (см. рис. 11.24,б) исправляет ошибку в соответствующем разряде на основе конфигурации получаемого синдрома.

С увеличением длины кодового слова  $n$  сложность декодирования возрастает. Поэтому коды Хэмминга используются при малом числе разрядов кодовых слов. Например, рассмотренный (6,3,3)-код Хэмминга используется для защиты от ошибок номера шкалы квантования при передаче звукового

сигнала с применением почти мгновенного компандирования. Более простыми процедурами декодирования обладают линейные циклические коды (CRC-коды), подклассом которых являются широко используемые коды БЧХ (Боуза - Чоудхури - Хоквингема), коды Голея, а также коды Рида - Соломона [10,13,29,30,33]. Циклический двойной код Рида - Соломона с перемежением символов (CIRC-код) нашел применение в системе «компакт-диск» и при цифровой магнитной записи как наиболее эффективный при исправлении ошибок большой кратности [32]. В последнее время стали использоваться сверточные коды [33].

**11.2.2. Перемежение символов.** Перемежение символов используется для защиты от пакетов ошибок (метод декорреляции ошибок). Перемежение символов позволяет в принципе исправлять ошибки любой длительности, поскольку превращает ошибки большой кратности (пакет ошибок) во множество одиночных ошибок. Принцип перемежения разрядов разных кодовых слов в пределах одного блока информации (одним блоком информации можно считать, например, 32 отсчета при почти мгновенном компандировании) отображен на рис. 11.25.

На строчке 1 записана исходная последовательность 6-символьных кодовых слов. Символы слов в пределах одного блока информации обозначены буквами от «a» до «f», а их индексы определяют место каждого символа в слове. При ошибке большой кратности оказываются пораженными следующие друг за другом символы: они обозначены значком «\*» (в строчке 1 ошибочны символы от  $a_4$  до  $b_3$ ). Если перемежение отсутствует, то искажутся следующие друг за другом два кодовых слова.

1.  $|a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6 | b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 | c_1 c_2 c_3 c_4 c_5 c_6 | \dots | f_1 f_2 f_3 f_4 f_5 f_6 |$
2.  $|a_1 b_1 c_1 d_1 e_1 f_1 | a_2 b_2 c_2 d_2 e_2 f_2 | a_3 b_3 c_3 d_3 e_3 f_3 | \dots | a_6 b_6 c_6 d_6 e_6 f_6 |$
3.  $|a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6 | b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 | c_1 c_2 c_3 c_4 c_5 c_6 | \dots | f_1 f_2 f_3 f_4 f_5 f_6 |$

Рис. 11.25. К пояснению принципа перемежения символов

Перемежение символов осуществляется перед передачей цифровой последовательности (перед записью в цифровых магнитофонах или в системе «компакт-диск»): порядок следования символов в последовательности изменяется по определенному закону. Например, сначала передаются первые

разряды всех слов, затем вторые, третьи и т.д. (см. строчку 2 рис. 11.25). В этом случае ошибка большой кратности исказит символы  $d_1, e_1, f_1, a_2, b_2, c_2$ , принадлежащие разным кодовым словам. На приемной стороне (при считывании записи с магнитной ленты или с компакт-диска) выполняется операция деперемежения, и первоначальный порядок следования символов восстанавливается. При этом *пакет ошибок превращается в последовательность одиночных ошибок* (см. строчку 3 рис. 11.25), с которыми можно бороться описанными выше методами.

Эффективность метода особенно высока, если перемежение символов в пределах одного блока информации дополняется перемежением самих блоков. Поскольку при этом необходимо запоминать большое количество отсчетов, то устройства перемежения значительно усложняются, а время задержки сигнала увеличивается.

### **11.3. Цифровая телефонная связь. Группообразование цифровых сигналов с временным разделением каналов**

Упрощенная структурная схема аппаратуры многоканальной телефонной станции с *импульсно-кодовой модуляцией* (ИКМ) и *временным разделением каналов* (ВРК) приведена на рис. 11.26. Временное разделение каналов иначе называют *технологией TDMA (Time Division Multiple Access - множественный (многостанционный) доступ с временным разделением каналов)*.

Передаваемое речевое сообщение первого канала (первого абонента)  $S_1(t)$  через *дифференциальную систему* (ДС) и ФНЧ подается на АИМ, где непрерывный сигнал превращается в последовательность модулированных по амплитуде импульсов, следующих с частотой  $F_{\Delta} = 8 \text{ кГц}$ . АИМ-сигнал первого канала  $S_{АИМ1}$ , а также АИМ-сигналы всех других каналов  $S_{АИМk}$ , смещенные по времени на  $j \Delta t_k$  (где  $j$  – номер канала), поступают на *неравномерный квантователь* (НКВТ), состоящий из компрессора и равномерного квантователя (см. рис. 11.8, в). После квантования АИМ-сигналы подаются на ИКМ-кодер, который с тактовой частотой  $F_T$  (о тактовой частоте см. в подразделе 7.4) превращает каждый дискретный уровень АИМ-сигналов в двоичный 8-разрядный (8-битовый) код.

С выхода кодера двухуровневый цифровой сигнал поступает на *устройство объединения* (УО), куда, кроме канальных цифровых сигналов, подаются импульсы от *передатчика сигнала цикловой синхронизации* (ПСЦС) и от *передатчика сигналов управления и взаимодействия* (ПСУВ). Для обеспечения работы канальных АИМ, кодера, ПСЦС, ПСУВ используется *распределитель каналов передачи* (РКп), который выдает на эти устройства необходимые управляющие импульсы.

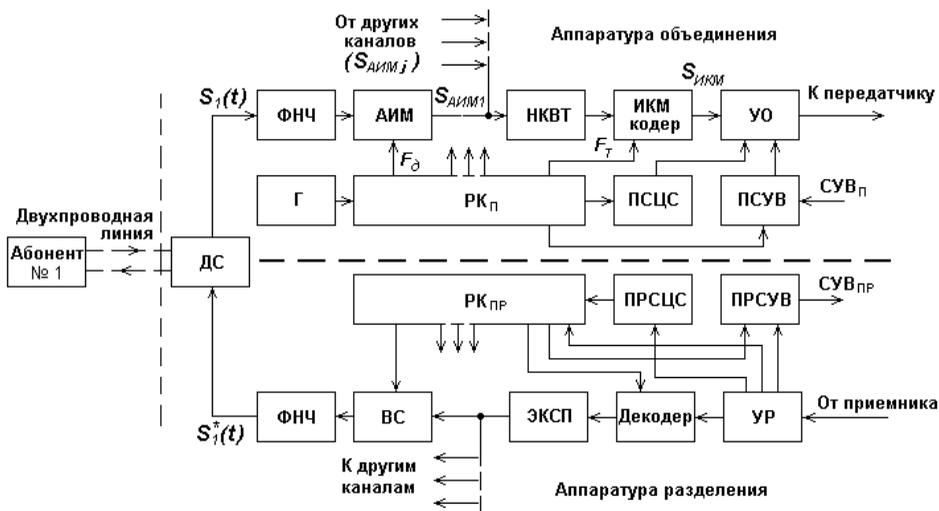


Рис. 11.26. Упрощенная структурная схема многоканальной цифровой телефонной станции с ИКМ (ИКМ-30) и ВРК

На выходе УО, таким образом, получается *групповой цифровой сигнал*, структура которого при *первом уровне иерархии* цифрового телефонного тракта, соответствующего 30 телефонным каналам, изображена на рис.11.27.

Сверхцикл цифрового сигнала длительностью 2 мс состоит из 16 циклов ( $\text{Ц}_0, \text{Ц}_1, \dots, \text{Ц}_{15}$ ). Время цикла группового сигнала равно периоду дискретизации  $T_{\Delta} = 125 \text{ мкс}$ . Каждый цикл содержит 32 канальных интервала (КИ0, КИ1, ..., КИ31) по 3,9 мкс. Каждый канальный интервал имеет восемь временных интервалов по 488 нс для передачи цифровых символов.

Первый канальный интервал (КИ0) четных циклов ( $\text{Ц}_0, \text{Ц}_2, \dots, \text{Ц}_{14}$ ) используется для передачи семисимвольного *сигнала цикловой синхронизации* (СЦС) вида 0011011 (рис.11.28). На остальных позициях КИ0 передается

дополнительная дискретная информация. Четыре позиции КИ16 каждого нулевого цикла (Ц0) используются для передачи сигнала сверхцикловой синхронизации (ССЦС) вида 0000. СЦС и ССЦС служат для управления аппаратурой синхронизации при приеме группового сигнала. Другие позиции КИ16 служат для передачи *сигналов управления и взаимодействия* (СУВ) телефонных станций (занятие линии, отбой, набор номера и пр.).

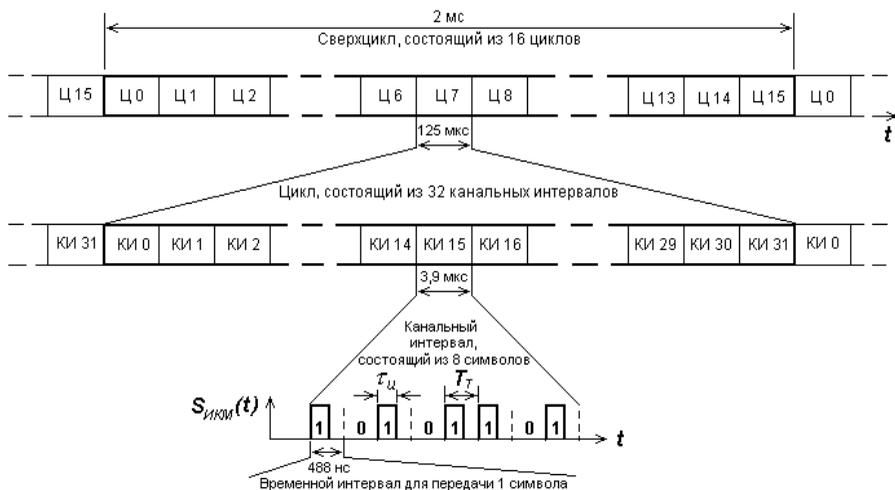


Рис. 11.27. Структура сверхцикла, цикла и канального интервала телефонного группового цифрового сигнала станции ИКМ-30

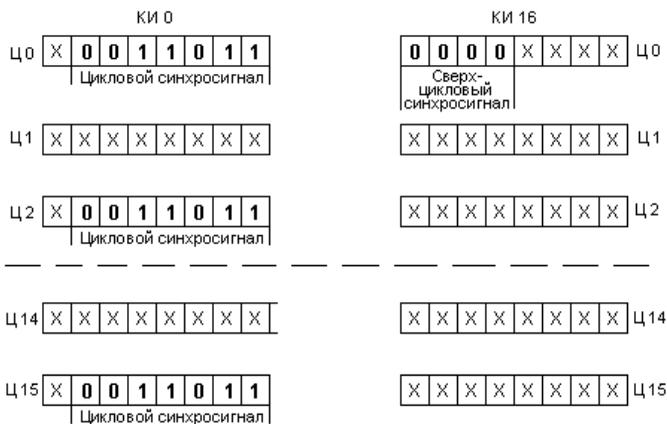


Рис. 11.28. Канальные интервалы цифрового сигнала станции ИКМ-30

В канальных интервалах КИ1 - КИ15 и КИ17 - КИ31 передаются

8-битовые импульсные комбинации, соответствующие речевым сообщениям 30 абонентов.

Скорость передачи цифрового потока от каждого телефонного абонента  $f_{b\text{аб}} = mF_{\Delta} = 8 \cdot 8000 = 64 \text{ кбит/с}$ , общая скорость группового цифрового сигнала  $f_b = 32 mF_{\Delta} = 2048 \text{ кбит/с}$ .

С выхода УО (см. рис. 11.26) групповой цифровой сигнал поступает на передатчик, нагрузкой которого, в зависимости от способа передачи, может быть или проводная линия, или кабельная линия, или волоконно-оптическая линия, или антенна радиорелейной станции.

При приеме цифровой сигнал попадает на *устройство разделения* (УР), с выхода которого СЦС и СУВ поступают на свои приемники (ПРСЦС, ПРСУВ), а кодовые группы речевых сигналов в декодере преобразуются в групповой АИМ-сигнал, который после экспандера поступает на *временные селекторы* (ВС), открывающиеся поочередно и пропускающие импульсы с АИМ, относящиеся к данному каналу. Демодуляция сигнала осуществляется ФНЧ. Управление аппаратурой разделения осуществляет *распределитель каналов приема* (РКпр), синхронизация которого производится тактовой частотой  $F_T$ , выделяемой из группового цифрового сигнала узкополосным фильтром в УР, а также сигналом цикловой синхронизации с выхода ПРСЦС.

Цифровые групповые телефонные сигналы более высокого уровня иерархии (их называют *агрегатными*) образуют из сигналов предыдущего уровня иерархии (их в этом случае называют *компонентными*) путем временного объединения: длительности тактовых импульсов для передачи битов каждого компонентного сигнала уменьшаются, и в каждом тактовом интервале, который ранее использовался для передачи одного бита одного компонентного сигнала, размещается по одному биту каждого из компонентных сигналов. В европейской иерархии при переходе от одного уровня иерархии к следующему число каналов учетверяется ( $30 \rightarrow 120 \rightarrow 480 \rightarrow 1920$ ). Аппаратуру образования агрегатного сигнала при передаче называют *аппаратурой временного группообразования* или *мультиплексором*, аппаратуру дешифрации агрегатного сигнала при приеме - *демультиплексором*. Комплекс аппаратуры мультиплексор-демультиплексор одной станции сокращенно называют «*мульдекс*».

Неравномерный квантователь аппаратуры объединения цифровой телефонной станции (см. рис. 11.26) имеет квазилогарифмическую характеристику компандирования типа  $A_{87,6}/13$  с числом уровней

квантования  $N = 256$  (см. рис. 11.12,а). При этом идеализированная зависимость отношения  $C/\text{Ш}$  квантования в каждом телефонном канале может быть представлена кривой, изображенной на рис. 11.29 (кривая построена на основе формулы (11.16) и рис. 11.12,а).

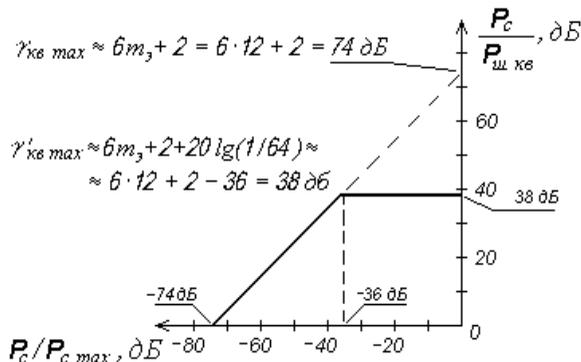


Рис. 11.29. Идеализированная зависимость отношения  $C/\text{Ш}$  квантования в цифровом телефонном тракте от уровня гармонического входного сигнала при неравномерном квантовании с характеристикой компрессии  $A\ 87,6/13$  и числом уровней квантования  $N = 256$  ( $m_3 = 12$ )

Если задаться пороговым отношением  $C/\text{Ш}$  квантования  $\gamma_{пор} = 20\ \text{дБ}$ , то при одной ступени АЦП-ЦАП динамический диапазон гармонического сигнала, который можно передать по цифровому телефонному каналу связи, в соответствии с выражением (11.17):

$$D_{с\text{ар}} \approx \gamma_{кв\ max} - D_{ЦАП-АЦП} - D_{ш\text{огр}} - \gamma_{пор} = 74 - 2 - 6 - 20 = 46\ \text{дБ}. \quad (11.43)$$

Такой величины динамического диапазона оказывается вполне достаточно для высококачественной передачи не только телефонного сигнала, но и сигнала звукового вещания. Передача сигнала звукового вещания с верхней частотой  $F_g = 15\ \text{кГц}$  возможна с использованием четырех каналов станции ИКМ-30. При этом частота дискретизации  $F_D = 32\ \text{кГц}$ .

### 11.4. Цифровое радиовещание с использованием телевизионных каналов (система NICAM-728)

Система NICAM-728 (Near Instantaneous Companded Audio Multiplex) введена в эксплуатацию в 1988 г. и широко используется в настоящее время в Великобритании, Швеции, Дании, а также планируется к внедрению в ряде других стран [33].

Цифровое радиовещание по системе NICAM ведется с использованием телевизионных каналов (как наземных, так и спутниковых). Для передачи цифрового стереофонического сигнала используется *дополнительная несущая частота*, величина которой, например, в системе NICAM-PAL (стандарт PAL) на  $0,552 \text{ МГц}$  больше, чем частота несущей аналогового звукового сигнала с ЧМ ( $6 + 0,552 = 6,552 \text{ МГц}$ ), а уровень на  $20 \text{ дБ}$  меньше уровня несущей сигнала изображения. С помощью дополнительной несущей частоты обеспечивается передача двух высококачественных звуковых сигналов с переходным затуханием не менее  $80 \text{ дБ}$ . Такое переходное затухание дает возможность передачи по двум каналам или сигналов стереопары, или сигналов разных монофонических звуковых программ (например, синхронных речевых сообщений на разных языках), или монофонического сигнала и сигнала данных, или двух сигналов данных.

Поскольку допустимое отношение С/Ш на входе приемника в телевизионном канале относительно велико (не менее  $30 \text{ дБ}$ ), в системе NICAM используется «невысокая» степень защиты от цифровых ошибок: проверка на четность старших разрядов кодовых слов и перемежение битов кодовых слов.

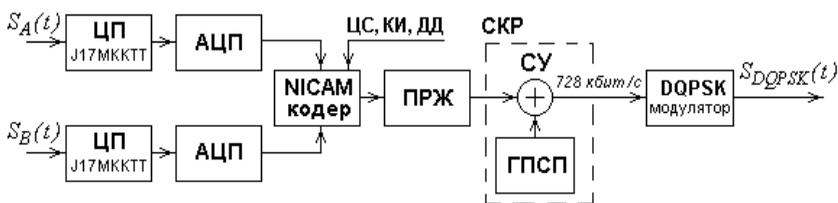


Рис. 11.30. Формирование цифрового сигнала в системе NICAM-728.  
 ЦС, КИ, ДД — сигналы цикловой синхронизации, контрольной информации и дополнительных данных; ПРЖ — блок перемежения;  
 ГПСР — генератор бинарной псевдослучайной последовательности

#### 11.4.1. Формат кадра системы NICAM-728. Структурная схема

передатчика системы NICAM при формировании цифровых сигналов стереопары показана на рис.11.30. Аналоговые звуковые сигналы левого  $S_A(t)$  и правого  $S_B(t)$  каналов с полосой звуковых частот  $(40...15000) Гц$  проходят цепи частотных предсказаний (ЦП) в соответствии с Рекомендацией J17 МККТТ (см. рис.11.20, кривая 1) и преобразуются в цифровую форму при  $F_{\partial} = 32 кГц$ , разрешающей способности АЦП  $14 бит/отсчет$  и равномерном квантовании. Кодер NICAM осуществляет преобразование кодовых слов  $14/10$  методом почти мгновенного компандирования (см. подраздел 11.1.5). Кроме того, в кодере в цифровой поток аудиоданных путем мультиплексирования вводится информация управления: слово цикловой синхронизации (СлЦС); слово контрольной информации (СлКИ); слово дополнительных данных (СлДД). Каждый кадр (фрейм) цифрового потока на выходе кодера NICAM содержит  $728 бит$ , из которых  $24 бита$  несут информацию управления, а  $704 бита$  характеризуют  $64$  кодовых слова данных (СлД). Каждое СлД состоит из  $11 бит$ . Время передачи кадра  $1 мс$ .



Рис. 11.31. Формат кадра (фрейма) системы NICAM-728 при стереофоническом звуковом сигнале или при двух монофонических звуковых сигналах

Формат кадра системы NICAM приведен на рис.11.31. Кадр начинается с  $8$ -битового СлЦС ( $01001110$ ), затем следует  $5$ -битовое СлКИ, затем -  $11$ -битовое СлДД, затем —  $64$  СлД. При стереопередаче кодовые СлД попеременно относятся к левому и правому каналам стереопары ( $A_1, B_1, \dots, A_{32}, B_{32}$ ). При передаче двух независимых моносигналов в кадре сначала передаются последовательно все  $32$  кодовых слова одной программы  $\{M_1(1), M_2(1), \dots, M_{32}(1)\}$ , а затем  $32$  кодовых слова другой программы  $\{M_1(2), M_2(2), \dots, M_{32}(2)\}$ .

Вид СлКИ характеризует режимы передачи системы: или стереофоническая передача звукового сигнала; или два независимых монофонических сигнала; или один монофонический сигнал и данные со скоростью передачи 352 кбит/с; или два канала передачи данных со скоростью 352 кбит/с; или один канал передачи данных со скоростью 704 кбит/с.

Биты СлДД зарезервированы для будущих применений и пока не используются.

Первый бит СлД при передаче аудиоданных (старший значащий бит - MSB) несет информацию о знаке отсчета. Далее следует младший значащий бит (LSB) кодированного отсчета уровня сигнала. Предпоследнее место занимает старший значащий бит отсчета (MSB'). На последнем месте - бит проверки на четность пяти старших разрядов кодового слова.

**11.4.2. Передача масштабных коэффициентов.** При использовании почти мгновенного компандирования 14/10 необходимо передавать коэффициенты, определяющие пять шкал квантования (см. подраздел 11.1.5, рис.11.13). Передача этих коэффициентов осуществляется трехсимвольным (трехбитовым) кодом путем искажения битов четности определенных кодовых слов. Рассмотрим эту процедуру для режима передачи стереофонических аудиоданных.

Сначала для каждого кодового слова аудиоданных (левого  $A_i$  и правого  $B_i$  каналов) определяется бит четности  $P_i$  (или символ 0, или символ 1). Затем символ этого бита четности преобразуется в новый символ  $P'_i$  путем сложения по  $mod 2$  с одним из битов коэффициента масштаба ( $K_{jA}, K_{jB}$ ,  $j=0,1,2$ ) в соответствии со следующими правилами (для режима стереопередачи аудиоданных).

Для кодовых слов левого канала:

$$P'_i = P_i \oplus K_{2A} \quad \text{при } i = 1, 7, 13, 19, 25, 31, 37, 43, 49;$$

$$P'_i = P_i \oplus K_{1A} \quad \text{при } i = 3, 9, 15, 21, 27, 33, 39, 45, 51;$$

$$P'_i = P_i \oplus K_{0A} \quad \text{при } i = 5, 11, 17, 23, 29, 35, 41, 47, 53.$$

Для кодовых слов правого канала:

$$P'_i = P_i \oplus K_{2B} \quad \text{при } i = 2, 8, 14, 20, 26, 32, 38, 44, 50;$$

$$P'_i = P_i \oplus K_{1B} \quad \text{при } i = 4, 10, 16, 22, 28, 34, 40, 46, 52;$$

$$P'_i = P_i \oplus K_{0B} \quad \text{при } i = 6, 12, 18, 24, 30, 36, 42, 48, 54.$$

Биты проверки на четность в последних десяти кодовых словах аудиоданных (в 55...64) не изменяются.

В декодере приемника масштабные коэффициенты определяются при помощи *мажоритарной логики, работающей по принципу принятия решения по большинству событий*. При помощи бита четности проверяются отсчеты аудиоданных на наличие ошибок. Если ошибок нет в большинстве (пяти-девяти) соответствующих кодовых слов, то мажоритарной логикой принимается решение о том, что бит масштабного коэффициента имеет значение «0». В противном случае - значение «1».

Ясно, что такой метод кодирования масштабных коэффициентов не требует дополнительных битов для их передачи.

**11.4.3. Перемежение и скремблирование.** Для защиты от пакетных ошибок в кодовых словах аудиоданных используется временное перемежение (блок перемежения - ПРЖ, см. рис.11.30) - номера битов передаются в следующем порядке:

25, 69, 113, ..., 685

26, 70, 114, ..., 686

27, 71, 115, ..., 687

.....

68, 112, 156, ..., 728

После выполнения процедуры перемежения цифровая последовательность *скремблируется* (перемешивается) в блоке скремблирования (СКР) путем суммирования по *mod 2* со специальным *бинарным* (имеющем уровни «1» и «0») сигналом, чьи статистические свойства близки к свойствам случайного процесса. Этот сигнал называется *псевдослучайной последовательностью* (ПСП) и синтезируется *генератором ПСП* (ГПСП, см. подраздел 11.7.3). В результате суммирования внутренние корреляционные связи в передаваемом сигнале значительно ослабляются и его частотный спектр становится более равномерным. Скремблирование позволяет сохранить устойчивую синхронизацию при приеме в паузах модуляции (в режиме молчания). Кроме того, скремблирование осуществляет *шифрацию цифровой последовательности*. Для ее дешифрации в приемнике необходимо повторное применение операции суммирования по *mod 2* (см. табл.11.1), т.е. вид ПСП должен быть известен потребителю программы.

Исходная информация	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0
Шифрующая ПСБП	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
Зашифрованная информация	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1
Дешифрующая ПСБП	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
Расшифрованная информация	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0

Скремблирование в каждом кадре начинается с первого бита, следующего за СлЦС.

**11.4.4. Квадратурная фазовая манипуляция.** В системе NICAM используется *дифференциальная (относительная) квадратурная фазовая манипуляция несущей частоты* (Differential Quadrature Phase Shift Keying - DQPSK) [33]. Чтобы понять принцип модуляции DQPSK, рассмотрим сначала *квадратурную фазовую манипуляцию (QPSK)* [26,29].

Структурная схема QPSK-модулятора изображена на рис.11.32,а. Модулятор содержит *последовательно-параллельный кодер (ППК), преобразователи уровней (ПУ), генератор несущей (ГН), фазовращатель (ФВ)* на  $-90^\circ$ , *два перемножителя (Пм) и суммирующее устройство (СУ)*.

Исходный цифровой поток без возвращения к нулю (ЦПБВН)  $S(t)$ , следующий со скоростью  $728 \text{ кбит/с}$  и имеющий длительность бита  $T_b$ , в ППК и ПУ разделяется на два параллельных потока: синфазный  $I(t)$  и квадратурный  $Q(t)$  с длительностью символов  $T_S = 2T_b$  (рис.11.33). Символы потоков  $I(t)$  и  $Q(t)$  формируются каждой парой битов (*дибитов*) потока  $S(t)$  (рис.11.32,в). Первый бит дибита ( $S_{k1}$ ) определяет полярность единичного символа потока  $I(t)$  («+1» или «-1»), второй бит дибита ( $S_{k2}$ ) - полярность единичного символа потока  $Q(t)$ , причем символу «1» потока  $S(t)$  соответствует символ «+1» потоков  $I(t)$  и  $Q(t)$ , а символу «0» потока  $S(t)$  - символ «-1» потоков  $I(t)$  и  $Q(t)$  (рис.11.33,г,д).

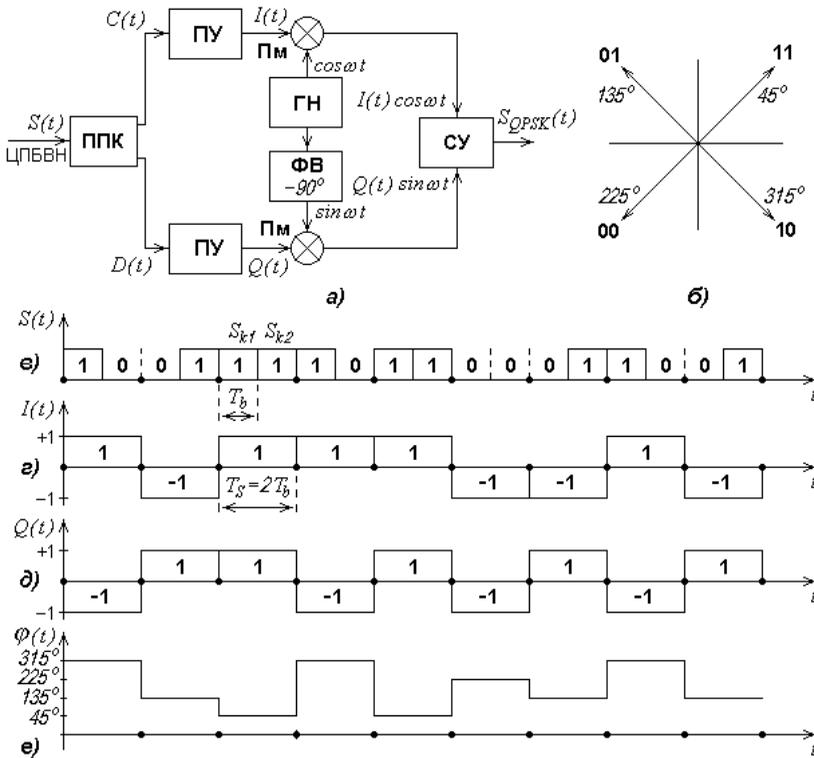


Рис. 11.32. Структурная схема QPSK-модулятора (а); векторная диаграмма ансамбля QPSK-радиосигнала (б); цифровые потоки  $S(t)$  (в),  $I(t)$  (а),  $Q(t)$  (д); абсолютное значение фазы напряжения несущей частоты на выходе QPSK-модулятора (е)

Цифровые потоки  $I(t)$  и  $Q(t)$  в Пм перемножаются с ортогональными несущими ( $\cos \omega t$ ,  $\sin \omega t$ ), после чего происходит сложение колебаний высокой частоты в СУ. Выходной QPSK-радиосигнал СУ в  $k$ -й промежуток времени (длительностью  $2T_b$ ):

$$\begin{aligned}
 S_{k \text{ QPSK}}(t) &= I_k \cos \omega t - Q_k \sin \omega t = \sqrt{I_k^2 + Q_k^2} \left( \frac{I_k \cos \omega t}{\sqrt{I_k^2 + Q_k^2}} - \frac{Q_k \sin \omega t}{\sqrt{I_k^2 + Q_k^2}} \right) = \\
 &= |S| (\cos \varphi_k \cos \omega t - \sin \varphi_k \sin \omega t) = |S| \cos(\omega t + \varphi_k), \quad (11.44)
 \end{aligned}$$

где  $|S| = \sqrt{I_k^2 + Q_k^2} = \sqrt{(\pm 1)^2 + (\pm 1)^2} = \sqrt{2}$  – амплитуда сигнала на выходе СУ;

$$\cos \varphi_k = \frac{I_k}{\sqrt{I_k^2 + Q_k^2}}; \quad \sin \varphi_k = \frac{Q_k}{\sqrt{I_k^2 + Q_k^2}};$$

$\varphi_k$  – фаза сигнала, которая при  $I_k = \pm 1, Q_k = \pm 1$  может принимать четыре значения в соответствии с данными табл. 11.2 (см. рис.11.32,б).

Таблица 11.2. Значения фазы QPSK-радиосигнала в зависимости от структуры дибита ( $S_{k1}, S_{k2}$ ) цифрового потока  $S(t)$

$S_{k1}$	$S_{k2}$	$I_k$	$Q_k$	$\varphi_k$
1	1	1	1	$45^\circ$
0	1	-1	1	$135^\circ$
0	0	-1	-1	$225^\circ$
1	0	1	-1	$315^\circ$

Поскольку одно значение фазы QPSK-радиосигнала определяет два бита исходного цифрового потока  $S(t)$ , то форма единичного элемента такого сигнала имеет вид прямоугольника с основанием  $T_S = 2 T_b$  (где  $T_b = 1 \cdot 10^{-3} / n = 1 \cdot 10^{-3} / 728 \approx 1,37$  мкс,  $n$  — число битов в кадре). Поэтому ширина спектра QPSK-радиосигнала [14]:

$$\Delta f_{QPSK} = 2 / 2 T_b = 1 / T_b. \quad (11.45)$$

При скорости цифрового потока системы NICAM 728 кбит/с  $\Delta f_{QPSK \text{ NICAM}} = 1 / (1 \cdot 10^{-3} / 728) = 728$  кГц.

Заметим, что QPSK-модуляция позволяет уменьшить необходимую полосу радиоканала в два раза при той же скорости передачи цифрового потока.

**11.4.5. Блок восстановления несущей частоты. Фазовая неоднозначность при приеме.** Для когерентного детектирования принятого QPSK-радиосигнала необходимо опорное напряжение  $U_{on}(t)$  с несущей частотой без фазовой манипуляции. Исключение фазовой манипуляции из несущей производится блоком восстановления несущей частоты (БВНЧ, рис.11.33), который содержит два квадратора (КВ) для возведения принятого сигнала в четвертую степень, полосовой фильтр (ПФ) с частотой настройки  $4\omega$ , фазовращатель (ФВ) на  $-180^\circ$ , делитель частоты (ДЧ) на четыре.

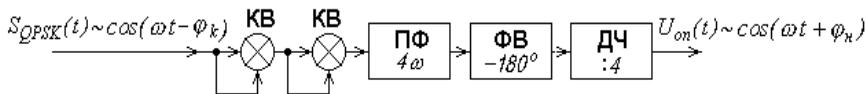


Рис. 11.33. Структурная схема блока восстановления несущей частоты

Поскольку  $\cos^4 \alpha = 1/8(\cos 4\alpha + 4\cos 2\alpha + 3)$ , а  $\alpha = (\omega t - \varphi_k)$ , то выходное напряжение второго квадратора пропорционально:

$$U_{KB2} \sim (1/8)[\cos 4\omega t \cos 4\varphi_k + \sin 4\omega t \sin(-4\varphi_k)] + (1/2)[\cos 2\omega t \cos 2\varphi_k + \sin 2\omega t \sin(-2\varphi_k)]. \quad (11.46)$$

Слагаемые напряжения  $U_{KB2}$ , пропорциональные  $\cos 2\omega t \cos 2\varphi_k$  и  $\sin 2\omega t \sin(-2\varphi_k)$ , устраняются ПФ. Кроме того, при значениях фазы  $\varphi_k$ , определяемых данными табл.11.2,  $\sin(-4\varphi_k) = 0$ . В результате напряжение на выходе ПФ  $U_{ПФ} \sim \cos 4\omega t \cos 4\varphi_k$ , а напряжение на выходе фазовращателя

$$U_{ФВ} \sim -\cos 4\omega t \cos 4\varphi_k. \quad (11.47)$$

Поскольку  $\cos 4\varphi_k = -1$  при  $\varphi_k = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ , то после деления частоты на четыре восстановленная несущая может иметь *фазовую неоднозначность, кратную  $90^\circ$* :  $U_{он}(t) \sim \cos(\omega t + \varphi_n)$ ,  $\varphi_n = i \cdot 90^\circ$ ,  $i = 0, 1, 2, 3$ . Этот эффект поясняется осциллограммами, изображенными на рис.11.34: триггерный блок деления частоты на четыре БВНЧ может иметь начальную синхронизацию в различные моменты времени.

Если фаза восстановленной несущей не будет иметь истинного значения (а для этого необходимо, чтобы  $\varphi_n = 0$ ), то демодулированный цифровой поток в приемнике не будет соответствовать передаваемому.

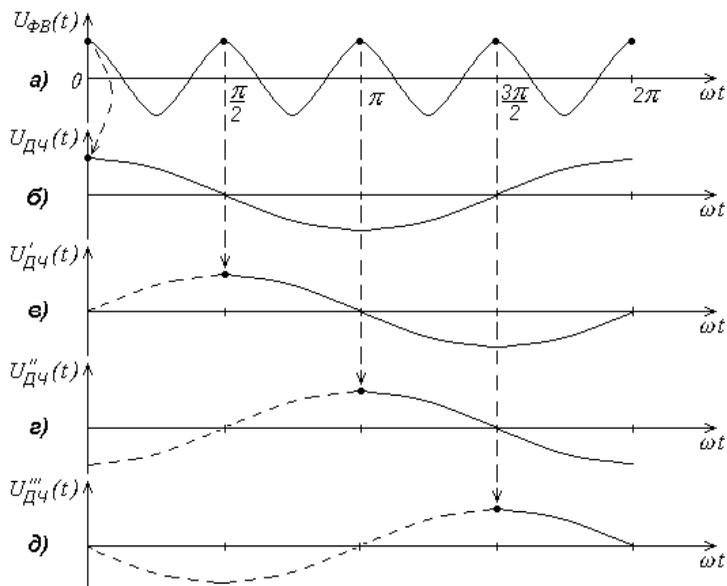


Рис. 11.34. К пояснению эффекта фазовой неоднозначности, возникающей в БВНЧ: а - выходное напряжение фазовращателя; б, в, г, д - опорное напряжение на выходе БВНЧ соответственно при  $\varphi_H = 0$ ,  $\varphi_H = 90^\circ$ ,  $\varphi_H = 180^\circ$ ,  $\varphi_H = 270^\circ$ . Пунктирными стрелками показаны возможные моменты синхронизации триггерного блока деления частоты на четыре

**11.4.6. Дифференциальная (относительная) квадратурная фазовая манипуляция.** Для устранения фазовой неоднозначности при приеме используют модуляцию DQPSK, при которой производится *относительное кодирование символов передаваемого сообщения*, т.е. необходимая информация содержится в различии двух последовательно переданных символов.

Структурная схема DQPSK-модулятора отличается от структурной схемы QPSK-модулятора наличием блока преобразования абсолютного кода в относительный (ПКАО, рис.11.35), в котором цифровые последовательности  $C(t)$  и  $D(t)$  с выхода ППК преобразуются в последовательности  $I'(t)$  и  $Q'(t)$  по следующим алгоритмам:

$$\begin{aligned} I'_k &= \overline{(C_k \oplus D_k)} \cdot (C_k \oplus I'_{k-1}) + (C_k \oplus D_k) \cdot (D_k \oplus Q'_{k-1}); \\ Q'_k &= \overline{(C_k \oplus D_k)} \cdot (D_k \oplus Q'_{k-1}) + (C_k \oplus D_k) \cdot (C_k \oplus I'_{k-1}), \end{aligned} \quad (11.48)$$

где черта сверху обозначает логическую операцию дополнения ( $1 \rightarrow 0$ ,  $0 \rightarrow 1$ ).

Данные табл.11.3 иллюстрируют преобразование символов в ПКАО и значение фазы сигнала на выходе DQPSK-модулятора.

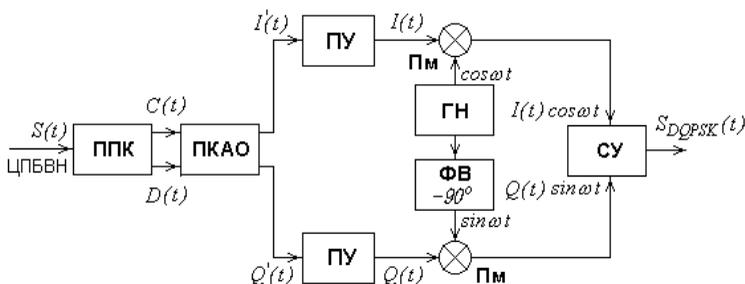


Рис. 11.35. Структурная схема DQPSK-модулятора

Таблица 11.3. Преобразование символов по алгоритмам (11.47) и фаза сигнала на выходе DQPSK-модулятора

$C_k$		1	0	0	1	0	1	0	1
$D_k$		1	1	0	0	1	1	1	0
$I'_k$	1	0	1	1	0	1	0	0	0
$Q'_k$	1	0	0	0	0	0	1	0	1
$\varphi_k$	$45^\circ$	$225^\circ$	$225^\circ$	$315^\circ$	$225^\circ$	$315^\circ$	$135^\circ$	$225^\circ$	$135^\circ$

**11.4.7. Когерентный демодулятор. Автокорреляционный демодулятор.** Демодуляцию DQPSK-радиосигнала в приемнике можно осуществлять как когерентным демодулятором, так и автокорреляционным демодулятором.

Структурная схема когерентного демодулятора (рис.11.36) имеет два Пм, блок восстановления несущей частоты (БВНЧ), ФВ, два ФНЧ, блок восстановления тактовой частоты (БВТЧ), две пороговые решающие схемы (ПРС), преобразователь относительного кода в абсолютный (ПКОА), параллельно-последовательный декодер (ППД).

С учетом (11.44) выходные напряжения множителей синфазного и квадратурного каналов пропорциональны:

$$U_{k \text{ ПМ-I}} \sim \cos(\omega t - \varphi_k) \cos \omega t = 1/2 [\cos \varphi_k + \cos(2\omega t - \varphi_k)];$$

$$U_{k \text{ ПМ-Q}} \sim \cos(\omega t - \varphi_k) \sin \omega t = 1/2 [\sin \varphi_k + \sin(2\omega t - \varphi_k)].$$

Поскольку высокочастотные составляющие напряжений  $U_{k \text{ ПМ-I}}$  и  $U_{k \text{ ПМ-Q}}$  отфильтровываются ФНЧ, то на их выходах сигналы принимают



Таблица 11.4. Процесс преобразования в ПКOA по алгоритмам (10.50)

$\varphi_k$	$45^\circ$	$225^\circ$	$225^\circ$	$315^\circ$	$225^\circ$	$315^\circ$	$135^\circ$	$225^\circ$	$135^\circ$
$\hat{\varphi}_k$	$135^\circ$	$315^\circ$	$45^\circ$	$45^\circ$	$315^\circ$	$45^\circ$	$225^\circ$	$315^\circ$	$225^\circ$
$I'_k$	0	1	1	1	1	1	0	1	0
$Q'_k$	1	0	1	1	0	1	0	0	0
$C_k$		1	0	0	1	0	1	0	1
$D_k$		1	1	0	0	1	1	1	0

Структурная схема автокорреляционного демодулятора DQPSK-радиосигнала приведена на рис.11.37. Достоинство такого демодулятора в том, что в его составе отсутствует сложный БВНЧ, а в качестве опорного сигнала  $U_{on}(t)$  для умножителей в интервале времени  $kT_S$  используется сигнал предыдущего интервала  $(k-1)T_S$ . Недостаток автокорреляционного демодулятора в том, что он обладает худшими характеристиками помехоустойчивости по сравнению с когерентным демодулятором. Причина этого заключается в «зашумленности» опорного напряжения при малом отношении  $C/\mathcal{N}$  на входе декодера.

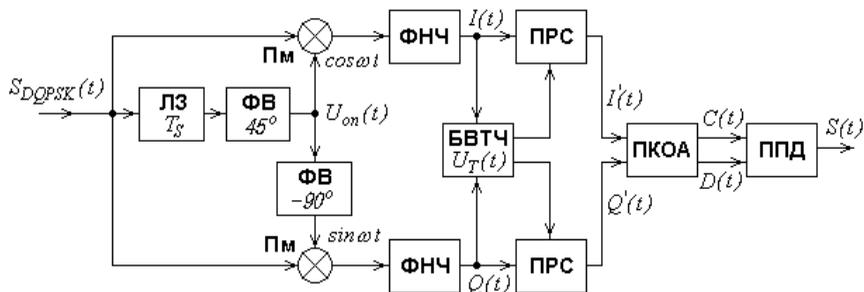


Рис. 11.37. Автокорреляционный демодулятор DQPSK-радиосигнала

Недостаток рассмотренной DQPSK-модуляции в том, что при одновременной смене полярности последовательностей  $I(t)$  и  $Q(t)$  (см. рис.11.32,з,д) происходят фазовые переходы несущего колебания  $\Delta\varphi = \varphi_k - \varphi_{k-1} = 180^\circ$ . Для «нефильтрованного» сигнала фазовые переходы происходят резко и сигнал имеет огибающую с постоянной амплитудой. Однако на практике DQPSK-сигнал ограничивается по полосе полосовым фильтром с целью уменьшения внеполосного излучения, которое может оказывать мешающее действие для соседних каналов связи. Для «фильтрованного»

сигнала при смене фазы на  $180^\circ$  происходит мгновенное изменение огибающей до нуля. Для усиления такого сигнала необходим линейный режим. Нелинейный усилитель, работающий в режиме насыщения (или двусторонний ограничитель амплитуды сигнала), «восстанавливает» огибающую DQPSK-сигнала и тем самым ослабляет эффект полосовой фильтрации.

Можно избежать фазовых переходов на  $180^\circ$ , если разнести во времени моменты смены фаз в квадратурных каналах. Для этого в одном из каналов DQPSK-модулятора (например, в квадратурном) вводится линия задержки, *сдвигающая (сдвигающая)* модулирующий сигнал  $Q(t)$  на время  $T_b = T_S / 2$  (такая же линия задержки в этом случае должна быть и в декодере приемника). При этом будут иметь место фазовые переходы только на  $90^\circ$ , что приведет к уменьшению мгновенного уровня огибающей фильтрованного высокочастотного сигнала не до нуля, а до уровня  $-3 \text{ дБ}$ . Оказывается, что при нелинейном усилении такого сигнала происходит только частичная регенерация амплитудного спектра с тем уровнем боковых лепестков, который был до фильтрации. Такая модуляция называется DQPSK-модуляцией *со сдвигом (смещением)* и обозначается как O-QPSK или SQPSK (Offset, Staggered) [29].

**11.4.8. Блок восстановления тактовой частоты.** Структурная схема БВТЧ (рис.11.38, для простоты показан один канал), вырабатывающего напряжение  $U_{TS}(t)$  для синхронизации ПРС, содержит пороговый детектор (ПРД), ЛЗ с временем задержки  $\tau_{ЛЗ} = T_S / 2$ , суммирующее устройство по *mod 2* (СУ), следящий полосовой фильтр (СПФ) с частотой настройки  $f_{ПФ} = F_{TS} = 1 / T_S$ . За счет сдвига и суммирования цифровая последовательность  $I'(t)$  (рис.11.39,б), не имеющая в своем спектре дискретной составляющей с частотой  $F_{TS}$  (рис.11.39,д), преобразуется в цифровую последовательность  $I''(t)$  (рис.11.39,е), длительность единичного символа которой уменьшается в *2 раза*. Спектр последовательности  $I''(t)$  расширяется и появляется спектральная линия с частотой  $F_{TS}$  (рис.11.39,е), которая выделяется СПФ.

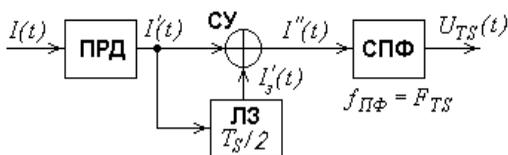


Рис. 11.38. Упрощенная структурная схема блока восстановления тактовой частоты. СУ может быть заменено на устройство перемножения (Пм)

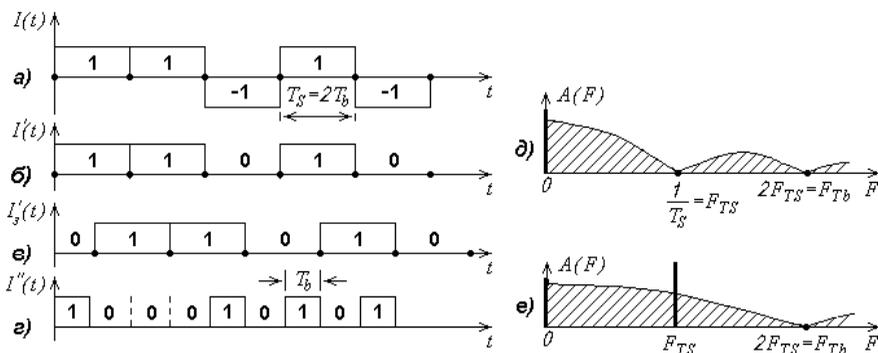


Рис. 11.39. К пояснению работы БВТЧ

Для синхронизации работы блока ППД (см. рис.11.35), а также других блоков приемника, обрабатывающих цифровой сигнал, необходимо напряжение с тактовой частотой исходной последовательности  $S(t)$  ( $F_{Tb} = 1/T_b$ ). Это напряжение формируют путем умножения частоты  $F_{TS}$  в 2 раза.

## 11.5. Цифровое спутниковое радиовещание (система DSR)

Программы цифрового спутникового радиовещания (DSR - Digital Satellite Radio) ретранслируются через ИСЗ TV - SAT 2 ( $19^\circ$  ЗД) на частоте  $11,977$  ГГц, DFS Коперникус-3 ( $23,5^\circ$  ВД) на частоте  $12,625$  ГГц и др., а также передаются по кабельным сетям в Германии и Швейцарии на частоте  $118$  МГц [33].

В системе DSR используется цифровой сигнал звука с  $F_e = 15$  кГц,  $F_\delta = 32$  кГц и разрешением  $14$  бит/отсчет. Его получают из исходного студийного сигнала, имеющего частоту дискретизации  $F_\delta = 48$  кГц и разрешение  $16$  бит/отсчет, с использованием метода преобразования

кодовых слов  $16/14$  с плавающей запятой (см. подраздел 11.1.6). Система DSR одновременно транслирует 16 стереофонических (или 32 монофонических) звуковых программ.

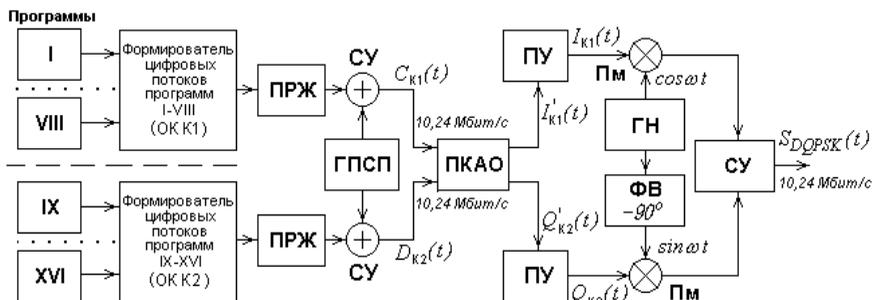


Рис. 11.40. Структурная схема кодера передатчика системы DSR

Структурная схема кодера передатчика системы DSR приведена на рис.11.40. В этой системе используется DQPSK-модуляция, подробно рассмотренная в предыдущем разделе. Поэтому здесь рассмотрим лишь алгоритм формирования цифровых потоков  $C_{K1}(t)$  и  $D_{K2}(t)$ , поступающих на DQPSK-модулятор.

В системе DSR параллельно (во временной области) формируются два основных кадра (ОК)  $K1$  и  $K2$ , каждый из которых содержит цифровые отсчеты уровней сигналов восьми передаваемых программ (к кадру  $K1$  относятся программы I, II, ..., VIII; к кадру  $K2$  - программы IX, X, ..., XVI), а также информацию о защите от ошибок и информацию управления.

Основные кадры  $K1$  и  $K2$  содержат по  $320 \text{ бит}$  (рис.11.41,а), что при частоте повторения кадров  $32 \text{ кГц}$  (равной частоте дискретизации) определяет скорость цифровых потоков синфазного и квадратурного каналов:  $f_b K1 = f_b K2 = 320 \cdot 32 = 10,24 \text{ Мбит/с}$ . Длительность каждого кадра  $T_{K1} = T_{K2} = 1 / 32 \cdot 10^3 = 31,25 \text{ мкс}$ . Каждый ОК начинается с 11-битового СлЦС, относящегося к кодовым последовательностям Баркера (см. подраздел 11.7.4), причем для  $K1$  СлЦС имеет вид  $11100010010$ , а для  $K2$  - оно инверсно:  $00011101101$ . Использование СлЦС из последовательностей Баркера позволяет применить при приеме автокорреляционный анализ и осуществить точное восстановление фазы тактовой частоты.

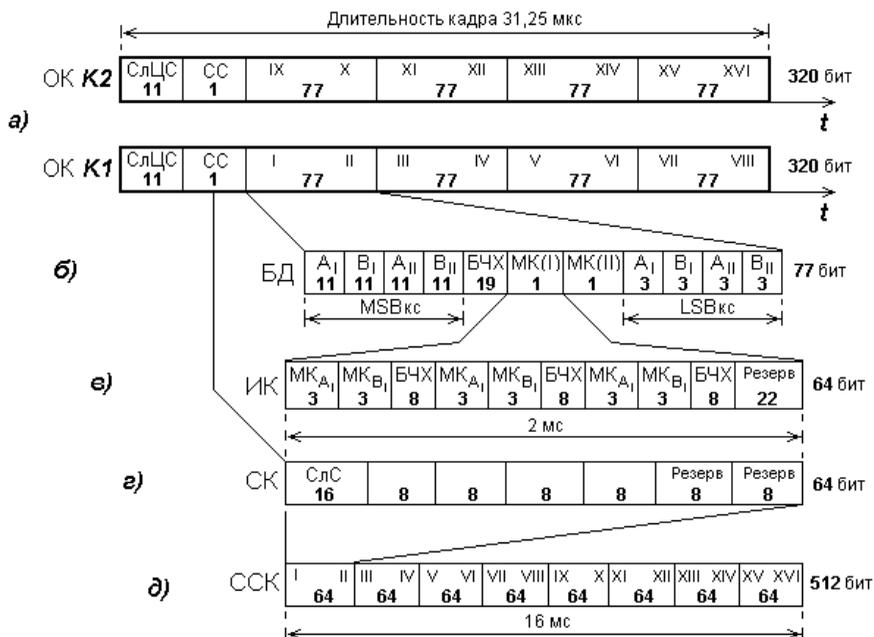


Рис. 11.41. Структура цифровых потоков системы DSR

За СлЦС в основных кадрах следует *1 бит сервисной службы* (СС), причем эти биты несут одинаковую информацию как в кадре *K1*, так и в кадре *K2*. Далее следуют четыре *77-битовых блока данных* (БД), структура которых раскрыта на рис.11.41,б. В каждом БД содержатся данные цифровых отсчетов сигнала звука левого и правого каналов двух стереопрограмм  $A_I, B_I, A_{II}, B_{II}$  (или четырех монофонических программ  $M_I, M_{II}, M_{III}, M_{IV}$ ). Причем сначала следуют по *11 бит старших разрядов 14-битовых кодовых слов* (MSB<sub>кс</sub>, всего  $11 \cdot 4 = 44$  бит), затем *19 избыточных битов*, образующих с *44 битами* код БЧХ (63,44). Код БЧХ (63,44) в защищаемых *44 битах* позволяет опознать и исправить две ошибки и дополнительно, по крайней мере, три ошибки опознать и замаскировать, интерполируя между последующим и предыдущим значениями отсчетов [33].

Далее в БД следуют *2 бита* (МК (I) и МК (II)), содержащие информацию о *масштабных коэффициентах* (МК) преобразования 16/14 для стереофонической I программы и стереофонической II программы (или соответствующих монофонических программ). Последними в каждом 77-битовом БД следуют *3 бита* младших разрядов четырех кодовых слов

(LSBк). Младшие разряды не защищаются от ошибок, так как ошибки в них при приеме практически не слышны.

Биты  $MK(N)$  (где  $N$  – номер программы) различных блоков данных при передаче 64 основных кадров образуют 64-битовые *информационные кадры* (ИК, рис.11.41,е), время формирования каждого из которых равно 2 мс. В ИК *трижды попарно* передаются масштабные коэффициенты для отсчетов сигналов левого ( $MK_{A_N}$ ) и правого ( $MK_{B_N}$ ) каналов соответствующей стереопрограммы (или соответствующих монопрограмм). Значение каждого масштабного коэффициента, относящегося к соответствующим 64 отсчетам звукового сигнала за 2 мс, кодируется 3 битами. Каждая пара масштабных коэффициентов защищена от ошибок кодом БЧХ (14,6) с восемью *проверочными битами*. Последние 22 бита ИК зарезервированы и пока не используются.

Биты *сервисной службы* (СС) после прохождения 64 основных кадров образуют 64-битовые *сервисные кадры* (СК, рис.11.41,з), время формирования каждого из которых равно 2 мс. Первый СК начинается с 16-битового слова *синхронизации* (СлС) вида 0000010111001111, остальные семь - со слов 0000010111111111. Следующие 32 бита несут информацию о коде передатчика, о характеристиках и жанрах программ: номер программы, моно или стерео, речь или музыка, известия, спорт, религия и пр. Последние 8+8=16 битов СК зарезервированы для будущих применений и пока не используются. Восемь СК образуют *сервисный суперкадр* (ССК), время формирования которого 16 мс (рис.11.41,д). Каждые 16 мс сервисная информация повторяется.

Сформированные таким образом цифровые потоки программ I - VIII и программ IX - XVI поступают на блоки перемежения (ПРЖ), а затем скремблируются путем суммирования «по модулю два» с бинарной ПСП (см. рис.11.40). Не перемежаются и не скремблируются слова синхронизации и биты сервисной службы в начале основных кадров  $K1$  и  $K2$  (первые 12 бит).

После перемежения и скремблирования образуются цифровые потоки  $C_{K1}(t)$  и  $D_{K2}(t)$ , которые поступают на DQPSK-модулятор. Поскольку одно значение фазы DQPSK-радиосигнала определяют два бита потоков  $C_{K1}(t)$  и  $D_{K2}(t)$ , то форма единичного элемента такого сигнала имеет вид прямоугольника с основанием  $T_b$ . Поэтому *ширина спектра* DQPSK-радиосигнала системы DSR

$$\Delta f_{DQPSK} = 2 / T_b = 2 / (T_{K1} / n) = 2 / (31,25 \cdot 10^{-6} / 320) = 20,48 \text{ МГц}, \quad (11.51)$$

где  $n = 320$  – число битов в основном кадре  $K1$  (или в  $K2$ ).

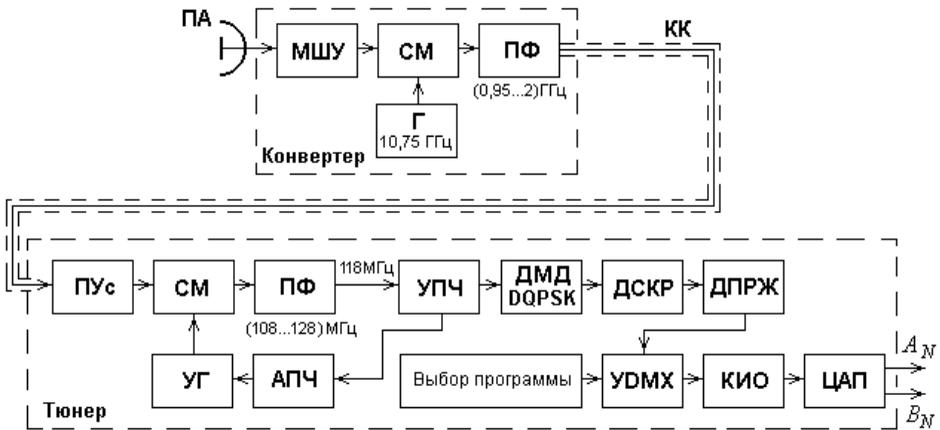


Рис. 11.42. Структурная схема приемной станции системы DSR для приема спутниковых радиосигналов

Структурная схема станции для приема спутниковых программ DSR изображена на рис.11.42. В ее состав входят: *параболическая антенна* (ПА) диаметром  $0,8$  м; *конвертер* - преобразователь несущих частот спутникового вещания; *тюнер* - блок, при помощи которого проводится настройка приемной станции на необходимый канал (ствол) спутникового вещания и производится необходимая обработка принятого сигнала.

Параболическая антенна диаметром  $D_A = 0,8$  м имеет на частоте  $12$  ГГц коэффициент усиления  $G_{ПА} \approx (0,5...0,6) \pi^2 D_A^2 / \lambda^2 \approx 35$  дБ и ширину основного лепестка диаграммы направленности по половинной мощности  $\Delta\varphi_{0,5} \approx 70 \lambda / D_A \approx 2,2^\circ$  [35].

*Конвертер* содержит *малозумящий усилитель* (МШУ) и *преобразователь частоты*, состоящий из *смесителя* (СМ), *гетеродина* (Г), *полосового фильтра* (ПФ). Конвертер переносит несущие частоты и спектры спутниковых радиосигналов в диапазон входных частот *тюнера*, т.е. осуществляет преобразование частот  $(11,7...12,75$  ГГц) /  $(0,95...2,0)$  ГГц. Для уменьшения собственной шумовой температуры станции конвертер и облучатель антенны конструктивно объединяют в один блок и помещают в фокус параболической антенны. Напряжение питания на конвертер подается от тюнера по центральной жиле и оплетке коаксиального кабеля (КК).

Тюнер включает в себя *предварительный усилитель* (ПУс), преобразователь частоты, *усилитель промежуточной частоты* (УПЧ), *демодулятор* (ДМД) DQPSK-радиосигнала, *дескремблер* (ДСКР), блок *деперемежения* (ДПРЖ), *управляемый демультимплексор* (УДМХ), блок *коррекции и интерполяции ошибок* (КИО), *цифро-аналоговый преобразователь* (ЦАП). В состав преобразователя частоты тюнера входят *смеситель* (СМ), *полосовой фильтр* (ПФ), *управляемый гетеродин* (УГ), *система автоподстройки частоты* (АПЧ).

Благодаря эффективной защите от ошибок в системе DSR (использование кодов БЧХ для защиты старших разрядов кодовых слов и масштабных коэффициентов, резервная передача масштабных коэффициентов, перемежение), приемная станция может работать при входном отношении  $C/\text{Ш} \approx 10 \text{ дБ}$ . Такому отношению  $C/\text{Ш}$  при спутниковом приеме соответствует очень высокая величина коэффициента ошибок:  $P_0 \approx 10^{-2}$ . Исправление ошибок кодом БЧХ уменьшает коэффициент ошибок в приемной системе до величины  $P' \approx 10^{-5}$ . Интерполяция дополнительно может маскировать (делать неслышимыми) две ошибки в секунду. В результате при  $C/\text{Ш} \approx 10 \text{ дБ}$  слышен в среднем один щелчок в час. Если же отношение  $C/\text{Ш} > (12 \dots 16) \text{ дБ}$ , то  $P_0 < (10^{-4} \dots 10^{-7})$ . В этом случае при приеме спутниковых радиосигналов щелчков практически нет.

## 11.6. Цифровое звуковое радиовещание (система DAB)

Система цифрового звукового радиовещания DAB (Digital Audio Broadcasting) — это принципиально новая система. Она создана в рамках проекта «Эврика-147», исполнителями которого являются около 50 фирм из Германии, Англии, Франции, Голландии, Норвегии, Швейцарии, Швеции, Италии, Финляндии, Японии, Канады и др. По представлению лидеров проекта (немецкого института IRT и французского ССЕТТ) в официальные участники проекта от России принят НИИ РПА им. А.С. Попова (г. Санкт-Петербург) [11,33]. В настоящее время ведущими фирмами создан комплект *специализированных больших интегральных схем* (СБИС), разработана передающая и приемная аппаратура, проведены всесторонние испытания системы DAB.

**11.6.1. Варианты конфигурации мультиплексирования и режимы передачи системы DAB.** Радиосигнал системы DAB занимает полосу частот около  $1,54$  МГц (по уровню  $-26$  дБ) и может передаваться в диапазоне от  $30$  МГц до  $3$  ГГц наземными и спутниковыми передатчиками, а также по кабельным сетям. Для системы DAB характерна высокая эффективность использования радиочастотного спектра: в полосе всего лишь  $1,54$  МГц возможна, например, передача шести высококачественных стереофонических программ и дополнительной разнообразной информации — текстов, информации для водителей автотранспорта, изображений газет и географических карт в цветной форме и пр. Система обеспечивает полную идентификацию программ и передатчиков.

Передатчики системы DAB имеют значительно меньшую мощность по сравнению с ЧМ передатчиками, обслуживающими такую же территорию. Система DAB дает возможность создания одночастотной сети (работа всех передатчиков на одной частоте - синхронное радиовещание) на очень больших территориях, обеспечивая при этом значительную экономию радиочастотного спектра.

Прием программ возможен ненаправленными штыревыми антеннами в домашней обстановке, движущемся автомобиле, походных условиях. Это обусловлено высокой устойчивостью системы DAB к помехам различного вида, и в частности к помехам из-за многолучевого распространения радиоволн, что особенно важно для городских районов с многоэтажной застройкой.

В системе DAB возможно оперативное изменение конфигурации мультиплексирования передаваемых звуковых сигналов (как монофонических, так и стереофонических) и дополнительной информации. Система обеспечивает следующие скорости передачи цифровых звуковых сигналов:  $32, 48, 56, 64, 80, 96, 112, 128, 162, 192$  кбит/с на один канал. Число каналов звукового вещания в многопрограммном групповом цифровом потоке может меняться от  $20$  монофонических (при невысоком качестве) до  $4$  стереофонических (со студийным качеством). Некоторые из возможных вариантов конфигурации мультиплексирования системы DAB при суммарной скорости передачи цифровых потоков  $1168$  кбит/с представлены в табл.11.5.

Параметры системы DAB зависят от *режима передачи* и могут оперативно изменяться. Возможны четыре режима передачи, которые характеризуются данными табл.11.6.

Таблица 11.5. Некоторые варианты конфигурации мультиплексирования системы DAB и скорости передачи цифровых потоков

Вариант конфигурации	Передаваемая информация	Скорость цифровых потоков, кбит/с
1	9 стереопрограмм ДД	$9 \cdot 2 \cdot 64 = 1152$ 16
2	6 стереопрограмм ДД	$6 \cdot 2 \cdot 96 = 1152$ 16
3	4 стереопрограммы ДД	$4 \cdot 2 \cdot 128 = 1024$ 144
4	2 стереопрограммы 3 стереопрограммы ДД	$2 \cdot 2 \cdot 128 = 512$ $3 \cdot 2 \cdot 96 = 576$ 80
5	3 стереопрограммы 3 стереопрограммы ДД	$3 \cdot 2 \cdot 128 = 768$ $3 \cdot 2 \cdot 64 = 384$ 16
6	1 стереопрограмма 4 стереопрограммы ДД	$1 \cdot 2 \cdot 128 = 256$ $4 \cdot 2 \cdot 96 = 768$ 144

Таблица 11.6. Параметры системы DAB для различных режимов передачи

Параметр	Режим 1	Режим 2	Режим 3	Режим 4
Суммарная скорость передачи данных, Мбит/с	2,4	2,4	2,4	2,4
Ширина частот радиоканала, МГц	1,536	1,536	1,536	1,536
Число несущих частот ( $n$ )	1536	768	384	192
Разнос несущих (приблизительно), кГц	1	2	4	8
Длительность COFDM-символа ( $T_S$ ), мкс	1024	512	256	128
Длительность защитного интервала между COFDM-символами ( $T_G$ ), мкс	256	128	64	32
Период следования COFDM-символов ( $T_{SG}$ ), мкс	1280	640	320	160
Длительность кадра ( $T_K$ ), мс	96	48	24	24
Число COFDM-символов в кадре ( $m = T_K / T_{SG}$ )	75	75	75	150
Число битов на COFDM-символ ( $2n$ )	3072	1536	768	384
Максимальная частота радиоканала, МГц	<375	<750	<1500	<3000
Максимальное расстояние между передатчиками при работе в одночастотной сети ( $D_{max} \leq c \cdot T_G$ ), км	84	42	21	12

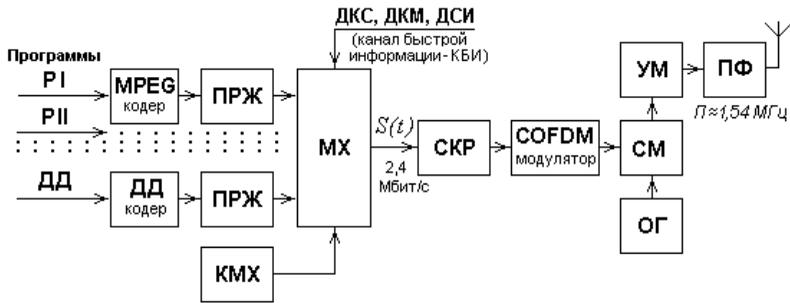


Рис. 11.43. Структурная схема передающей части системы DAB

Рассмотрим работу системы DAB, предположив что используется вариант конфигурации мультиплексирования 2 (передаются 6 стереофонических программ (PI, PII, ..., PVI) и дополнительные данные (ДД)), причем используется режим передачи 2.

Упрощенная структурная схема передающей части системы DAB приведена на рис.11.43. Цифровые аудиоданные разных программ, имеющие частоту дискретизации  $48 \text{ кГц}$  и разрешение  $16 \text{ бит/отсчет}$  ( $f_b = 16 \cdot 48 = 768 \text{ кбит/с}$  на один канал), редуцируются по методу MUSICAM в кодерах MPEG 11172-3 (см. подраздел 11.1.9). При этом скорость цифровых потоков каждого из каналов программ уменьшается с  $768$  до  $96 \text{ кбит/с}$ . Для защиты от ошибок аудиоданных программ, относящихся к ним данных о масштабных коэффициентах и о динамическом распределении битов по субполосам в кодерах MPEG используются CRC-коды, избыточность которых (см. подраздел 11.2.1) может колебаться от  $R = 35 \%$  (низший защитный уровень) до  $R = 75 \%$  (высший защитный уровень).

Сигнал данных также защищается от ошибок CRC-кодами в кодере дополнительных данных (ДД-кодер). Для защиты от пакетных ошибок используется канальное временное перемежение в блоках ПРЖ.

После перемежения цифровые потоки поступают на главный служебный мультиплексор (MX — Main Service Multiplex), работой которого управляет контроллер мультиплексирования (KMX). KMX задает определенные конфигурации мультиплексирования. При помощи MX в цифровой поток вводятся данные канала синхронизации (ДКС), данные конфигурации мультиплексирования (ДКМ), данные сервисной информации (ДСИ). Назначение ДКС ДКМ ясно из их названия. ДСИ позволяют при приеме идентифицировать передатчик, определить вид передаваемых программ

(спорт, новости, музыка и пр.). ДКС, ДКМ и ДСИ не перемежаются во времени и, следовательно, не имеют временной задержки. Их называют *каналом быстрой информации* (КБИ или FIC — Fast Information Channel).

Выходной цифровой поток с выхода МХ *скремблируется* в блоке СКР (скремблирование не охватывает биты ДКС) и поступает на COFDM-модулятор (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing - *ортогональное частотное разделение каналов с кодированием*) [11,18,33]. После модуляции COFDM-сигнал при помощи *опорного генератора* (ОГ) и *смесителя* (СМ) переносится в определенный частотный диапазон, усиливается *усилителем мощности* (УМ), фильтруется *полосовым фильтром* (ПФ) и поступает в антенну передатчика.

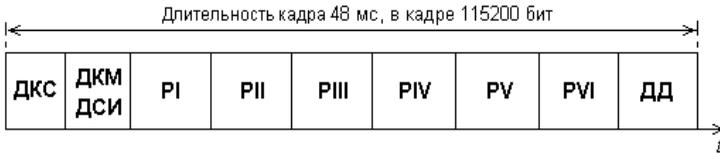


Рис. 11.44. Структура кадра на выходе МХ для режима передачи 2

**11.6.2. Структура кадра системы DAB. COFDM-модуляция.** На выходе МХ (см. рис.11.43) цифровой поток  $S(t)$  имеет кадровую (фреймовую) структуру, упрощенное изображение которой представлено на рис.11.44. Кадр начинается с временного интервала, в котором содержатся ДКС для синхронизирующих устройств приемника. Далее следуют ДКМ, ДСИ, данные шести стереофонических программ и ДД. Скорость цифрового потока  $S(t)$  не зависит от конфигурации мультиплексирования и режима передачи, всегда постоянна и равна  $f_b S(t) = 2,4 \text{ Мбит/с}$ . Скорость  $f_b S(t)$ , число несущих COFDM-сигнала ( $n$ ), число COFDM-символов в кадре ( $m$ ) и время кадра  $T_K$  (см. данные табл.11.6) связаны соотношением

$$f_b S(t) = 2 \cdot n \cdot m / T_K. \quad (11.52)$$

В COFDM-модуляторе в зависимости от *режима передачи* генерируется  $n$  несущих частот ( $n=1536$ ; 768; 384; 192, см. табл.11.6). Для использования многих несущих цифровой поток, поступающий на COFDM-модулятор с выхода МХ и имеющий высокую скорость следования данных ( $2,4 \text{ Мбит/с}$ ), *распараллеливается* (делится) в блоке (РПР) на  $n$  потоков с меньшей индивидуальной скоростью:  $(2,4/n) \text{ Мбит/с}$  (рис.11.45). Каждый поток

осуществляет модуляцию по фазе своей несущей в соответствующем DQPSK-модуляторе. Напомним, что каждое значение фазы несущей при DQPSK-модуляции определяет структуру одного дибита  $S_{k1}, S_{k2}$  (см. раздел 11.4).

Принцип образования COFDM-символов изображен на рис.11.46. За время  $\Delta t$ , соответствующее  $2n$  битам цифрового потока  $S(t)$  (рис.11.46,а), формируется один COFDM-символ, причем  $2n$  битов потока  $S(t)$  распределяются на  $n$  несущих частот (рис.11.46,б). COFDM-символы передаются в течение промежутка времени  $T_S$ , который называют *длительностью* COFDM-символа. Соседние символы разделены *защитным интервалом*  $T_G$ . Во время защитного интервала радиосигналы в эфир не передаются (заметим, что возможность введения защитного интервала при COFDM-модуляции появляется за счет низкой индивидуальной скорости распараллеленных потоков).

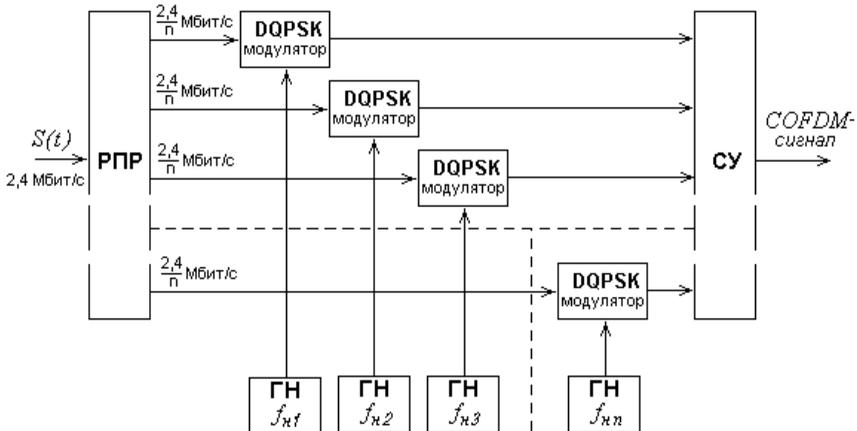


Рис. 11.45. Структурная схема COFDM-модулятора

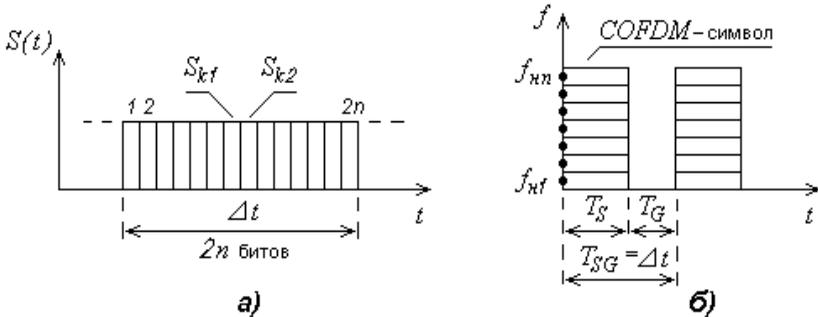


Рис. 11.46. К пояснению принципа формирования COFDM-символов.  
 Для режима передачи 2  $\Delta t = 640$  мкс,  $n = 768$

Распараллеливание потока  $S(t)$  в блоке РПР проводится таким образом, что цифровые данные, относящиеся к какой-то одной программе (или к каналу данных) в следующих друг за другом COFDM-символах по вполне определенному коду (закономерности), попадают на разные несущие частоты (именно этому факту обязано слово «Coded» в названии COFDM-модуляции). Такое частотное кодирование (частотное перемежение) в совокупности с исправляющими CRC-кодами исключает потерю приема программ и сигнала данных при селективных замираниях нескольких несущих (рис.11.47, 11.48).

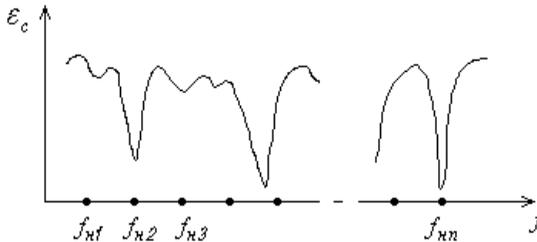


Рис. 11.47. Изменение напряженности поля сигнала в точке приема от частоты, приводящее к селективным замираниям нескольких несущих частот

Кадр COFDM-сигнала в координатах «время - частота» изображен на рис.11.48. За время кадра  $T_K = 48$  мс передается 75 COFDM-символов. 72 символа несут информацию об аудиоданных шести программ и о сигнале данных с относительной скоростью (см. (11.52)):

$$f'_{b \text{ отн}} = 2 \cdot n \cdot 72 / T_K = 2 \cdot 768 \cdot 72 / 48 \cdot 10^{-3} = 2,304 \text{ Мбит / с.} \quad (11.53)$$

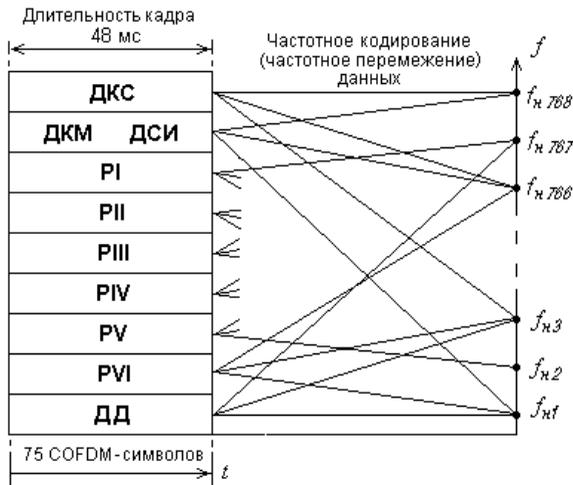


Рис. 11.48. Кадр системы DAB и частотное кодирование (частотное перемежение) данных (режим передачи 2)

В 3 символах заключена информация о ДКС, ДКМ, ДСИ, передаваемая с относительной скоростью

$$f''_{b\text{отн}} = 2 \cdot n \cdot 3 / T_K = 2 \cdot 768 \cdot 3 / 48 \cdot 10^{-3} = 96 \text{ кбит} / \text{с}. \quad (11.54)$$

Суммарная скорость передачи

$$f'_{b\text{отн}} + f''_{b\text{отн}} = f_b S(t) = 2,4 \text{ Мбит} / \text{с}.$$

Основным разрушающим фактором для цифрового канала в метровом и дециметровом диапазонах волн являются помехи от «эхо-сигналов», когда две (или несколько) сдвинутые по времени цифровые последовательности поступают на вход приемника. «Эхо-сигналы»  $S_{ЭС}(t)$  возникают из-за многолучевого распространения радиоволн и вызывают межсимвольную интерференцию (рис.11.49,а,б). Если время задержки  $t_3$  одного из лучей становится равным или больше половины длительности символа, происходит резкий рост цифровых ошибок, вплоть до полного разрушения канала.

Длительность передачи COFDM-символа оказывается в  $k = T_S / (T_{SG} / n)$  раз больше, чем длительность символа последовательного потока  $S(t)$ . Для режимов передачи 1,2,3,4 -  $k = 1200, 600, 300, 144$ . Большая длительность COFDM-символа обеспечивает хорошую защиту от межсимвольной интерференции, обусловленной «эхо-сигналами». Пораженным во времени может оказаться только малая часть COFDM-символа (рис.11.49,в,г). Наличие защитного интервала в COFDM-сигнале

дополнительно уменьшает вероятность межсимвольной интерференции (рис.11.49,а,б).

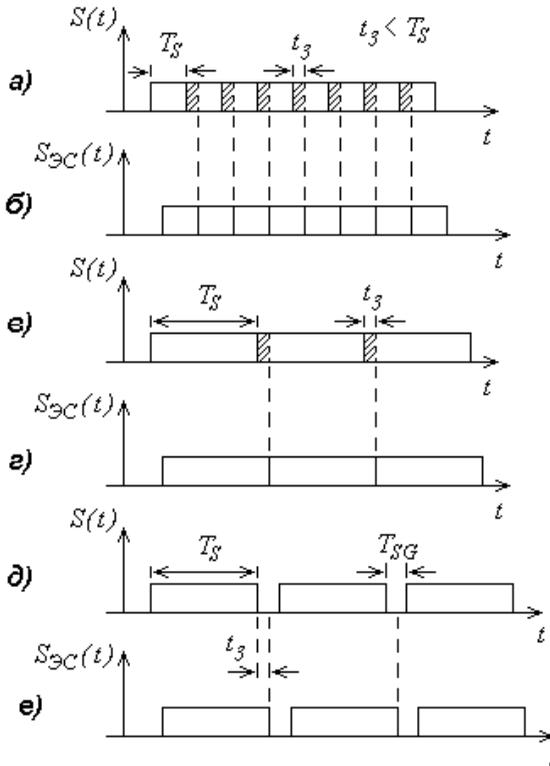


Рис. 11.49. Межсимвольная интерференция менее опасна при увеличении длительности символа и тем более при наличии защитного интервала

Защитный интервал, кроме того, позволяет использовать передатчики системы DAB для работы в *одночастотной синхронной сети*, когда мешающим «эхо-сигналом» являются сигналы от соседних передатчиков. Чем больше защитный интервал, тем большее расстояние  $D$  возможно между передатчиками, передающими строго синхронные и одинаковые COFDM-символы. Если разница в запаздывании сигналов от двух передатчиков не превышает длительности защитного интервала, то «эхо-сигнал» от соседнего передатчика не будет оказывать мешающего действия. Исходя из этого, максимальная дальность между передатчиками, работающими в одночастотной синхронной сети:

$$D_{max} \leq c \cdot T_G, \quad (11.55)$$

где  $c$  – скорость света.

Заметим, что для одночастотной синхронной сети наиболее подходящим является *режим передачи 1*, позволяющий обеспечить наибольшее разнесение передатчиков и, следовательно, обойтись их меньшим количеством при заданной площади обслуживания.

Ширина спектра радиосигнала, относящегося к каждой несущей (к  $i$ -й несущей) COFDM-модулятора при длительности элементарной посылки  $T_S$

$$\Delta f_i = 2 / T_S. \quad (11.56)$$

Разнос несущих в системе DAB выбран таким, чтобы удовлетворялись условия:

$$f_{n(i)} - f_{n(i-1)} = \Delta f_i / 2 = 1 / T_S. \quad (11.57)$$

При этом все несущие оказываются ортогональными (модулированные несущие ортогональны, если интеграл от их произведения на периоде длительности символа равен нулю). При этом на центральной частоте каждой несущей спектральные компоненты всех остальных несущих проходят через ноль, чем исключается взаимное влияние при демодуляции в приемнике, хотя их соседние боковые полосы перекрываются (рис.11.50, где для *режима передачи 2*  $\Delta f_i = 2 / 512 \cdot 10^{-6} \approx 4 \text{кГц}$ ,  $f_{n(i)} - f_{n(i-1)} \approx 2 \text{кГц}$ ).

Общая ширина полосы COFDM-сигнала, имеющего  $n$  несущих, не зависит от режима передачи и всегда равна  $\Delta f_{\text{COFDM}} = 1,536 \text{ МГц}$ .

Структурная схема приемника системы DAB приведена на рис.11.51. Радиотракт приемника (РТПР) имеет полосу пропускания  $\Pi_{0,7} = \Delta f_{\text{COFDM}} \approx 1,54 \text{ МГц}$ . COFDM-демодулятор содержит в своем составе 1536 когерентных демодуляторов DQPSK-сигнала, из которых при использовании *режима передачи 2* задействовано 768. На выходе COFDM-демодулятора образуется цифровой поток  $S(t)$  со скоростью  $2,4 \text{ Мбит/с}$ . При помощи демультимплексора DMX, управляемого контроллером демультимплексора (KDMX), цифровой поток  $S(t)$  разделяется на цифровые потоки звуковых программ и сигнал данных. После декодирования «сжатых аудиосигналов» MPEG-декодерами (см. подраздел 11.1.9) производится цифро-аналоговое преобразование (ЦАП). Сигнал дополнительных данных декодируется в ДД-декодере.

Декодирующая часть приемника системы DAB строится на специализированных больших интегральных схемах (СБИС).

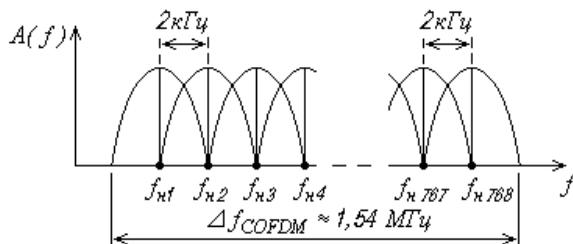


Рис. 11.50. Спектр COFDM-сигнала с 728 ортогональными несущими частотами (режим передачи 2)

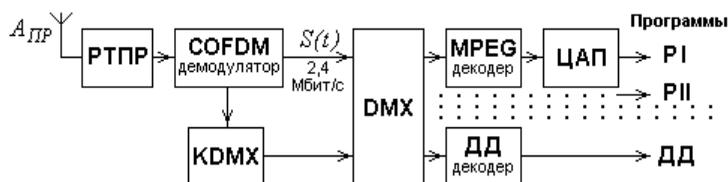


Рис. 11.51. Структурная схема приемника системы DAB

## 11.7. Радиосвязь с использованием шумоподобных сигналов

*Шумоподобные сигналы* (ШП-сигналы) или сигналы с расширенным (распределенным) спектром относятся к *технологии CDMA (Code Division Multiple Access - множественный (многостанционный) доступ с кодовым разделением каналов)* [5,7,8,14,22,27,29]. Первая работа, посвященная этой теме, была опубликована еще в 1935 г. Д.В. Агеевым [1]. Во второй половине 40-х годов технология CDMA, обладающая свойствами повышенной скрытности, начала использоваться в военных системах связи как в СССР, так и в США. В настоящее время на основе технологии CDMA и *промежуточного стандарта IS-95 (Interim Standard)* необычайно быстро развиваются сети сотовой телефонной связи третьего поколения.

**11.7.1. База ШП-сигнала.** Важным параметром ШП-сигналов является *база сигнала*.

*Базой импульсного сигнала* называют произведение ширины его спектра  $\Delta f$  на длительность единичного элемента  $T_b$ :

$$B = \Delta f \cdot T_b. \quad (11.58)$$

Для информационного сигнала с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) без возвращения к нулю (БВН)  $\Delta f_{ИКМ} = 1 / T_b$  (см. рис.7.2), следовательно,  $B = 1$ .

Признаком шумоподобного импульсного сигнала является большая величина базы ( $B \gg 1$ ). Для получения  $B \gg 1$  спектр передаваемого информационного сигнала искусственно расширяется. Широкое применение на практике нашли два метода расширения спектра: метод *прямой последовательности* (DS — Direct Sequence) и метод *скачков по частоте* (FH — Frequency Hopping). Здесь рассмотрим принципы формирования, передачи и приема ШП-радиосигнала на основе метода прямой последовательности.

**11.7.2. Формирование ШП-радиосигнала по методу прямой последовательности.** Структурная схема передатчика ШП-радиосигнала, формируемого по методу прямой последовательности, изображена на рис.11.52. В суммирующем устройстве (СУ) происходит сложение по *mod 2* битов *информационной последовательности*  $S_{ИКМ}(t)$  и символов *псевдослучайной последовательности* (ПСП)  $S_{ПСП}(t)$ , генерируемой ГПСП. Блок *преобразования уровней* (ПУ) производит преобразование уровней

сигнала  $S_{CY}(t)$  и образует сигнал  $S_{IY}(t)$ . В PSK-модуляторе осуществляется двухпозиционная *фазовая манипуляция* (*Phase Shift Keying* — PSK) несущей частоты  $\omega_0 = 2\pi f_0$  для получения *фазоманипулированного шумоподобного радиосигнала*  $S_{PSK\ ШП}(t)$ . Случай двухпозиционной PSK (BPSK — *Binary Phase Shift Keying*) здесь выбран для простоты рассмотрения; в принципе, возможно использование многопозиционной PSK, а также других видов модуляции [5].

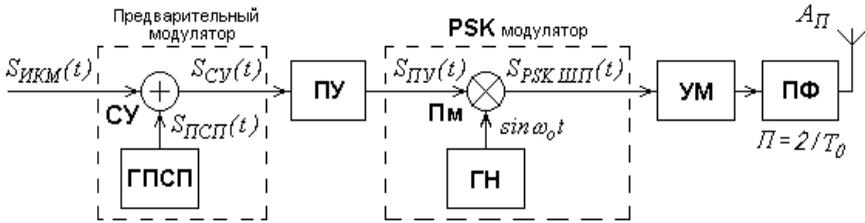


Рис. 11.52. Структурная схема передатчика ШП-радиосигнала с двухпозиционной фазовой манипуляцией

При использовании метода *прямой последовательности* используется *предварительная модуляция*: каждый бит информационного сигнала  $S_{ИКМ}(t)$  (рис.11.53,а) накладывается путем сложения по *mod 2* на поток из  $L$  «расширяющих» символов *периодической псевдослучайной последовательности*  $S_{ПСП}(t)$  (рис.11.53,б). При этом длительность единичного элемента импульсного сигнала уменьшается в  $L$  раз ( $T_0 = T_b / L$ ), что приводит к расширению спектра импульсного сигнала также в  $L$  раз:  $\Delta f_{CY} = \Delta f_{ИКМ} \cdot L$ . Очевидно, что после предварительной модуляции база информационного импульсного сигнала  $S_{CY}(t)$  (рис.11.53,в)

$$B = L = \Delta f_{CY} \cdot T_b = \Delta f_{CY} / \Delta f_{ИКМ} = T_b / T_0. \quad (11.59)$$

Двухполярный сигнал  $S_{IY}(t)$  (рис.11.53,г) управляет начальной фазой напряжения несущей частоты  $U \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ :  $\varphi_0 = 0^\circ$ , если  $S_{IY} = 1$ ;  $\varphi_0 = 180^\circ$ , если  $S_{IY} = -1$ . Вид ШП-радиосигнала с фазовой манипуляцией на выходе PSK-модулятора изображен на рис.11.53,д ( $S_{PSK\ ШП}(t)$ ). Для упрощения каждый единичный элемент длительностью  $T_0$  представлен одним периодом несущей частоты (на практике количество периодов в элементе гораздо больше).

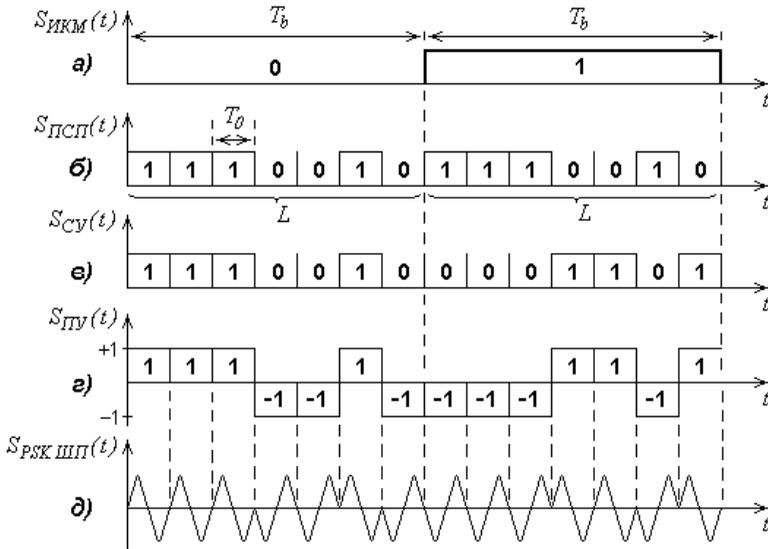


Рис. 11.53. К принципу формирования шумоподобного радиосигнала по методу прямой последовательности

Ширина спектра шумоподобного радиосигнала

$$\Delta f_{PSK \text{ ШП}} = 2 / T_0 . \quad (11.60)$$

При приеме ШП-радиосигнала необходимы две ступени демодуляции: сначала нужно провести демодуляцию расширяющего кода (демодуляцию ПСП), а затем - демодуляцию информационного сигнала.

Демодуляция ПСП проводится в приемнике при помощи коррелятора, выделяющего выброс автокорреляционной функции периодической ПСП.

**11.7.3. Автокорреляционная функция знакопеременных периодических M-последовательностей.** Рассмотрим понятие автокорреляционной функции (АКФ) сигнала.

Под АКФ сигнала  $S(t)$  понимают величину

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)S(t-\tau)dt , \quad (11.61)$$

где  $\tau$  - некоторый временной сдвиг функции  $S(t)$ .

Автокорреляционная функция  $R(\tau)$  характеризует степень связи (корреляции) сигнала  $S(t)$  со своей копией, сдвинутой по оси времени на

величину  $\tau$ .

На рис.11.54 показано построение АКФ для одиночного импульсного сигнала с амплитудой  $S$ . Сдвинутый на величину  $\tau$  сигнал  $S(t-\tau)$  изображен на рис.11.54,б, произведение  $S(t)S(t-\tau)$  — на рис.11.54,в, зависимость  $R(\tau)$  — на рис.11.54,г.

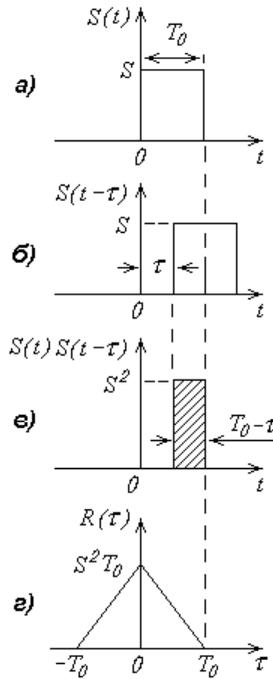


Рис. 11.54. К понятию автокорреляционной функции

АКФ имеет *максимум (выброс)* при  $\tau=0$ , т.к. при отсутствии временного сдвига сигнал коррелирован сам с собой. Максимальное значение АКФ равно энергии сигнала  $E$ :

$$R(0) = \int_0^{T_0} S^2(t) dt = S^2 T_0 = E. \quad (11.62)$$

С увеличением  $\tau$  АКФ  $R(\tau)$  убывает и при сдвиге сигнала  $S(t-\tau)$  на величину, превышающую длительность импульса  $T_0$ , обращается в ноль. АКФ является *четной функцией*.

Вид (или порядок следования символов) *периодической ПСП* формируется в ГПСП таким образом, чтобы ее АКФ имела *максимальные и*

периодические выбросы при временных сдвигах

$$\tau = 0 \pm k L T_0, \quad (11.63)$$

где  $L$  – длина ПСП,  $k = 0, 1, 2, \dots$

АКФ ПСП имеет *максимальные выбросы* в том случае, если последовательность является *знакопеременной*, т.е. состоит из символов «-1» и «1». Для получения знакопеременной последовательности необходимо заменить символы «0» бинарной последовательности на символы «-1» (см. рис.11.53,з). Эту операцию в схеме рис.11.52 прodelывает блок ПУ.

Условию (11.63) удовлетворяют *периодические ПСП максимальной длины* (*M-последовательности* или *последовательности Хаффмена*), *последовательности Голда*, *Касами* и *Уолша* и др. Рассмотрим принцип формирования периодических M-последовательностей.

В качестве *генераторов периодических бинарных* (имеющих уровни «0» и «1») *M-последовательностей* используют *цифровые автоматы*, содержащие в своем составе *n-разрядный регистр сдвига* на *D-триггерах* и цепь обратной связи с *генератором бита четности* (ГБЧ, рис.11.55,а). Регистром сдвига управляют тактовые импульсы с частотой следования  $1 / T_0$ . ГБЧ представляет собой набор сумматоров по *mod 2* выходных сигналов *только от определенных триггеров регистра сдвига* (поэтому соединения выходов триггеров с соответствующими сумматорами показаны пунктирными линиями).

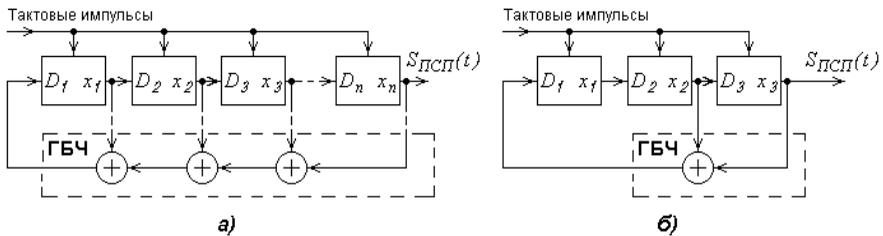


Рис. 11.55. Обобщенная структурная схема ГПСЦ — цифрового автомата формирования периодических бинарных M-последовательностей (а); генератор псевдослучайной 7-символьной последовательности (б), изображенной на рис.11.53,б

На рис.11.55,б приведена структурная схема ГПСЦ, генерирующего 7-символьную M-последовательность (вид этой последовательности показан на рис.11.53,б). Рассмотрим принцип работы такого ГПСЦ.

Таблица 11.7. Состояние ячеек регистра сдвига ГПСП (рис.11.55,б)

Номер ТИ	Первая ячейка	Вторая ячейка	Третья ячейка
1	1	1	1
2	0	1	1
3	0	0	1
4	1	0	0
5	0	1	0
6	1	0	1
7	1	1	0
8	1	1	1
...	...	...	...

Пусть в исходный момент времени в регистр сдвига было введено число 110 (число может быть любым, но только не 000). С поступлением первого тактового импульса (ТИ) в первую ячейку запишется цифра «1», т.к. сумма по  $mod 2$  второго и третьего разрядов равна единице. Во вторую ячейку перейдет цифра «1», ранее записанная в первой ячейке; в третью ячейку перейдет цифра «1», ранее записанная во второй ячейке. Эти состояния ячеек приведены в первой строке табл.1.7. Связанный с поступлением последующих ТИ процесс смены состояний ячеек отражен в последующих строках таблицы. С поступлением восьмого ТИ (пятнадцатого, двадцать второго и т.д.) цикл повторяется. В результате на выходе генератора образуется периодическая ПСП вида 1110010 с длиной  $L=7$  и периодом  $T_b = 7 T_0$ .

В общем случае длина М-последовательностей

$$L = 2^n - 1, \quad (11.64)$$

а их количество

$$N = \varphi(L) / n, \quad (11.65)$$

где  $\varphi(L)$  – функция Эйлера.

Для бинарных ПСП (состоящих из символов «0» и «1»)

$$\varphi(L) = (L-1), \quad (11.66)$$

если  $L$  – простое число, т.е. число, которое нельзя представить в виде произведения других целых чисел (например,  $7 = 2^3 - 1$ ,  $31 = 2^5 - 1$ ,  $127 = 2^7 - 1$ ,  $8191 = 2^{13} - 1$  и т.д.), и

$$\varphi(L) = P < (L-1), \quad (11.67)$$

где  $P$  – число чисел в ряду  $(1, 2, \dots, L-1)$ , взаимно простых с числом  $L$  (т.е. не имеющих общих делителей, кроме единицы). Например, при  $n=4$   $L = 2^4 - 1 = 15$  и взаимно простыми числами с  $L$  являются числа

1, 2, 4, 7, 8, 11, 13, 14 ( $P=8$ ). Остальные числа в ряду  $(1, 2, \dots, L-1)$  имеют общие делители с числом  $L=15$  (эти числа — 3, 5, 6, 9, 10, 12). Следовательно, при  $n=4$   $N = P/4 = 8/4 = 2$ .

В табл. 11.8 приведены характеристики М-последовательностей в зависимости от числа разрядов регистра сдвига цифрового автомата (число  $n$  может быть и больше 15). Заметим, что с ростом длины число последовательностей резко возрастает.

Таблица 11.8. Длина и число М-последовательностей, а также один из возможных вариантов алгоритма формирования бита четности  $D_1$  в ГБЧ

Число разрядов регистра сдвига ( $n$ )	Длина последовательности ( $L$ )	Число последовательностей ( $N$ )	$D_1$ в схеме рис.11.55,а
3	7	2	$x_2 \oplus x_3$
4	15	2	$x_3 \oplus x_4$
5	31	6	$x_4 \oplus x_5$
6	63	6	$x_5 \oplus x_6$
...	...	...	...
11	2047	176	$x_9 \oplus x_{11}$
12	4095	144	$x_2 \oplus x_{10} \oplus$ $\oplus x_{11} \oplus x_{12}$
...	...	...	...
15	32767	1800	$x_{14} \oplus x_{15}$

*М-последовательности обладают следующими свойствами.*

**Балансное свойство.** В одном периоде М-последовательности содержится  $2^{(n-1)} - 1$  нулей и  $2^{(n-1)}$  единиц.

**Свойство сдвига при сложении по mod 2.** Сумма по mod 2 М-последовательности и ее произвольного циклического сдвига представляет собой другой циклический сдвиг исходной М-последовательности.

**Свойства периодической АКФ М-последовательностей.** Если в бинарной М-последовательности, состоящей из символов  $(0, 1)$ , заменить символы «0» на символы «-1» и получить последовательность  $(-1, 1)$ , то ее периодическая АКФ удовлетворяет условию (11.63) и определяется выражением

$$R_{II}(\tau) = \begin{cases} 2^n - 1 = L, & \tau = 0 \pm k L T_0, \quad k = 0, 1, 2, \dots; \\ -1, & \tau = \pm k L T_0 \pm l T_0, \quad l = 1, 2, \dots, L-1. \end{cases} \quad (11.68)$$

Из (11.68) следует, что автокорреляционная функция периодических знакопеременных  $M$ -последовательностей является четной функцией и имеет максимальный выброс с периодом  $L T_0$ . Величина выброса пропорциональна длине последовательности  $L$ .

В качестве примера определим вид АКФ для 7-символьной ПСП, изображенной на рис.11.53,б. Будем считать, что в этой последовательности символы «0» заменены на символы «-1» и знакопеременная ПСП имеет вид:  $S(t) = 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1$ . Расчет значений АКФ такой последовательности при различных временных сдвигах ее копии  $S(t - \tau)$  (при  $\tau = l T_0$ ) иллюстрируется

данными табл.11.9. Величины периодической АКФ  $R_{II}(\tau) = \int_0^{7 T_0} S(t) S(t - \tau) dt$  приведены в последнем столбце этой таблицы, а вид нормированной АКФ ( $R_{IIн}(\tau) = R_{II}(\tau) / L = R_{II}(\tau) / 7$ ) - на рис.11.56.

Таблица 11.9. Расчет АКФ 7-символьной знакопеременной периодической  $M$ -последовательности вида  $S(t) = 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1$

Величина сдвига ( $\tau = l T_0$ )	Последовательность $S(t - \tau)$	$S(t) S(t - \tau)$ (посимвольное умножение)	$R_{II}(\tau)$ {сумма символов $S(t) S(t - \tau)$ }
0	1 1 1 -1 -1 1 -1	1 1 1 1 1 1 1	7
$T_0$	-1 1 1 1 -1 -1 1	-1 1 1 -1 1 -1 -1	-1
$2 T_0$	1 -1 1 1 1 -1 -1	1 -1 1 -1 -1 -1 1	-1
$3 T_0$	-1 1 -1 1 1 1 -1	-1 1 -1 -1 -1 1 1	-1
$4 T_0$	-1 -1 1 -1 1 1 1	-1 -1 1 1 -1 1 -1	-1
$5 T_0$	1 -1 -1 1 -1 1 1	1 -1 -1 -1 1 1 -1	-1
$6 T_0$	1 1 -1 -1 1 -1 1	1 1 -1 1 -1 -1 -1	-1
$7 T_0$	1 1 1 -1 -1 1 -1	1 1 1 1 1 1 1	7
$8 T_0$	-1 1 1 1 1 -1 -1	-1 1 1 -1 1 -1 -1	-1
...	...	...	...

Максимальный выброс АКФ периодических ПСП имеет важное значение при их использовании в цифровых системах связи технологии CDMA: два или более сигналов могут переданы одновременно в одной и той же полосе частот, а затем успешно выделены, если их кодовые последовательности представляют собой циклические сдвиги одной  $M$ -последовательности на один и более символ.

Шумоподобные радиосигналы могут использоваться и в системах измерения дальности. Точность измерения может быть обеспечена в пределах длительности одного символа ПСП, если в качестве маркера использовать максимальный выброс АКФ.

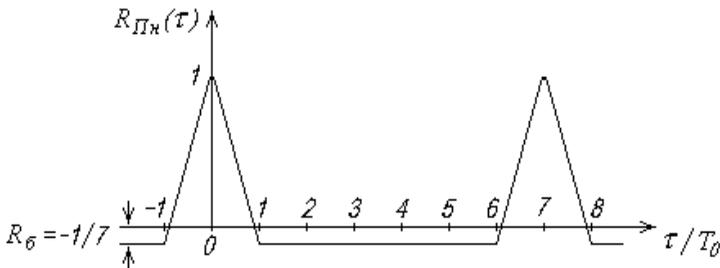


Рис. 11.56. Нормированная АКФ знакопеременной периодической 7-символьной  $M$ -последовательности

**11.7.4. Кодовые последовательности Баркера.** Некоторые знакопеременные аperiodические последовательности имеют АКФ с минимальными и равноамплитудными боковыми пиками. Их называют кодовыми последовательностями Баркера. Нормированная АКФ сигналов Баркера:

$$R_{АН}(\tau) = \begin{cases} 1, & \tau = 0; \\ 0, & \tau = 2b + 1, \quad b = 0, 1, \dots, (L-1)/2; \\ \pm 1/L, & \tau = 2b, \quad b = 1, \dots, (L-1)/2. \end{cases} \quad (11.69)$$

В табл.11.10 приведены виды кодов Баркера  $S_B(t)$  и нормированная амплитуда боковых пиков АКФ  $R_\delta = \pm 1/L$ . На рис.11.57 изображена нормированная АКФ для 7-символьного кода Баркера.

Свойство минимальности и равноамплитудности боковых пиков АКФ кодов Баркера имеет важное значение при их использовании в качестве преамбул для обеспечения символьной и цикловой синхронизации в цифровых системах связи (например, 11-символьный код Баркера используется для кадровой синхронизации в системе DRS, см. подраздел 11.5).

Таблица 11.10. Кодовые последовательности Баркера  
и амплитуда боковых пиков нормированной АКФ ( $R_{\sigma} = \pm 1 / L$ )

$L$	$S_B(t)$	$R_{\sigma} = \pm 1 / L$
3	1 1 -1	-1/3
4	1 1 -1 1	1/4
5	1 1 1 -1 1	1/5
7	1 1 1 -1 -1 1 -1	-1/7
11	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1	-1/11
13	1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1	1/13

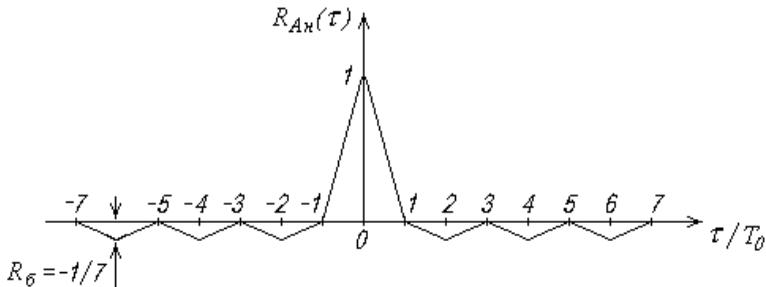


Рис. 11.57. Нормированная АКФ 7-символьной  
кодовой последовательности Баркера

**11.7.5. Корреляционный приемник ШП-радиосигнала.** Структурная схема приемника ШП-радиосигнала, сформированного с использованием метода прямой последовательности, приведена на рис.11.58. С выхода радиотракта приемника (РТПР), имеющего полосу пропускания  $\Pi_{ПР} = \Delta f_{PSK_{ШП}} = 2 / T_0$ , ШП-радиосигнал поступает на коррелятор. В состав коррелятора входят перемножитель (Пм), генератор псевдослучайной последовательности (ГПСП), преобразователь уровней (ПУ), узкополосный полосовой фильтр (УПФ) с полосой пропускания  $\Pi_{УПФ} = 2 / T_b$ . ГПСП приемника генерирует точно такую же ПСП, что и ГПСП передатчика. Работой ГПСП и PSK-демодулятора управляет система синхронизации (ССНХР). Главное условие нормальной работы коррелятора — строгое согласование временных параметров принимаемого и опорного сигнала. ССНХР, как правило, содержит несколько следящих систем фазовой и частотной автоподстройки и систему слежения за задержкой сигнала.

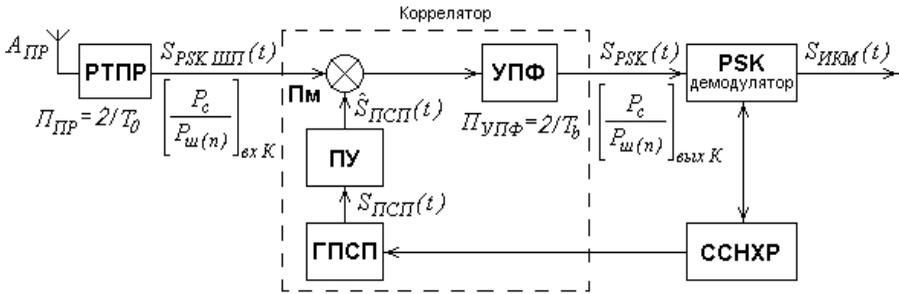


Рис. 11.58. Структурная схема приемника ШП-радиосигнала

Первая ступень демодуляции широкополосного шумоподобного PSK-радиосигнала, имеющего длительность единичного символа  $T_0$  и ширину спектра  $\Delta f_{PSK \text{ ШП}} = 2 / T_0$ , происходит в корреляторе. Если порядок следования нулей и единиц ШП-радиосигнала и генерируемой в приемнике ПСП совпадают (ШП-радиосигнал является согласованным), то на выходе Пм образуется узкополосный информационный PSK-радиосигнал с длительностью единичного символа  $T_b$  и шириной спектра  $\Delta f_{PSK} = 2 / T_b$ . Этот процесс «демодуляции расширяющего кода» изображен на рис.11.59, а, б, в.

Ширина спектра узкополосного PSK-радиосигнала на выходе Пм в  $L$  раз меньше, чем ширина спектра широкополосного ШП-радиосигнала на входе Пм:

$$\Delta f_{PSK \text{ ШП}} / \Delta f_{PSK} = T_b / T_0 = L. \quad (11.70)$$

Узкополосный PSK-радиосигнал проходит через УПФ (полоса пропускания которого  $\Pi_{УПФ} = \Delta f_{PSK} = 2 / T_b$ ) и попадает на PSK-демодулятор, где осуществляется вторая ступень демодуляции - выделение информационного сигнала (рис.11.59, в).

Если на Пм коррелятора попадают еще какие-либо несогласованные широкополосные ШП-радиосигналы (широкополосные помехи), модулированные другими кодами (например, такими же M-последовательностями, но сдвинутыми во времени на один и более символов), то на выходе Пм они превращаются в хаотическую последовательность коротких импульсов с широким спектром. В результате через УПФ проходит лишь часть энергии несогласованных сигналов, причем эта часть тем меньше, чем больше длина  $L$  кодирующей (декодирующей) ПСП. Заметим, что чем большее число несогласованных ШП-радиосигналов имеется

на входе приемника, тем хуже качество приема полезного сигнала.

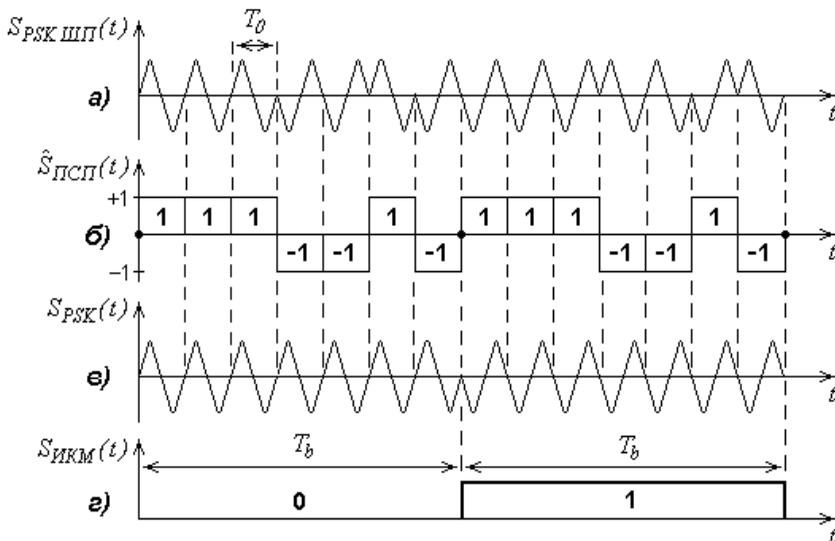


Рис. 11.59. К принципу демодуляции шумоподобного радиосигнала

Если на входе Пм имеется *узкополосная помеха* (например, гармоническая помеха, характеризуемая одной спектральной линией), то после ее перемножения с ПСП на выходе Пм образуется широкополосный сигнал с практически равномерным спектром. Лишь малая часть энергии этого широкополосного сигнала пройдет через УПФ коррелятора. Следовательно, узкополосная помеха ослабляется коррелятором тем больше, чем больше длина  $L$  кодирующей (декодирующей) ПСП.

Если на входе Пм имеется помеха в виде *широкополосного теплового шума*, то после ее перемножения с ПСП на выходе Пм образуется шумовая помеха с изменяющейся полярностью. Изменение полярности шумовой помехи не оказывает влияния на ее спектральную плотность. Следовательно, шумовая широкополосная помеха ослабляется коррелятором тем больше, чем больше длина  $L$  кодирующей (декодирующей) ПСП.

*Таким образом, в корреляторе приемника обеспечивается как кодовое выделение полезного информационного сигнала, так и запас помехоустойчивости к помехам различного типа.*

Улучшение отношения сигнал/шум (сигнал/помеха) коррелятором зависит от отношения полосы пропускания радиотракта приемника и полосы пропускания фильтра коррелятора и, следовательно, определяется длиной

кодирующей (декодирующей) ПСП:

$$G_{u(n)}[\text{дБ}] = 10 \lg \frac{[P_c / P_{u(n)}]_{\text{вых} K}}{[P_c / P_{u(n)}]_{\text{вх} K}} \approx 10 \lg(\Pi_{\text{ПП}} / \Pi_{\text{УПФ}}) = 10 \lg L. \quad (11.71)$$

Если, например, используется ПСП с длиной  $L = 32767$ , то  $G_{u(n)} \approx 45 \text{дБ}$ .

Это означает, что при  $[P_c / P_{u(n)}]_{\text{вых} K} = 12 \text{дБ}$  величина  $[P_c / P_{u(n)}]_{\text{вх} K} = -33 \text{дБ}$ , т.е. прием полезного ШП-радиосигнала возможен при его уровне на входе приемника много меньшем, чем уровень шумов и помех (отношение  $C/\mathcal{W}$  на входе приемника связано с отношением  $C/\mathcal{W}$  на выходе радиотракта приемника формулой

$$[P_c / P_{u(n)}]_{\text{вх} \text{ ПП}} = [P_c / P_{u(n)}]_{\text{вх} K} + N_{\text{ПП}},$$

где  $N_{\text{ПП}} \approx (0, 2 \dots 6) \text{дБ}$  – коэффициент шума радиотракта современных приемников).

Заметим, однако, что использование ШП-радиосигналов (технологии CDMA) не дает никаких преимуществ с точки зрения повышения реальной чувствительности приемника по сравнению с технологиями FDMA и TDMA. В самом деле, расширение спектра (увеличение базы) сигнала при его постоянной энергии приводит к уменьшению интенсивности спектральных компонентов, распределяющихся в полосе  $\Delta f_{\text{PSK IIII}}$  (рис.11.60).

Интенсивность спектральных компонентов ШП-радиосигнала может быть существенно меньше, чем уровень природных и промышленных шумов (передаваемый ШП-радиосигнал становится энергетически «скрытым»). При его приеме коррелятор сужает расширенный спектр сигнала, интенсивность спектральных компонентов сигнала при этом возрастает до прежнего уровня. К внешним принятым шумам добавляются собственные шумы радиотракта приемника (так же, как и при приеме сигналов FDMA или TDMA). Следовательно, при прочих равных условиях отношение  $C/\mathcal{W}$  на входе демодулятора приемника широкополосного ШП-сигнала будет такое же, как и на входе демодулятора приемника, например, узкополосного PSK-сигнала.

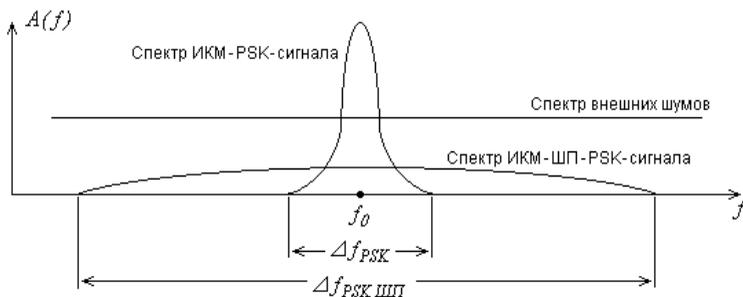


Рис. 11.60. Огибающие спектров узкополосного PSK-сигнала, шумоподобного PSK-сигнала, внешних шумов

На основе изложенного сформулируем преимущества и особенности CDMA-радиосвязи на основе шумоподобных сигналов.

1. Энергетическая скрытность из-за низкого уровня спектральной плотности ШП-радиосигналов.

2. Защищенность связи от несанкционированного доступа за счет кодирования информационных сигналов псевдослучайными последовательностями.

3. Повышенная помехоустойчивость приемных систем к различному виду помех, в том числе к воздействию преднамеренных помех.

4. Постепенное уменьшение отношения *сигнал/помеха* при увеличении числа пользователей, одновременно занимающих один и тот же *радиоканал* (ограниченную полосу частот). Это приводит к постепенному ухудшению качества связи, проявляющемуся в возрастании среднего количества цифровых ошибок (щелчков при приеме звуковых сигналов) за определенный промежуток времени.

5. Отсутствие жесткого ограничения количества одновременно работающих в радиоканале пользователей в отличие от технологий FDMA и TDMA. Однако платой за это является ухудшение качества связи при одновременной работе многих пользователей в одном радиоканале.

## Контрольные вопросы к разделу 11

1. Каким условием должны быть связаны значения частоты дискретизации аналогового сигнала  $F_{\partial}$  и верхней частоты спектра аналогового сигнала  $F_g$  ?
2. Какой математической операции эквивалентна дискретизация аналогового сигнала  $S_{ex}(t)$  во времени импульсами дискретизации  $S_{u\partial}(t)$ , в результате которой получают сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией  $S_{AIM}(t)$  ?
3. При каком отношении периода импульсов дискретизации ( $T_{\partial}$ ) к длительности импульса дискретизации ( $\tau_{\partial}$ ) спектр однополярного амплитудно-импульсного сигнала (АИМ-сигнала) содержит компонент с нулевой частотой ?
4. При каком отношении периода импульсов дискретизации ( $T_{\partial}$ ) к длительности импульса дискретизации ( $\tau_{\partial}$ ) спектр двухполярного АИМ-сигнала не содержит компонента с нулевой частотой ?
5. При помощи какого устройства можно провести демодуляцию АИМ-сигнала в приемнике ?
6. Какой сигнал допускает свою регенерацию без накопления шумов при передаче через ретрансляционные пункты ?
7. Какой вид имеет амплитудная характеристика равномерного квантователя в пределах допустимых изменений входного сигнала ?
8. К чему приводит ошибка квантования ?
9. От чего зависит интенсивность шумов квантования ?
10. Как зависит  $\gamma_{кв} = P_c / P_{ш\ кв}$  от мощности входного сигнала при равномерном квантовании и выполнении условия  $P_c < P_{c\ max}$  ?
11. При каком условии возникают шумы ограничения при квантовании сигнала ?
12. Какой формулой определяется максимальное отношение *сигнал / шум квантования* ( $\gamma_{кв\ max} = P_{c\ max} / P_{ш\ кв}$ ) при равномерном квантовании гармонического сигнала и импульсно-кодовом кодировании ?
13. Какой формулой определяется динамический диапазон цифрового тракта для гармонического сигнала ?
14. Какой формулой определяется возможный динамический диапазон гармонического сигнала на входе цифрового тракта ?
15. Как рассчитывается скорость передачи цифрового потока ( $f_b$ ) ?
16. Для каких целей используется неравномерное квантование ?
17. Какой вид имеет амплитудная характеристика неравномерного квантователя в пределах допустимых изменений входного сигнала при мгновенном компандировании ?
18. На основе каких устройств можно получить неравномерную характеристику квантования при мгновенном компандировании ?
19. Из какого условия следует, что оптимальная амплитудная характеристика

- неравномерного квантователя при мгновенном компандировании должна иметь вид логарифмической функции ?
20. Почему для  $A$ -закона компрессии при мгновенном компандировании с помощью цифрового компрессора величина коэффициента компрессии выбрана равной  $87,6$  ( $A = 87,6$ ) ?
  21. Какова структура 10-разрядного кодового слова при разрешающей способности по шумам квантования для слабых сигналов  $m_{\text{э}} = 14$  в случае мгновенного компандирования с использованием характеристики компрессии  $A = 87,6 / 13$  ?
  22. Почему при разрешающей способности квантования для слабых сигналов  $m_{\text{э}} = 14$  перегиб идеализированной кривой, характеризующей отношение *сигнал/шум квантования* ( $\gamma_{\text{квн}} = P_c / P_{\text{ш кв}}$ ) в случае мгновенного компандирования с использованием линейно-ломаной характеристики компрессии  $A = 87,6 / 13$ , происходит при относительном уровне входного сигнала  $P_c / P_{c \text{max}} = -36$  дБ ?
  23. Почему при разрешающей способности квантования для слабых сигналов  $m_{\text{э}} = 14$  перегиб идеализированной кривой, характеризующей отношение *сигнал/шум квантования* ( $\gamma_{\text{квн}} = P_c / P_{\text{ш кв}}$ ) в случае почти мгновенного компандирования  $14/10$  с использованием пятишкальной характеристики компрессии, происходит при относительном уровне входного сигнала  $P_c / P_{c \text{max}} = -24$  дБ ?
  24. В чем отличие почти мгновенного компандирования  $14/10$  от преобразования кодовых слов с плавающей запятой  $16/14$  ?
  25. Для каких целей используются предискажения при цифровой передаче звуковых сигналов ?
  26. Для каких целей используется передискретизация цифрового сигнала ?
  27. Для каких целей используется редукция аудиоданных ?
  28. Какая особенность человеческого слуха используется при редукции аудиоданных по методу MUSICAM ?
  29. До какой величины возможно снижение скорости цифрового потока при кодировании студийного высококачественного цифрового звукового сигнала (имеющего начальную скорость  $f_b = m F_{\text{д}} = 16 \cdot 48 \text{ кГц} = 768 \text{ кбит/с}$ ) методом MUSICAM, когда после декодирования искажения не заметны даже квалифицированному эксперту ?
  30. Что может приводить к ошибкам цифрового сигнала ?
  31. Как можно обнаружить ошибки, возникшие в цифровом сигнале ?
  32. Как можно замаскировать ошибки, возникшие в цифровом сигнале ?
  33. Как можно исправить ошибки, возникшие в цифровом сигнале ?
  34. Как можно превратить пакетные ошибки (ошибки большой кратности), возникшие в цифровом сигнале, в одиночные ошибки ?
  35. Ошибки какой кратности ( $g$ ) может обнаружить код Хэмминга, имеющий минимальное кодовое расстояние  $d = 3$  ?

36. Ошибки какой кратности может исправить код Хэмминга, имеющий минимальное кодовое расстояние  $d = 3$  ?
37. Какова скорость передачи цифрового потока от каждого телефонного абонента при цифровой телефонной связи ?
38. Какова скорость передачи цифрового потока телефонной станции ИКМ - 30 ?
39. Каково максимальное отношение *сигнал/шум квантования* цифровой телефонии российского стандарта, при котором используется мгновенное компандирование с характеристикой компрессии  $A 87,6 / 13$ , а число символов кодовых слов  $m = 8$  ?
40. Каким образом передаются масштабные коэффициенты в системе цифрового радиовещания NICAM-728 без использования дополнительных битов для их передачи ?
41. Каким образом осуществляется шифрование цифрового потока в системе радиовещания NICAM-728 ?
42. Чему равна полоса спектра радиосигнала при DQPSK (или при QPSK), если длительность одного бита исходного цифрового потока без возвращения к нулю имеет значение  $T_b$  ?
43. Почему DQPSK (или QPSK) позволяет уменьшить полосу радиоканала в  $2$  раза при той же скорости передачи цифрового потока ?
44. При какой операции в блоке восстановления несущей частоты (БВНЧ) когерентного демодулятора может появиться фазовая неоднозначность восстановленной несущей при приеме радиосигнала с QPSK-модуляцией ?
45. Почему в приемных станциях спутниковых радиосигналов (например, в приемных станциях системы DRS — Digital Satellite Radio) конвертер радиосигналов помещают как можно ближе к приемной антенне ?
46. Для какой цели в системе цифрового звукового вещания DAB (Digital Audio Broadcasting) вводится защитный интервал между COFDM-символами ?
47. Какое условие определяет ортогональность многих несущих частот (при их минимальном частотном разnose) в случае COFDM-модуляции ?
48. Что является признаком шумоподобного (ШП) импульсного сигнала ?
49. Как выражается отношение ширины спектра цифрового ШП-радиосигнала ( $\Delta f_{BPSK \text{ ШП}}$ ) к ширине спектра цифрового ИКМ-радиосигнала ( $\Delta f_{BPSK \text{ ИКМ}}$ ) при двухпозиционной фазовой манипуляции (BPSK) ?
50. Что характеризует автокорреляционная функция импульсного сигнала ?
51. Почему в системах связи для получения ШП-радиосигналов используют не бинарные, а знакопеременные периодические псевдослучайные последовательности ?
52. Какой формулой определяется длина псевдослучайных последовательностей Хаффмена (*M-последовательностей*), если они формируются цифровым автоматом с  $n$  – разрядным регистром сдвига ?
53. Какой ШП-радиосигнал называют согласованным для приемника пользователя данного радиоканала ?
54. Чему равно отношение ширины спектра ШП-радиосигнала ( $\Delta f_{BPSK \text{ ШП}}$ ) на входе

коррелятора приемника к ширине спектра узкополосного PSK-радиосигнала ( $\Delta f_{BPSK}$ ) на его выходе ?

55. Чему должно быть равно отношение полосы пропускания радиотракта корреляционного приемника ШП-радиосигнала ( $\Pi_{ПР}$ ) к полосе пропускания полосового фильтра коррелятора приемника ( $\Pi_{УПФ}$ ) ?
56. Почему с увеличением количества ШП-радиосигналов в одном радиоканале качество приема полезного сигнала ухудшается постепенно ?
57. От чего зависит количество пользователей, которые могут работать в одном радиоканале ?
58. Каковы значения несущих частот  $N$  разных передатчиков ШП-радиосигналов, работающих в одном радиоканале с полосой частот  $\Delta f_{ШП}$  ?
59. Каковы преимущества CDMA-радиосвязи по сравнению с FDMA-радиосвязью и TDMA-радиосвязью ?

## Приложение

Таблица П.1. Распределение радиочастот по Регламенту ВАРП

Частота, МГц	Службы	Частота, МГц	Службы
24,890... ...24,990	Любительская, любительская спутниковая	117,975... ...137,000	Воздушная подвижная; (117,975...136) - для ПСС; полосы (121,45...121,55) и (242,95...243,05) распределены ПСС для приема на борту ИСЗ аварийных радиомаяков с мест бедствия на частотах 121,5 или 243,0
24,990... ...25,010	Стандартных частот и сигналов точного времени	137,000... ...138,000	СКЭ, СКИ, ФСР, ПСР (за исключением воздушной)
25,010... ...25,070	ФСР, ПСР (за исключением воздушной подвижной)	138,000... ...144,000	Воздушная подвижная
25,070... ...25,210	Морская подвижная	144,000... ...146,000	Любительская, любительская спутниковая
25,210... ...25,550	ФСР, ПСР (за исключением воздушной)	146,000... ...149,900	ФСР, ПСР (за исключением воздушной)
25,550... ...25,670	Радиоастрономическая	149,900... ...150,050	Радионавигационная спутниковая
25,670... ...26,100	РВ (КВ, SW)	150,050... ...156,7625	ФСР, ПСР (за исключением воздушной), радиоастрономическая
26,100... ...26,175	Морская подвижная	156,7625... ...156,8375	Морская подвижная (сигналы бедствия); во Франции и Марокко полоса (170...174), в Японии (167...174), в Китае (162...174) распределены службе РВ
26,175... ...27,500	ФСР, ПСР (за исключением воздушной)	174,000... ...230,000	РВ, ФСР, ПСР
27,500... ...28,000	Вспомогательная служба метеорологии, ФСР, ПСР	230,000... ...328,600	ФСР, ПСР, СКЭ, радиоастрономическая
28,000... ...29,700	Любительская, любительская спутниковая	328,600... ...335,400	Воздушная радионавигационная
29,700... ...30,005	ФСР, ПСР	335,400... ...399,900	ФСР, ПСР
30,005... ...30,010	СКЭ, ФСР, ПСР	399,900... ...400,050	Радионавигационная спутниковая
30,010... ...37,500	СКИ, ПСР	400,050... ...400,150	Стандартных частот и сигналов точного времени (спутниковая)
37,500... ...38,250	ФСР, ПРС, радиоастрономическая	400,150... ...406,000	Вспомогательная служба метеорологии СКИ, СКЭ, ФСР, ПСР (за исключением воздушной)
38,250... ...47,000	СКИ, ФСР, ПСР	400,000... ...406,100	Подвижная спутниковая

47,000... ...68,000	РВ	406,100... ...430,000	ФСР, ПСР (за исключением воздушной), радиолокационная
68,000... ...74,800	ФСР, ПСР (за исключением воздушной); в Болгарии, Польше, Чехии, Словакии, Румынии, Монголии и бывшем СССР полосы (68...73) и (76...87,5) распределены службе РВ	430,000... ...440,000	Любительская, радиолокационная
74,800... ...75,200	Воздушная радионавигация	440,000... ...470,000	ФСР, ПСР (за исключением воздушной)
75,200... ...87,500	ФСР, ПСР (за исключением воздушной)	470,000... ...790,000	РВ
87,500... ...108,000	РВ	790,000... ...960,000	ФСР, ПСР (за исключением воздушной), РВ, воздушная радионавигационная служба
108,000... ...117,975	Воздушная радионавигация	960,000... ...1215,00	Воздушная радионавигационная. В США полосы (942...947) и (952...960) распределены ПСР
Полоса (406,0...406,1) резервируется исключительно для использования и развития маломощных (до 5 Вт) радиомаяков указателей места бедствия. В Австралии, США, Ямайке, Филиппинах полосы (420...430) и (440...450), во Франции (430...434) распределены любительской службе.			

## Литература

1. Агеев Д.В. Основы теории линейной селекции // Научно-технический сборник ЛЭИС. - 1935. - № 10. - С.29-37.
2. Атаев Д.И., Болотников В.А. Аналоговые микросхемы для бытовой аппаратуры. Справочник. - М.: МЭИ, ПКФ «Печатное дело», 1992. - 240 с.
3. Баева Н.Н., Бобровская И.К. и др. Многоканальная электросвязь и РРЛ: Учебник для вузов связи. - М.: Радио и связь, 1984. - 216 с.
4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник. - М.: Высшая школа, 1983. - 536 с.
5. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. - М.: Радио и связь, 1985. - 384 с.
6. Гуткин Л.С., Лебедев В.Л., Сифоров В.И. Радиоприемные устройства. - М.: Советское радио, 1963. - 400 с.
7. Гольшко А. Торжество цифровой сотовой связи // Радио. - 2001. - №2. - С.70-71.
8. Гольшко А. Основа будущей сотовой связи // Радио. - 2001. - №3. - С.68 - 70.
9. Горбачевич Е.Д., Левинзон Ф.Ф. Аналоговое моделирование систем управления. - М.: Наука, 1984. - 304 с.
10. Дворецкий И.М., Дриацкий И.Н. Цифровая передача сигналов звукового вещания. - М.: Радио и связь, 1987. - 192 с.
11. Денин А., Кацнельсон Л. Система цифрового радиовещания «Эврика-147» // Радио. - 1996. - №8. - С.30-32.
12. Заварин Г.Д., Мартынов В.А., Федорцев Б.Ф. Радиоприемные устройства. - М.: Воениздат, 1973. - 424 с.
13. Золотухин И.П., Изюмов А.А., Райзман М.М. Звуковые магнитофоны. - Томск: Радио и связь, 1990. - 160 с.
14. Клюев Л.Л. Теория электрической связи - Минск: Дизайн ПРО, 1998. - 336 с.
15. Кононович Л.М. Стереофоническое радиовещание. - М.: Связь, 1974. - 263 с.
16. Колесников В.М. Лазерная звукозапись и цифровое радиовещание. - М.: Радио и связь, 1991. - 216 с.
17. Левин Л.С., Плоткин М.А. Цифровые системы передачи информации. - М.: Радио и связь, 1982. - 216 с.
18. Локшин Б.А. Цифровое вещание: от студии к телезрителю. - М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 2001. - 448 с.
19. Мелихов С.В., Назаренко М.К. Чувствительность радиоприемных устройств: Учебное пособие. - Томск: Том. гос. акад. систем управления и радиоэлектроники, 1995. - 65 с.
20. Мелихов С.В., Титов А.А. Радиовещание, связь и электроакустика: Учебно - методическое пособие по практическим занятиям для студентов

радиотехнических специальностей. - Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2000. - 49 с.

21. Палшков В.В. Радиоприемные устройства: Учебное пособие. - М.: Радио и связь, 1984. - 392 с.

22. Пестряков В.Б., Афанасьев В.П. и др. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В.Б. Пестрякова. - М.: Советское радио, 1973. - 424 с.

23. Поляков В.Т. Виды модуляции при дальней связи на УКВ / Радио, 1975, №6. - С.17.

24. Поляков В.Т. Однополосное радиовещание // Радио. - 1992. - №1. - С.6 - 8.

25. Поляков В.Т. Техника радиоприема: простые приемники АМ сигналов. - М.: ДМК Пресс, 2001. - 256 с.

26. Ратынский М.В. Основы сотовой связи / Под ред. Д.Б. Зимина. - М.: Радио и связь, 2000. - 248 с.

27. Резников А. и др. ШПС - эволюция или революция // Радио. - 1998. - №3. - С.54-56.

28. Романова Н. Система стереофонического радиовещания с расширенной зоной обслуживания // Радио. - 1995. - №8. - С.20-22.

29. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. - М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.

30. Харкевич А.А. Борьба с помехами. - М.: Наука, 1965. - 276 с.

31. Радиоприемные устройства / Под ред. Н.В. Боброва. Учебное пособие для вузов. - М.: Советское радио, 1971. - 496 с.

32. Радиовещание и электроакустика: Учебник для вузов / Под ред. М.В. Гитлица. - М.: Радио и связь, 1989. - 432 с.

33. Радиовещание и электроакустика: Учебник для вузов / Под ред. Ю.А. Ковалгина. - М.: Радио и связь, 2000. - 792 с.

34. Системы радиосвязи / Под ред. Н.И. Калашникова. - М.: Радио и связь, 1988. - 352 с.

35. Системы спутниковой связи / А.М. Бонч-Бруевич, В.Л. Быков, Л.Я. Кантор и др.; Под ред. Л.Я. Кантора: Учеб. пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1992. - 224 с.