

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

В. Ф. Михайлов, Т. Н. Нарытник, И. В. Брагин, В. Н. Мошкин

МИКРОВОЛНОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Учебное пособие

*Рекомендовано
УМО по образованию в области телекоммуникаций
в качестве учебного пособия*

Санкт-Петербург

2003

УДК 621.396.6. 029.055 (075)

ББК 32.968

M59

В. Ф. Михайлов, Т. Н. Нарытник, И. В. Брагин, В. Н. Мошкин

M59 Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах:
Учеб. пособие/СПбГУАП. СПб., 2003. 337 с.: ил. ISBN 5-8088-0092-7

Приводятся и обсуждаются сведения о распространении радиоволн микроволнового диапазона, а также типы и характеристики линий передач этого диапазона. Рассматриваются методы формирования сигналов телевидения и звукового вещания, микроволновые телерадиоинформационные сети. Обсуждаются системы Интернет-доступа, включая доступ по телефонной сети кабельного телевидения, спутниковым каналам и телерадиоинформационным сетям. Анализируется оборудование микроволновых телерадиоинформационных распределительных сетей и интегрированные информационные сети на их базе.

Пособие предназначено для студентов радиотехнических специальностей.

Рецензенты:

кафедра микроэлектроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета; доктор технических наук профессор *Ю. З. Бубнов*

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

ISBN 5-8088-0092-7

© Санкт-Петербургский
государственный университет
аэрокосмического приборостроения, 2003

© В. Ф. Михайлов, Т. Н. Нарытник, И. В. Брагин,
В. Н. Мошкин, 2003

Содержание

Основные сокращения	5
Введение	9
1. Особенности распространения радиоволн и линии передачи микроволнового диапазона	13
1.1. Распространение радиоволн в свободном пространстве	14
1.2. Распространение радиоволн в линиях передачи	26
Библиографический список	64
2. Методы формирования и передачи сигналов телевидения и звукового вещания	67
2.1. Полный телевизионный сигнал и его стандарты	70
2.2. Передача ЧМ-телевизионного сигнала	77
2.3. Передача телесигнала с временным разделением компонентов	83
2.4. Передача телесигнала полностью в цифровой форме	86
2.5. Передача звукового вещания	105
Библиографический список	110
3. Микроволновые телерадиоинформационные сети	112
3.1. Традиционные сети телерадиовещания	112
3.2. Принципы построения микроволновых телерадио- информационных сетей	129
3.3. Современные виды МТРС	141
3.4. Распределение полос частот и электромагнитная совмес- тимостъ МТРС со спутниковыми радиослужбами	158
Библиографический список	161
4. Системы Интернет-доступа	163
4.1. Системы доступа по телефонным линиям	165
4.2. Система доступа по сети кабельного телевидения	171
4.3. Система доступа по спутниковым каналам	178
4.4. Беспроводные системы	183
4.5. Микроволновые телерадиоинформационные сети	190
4.6. Интегрированный подход к построению сети Интернет-доступа	198
Библиографический список	203
5. Оборудование МТРС	204
5.1. Антенные системы МТРС	204
5.2. Аппаратура базовой станции	225
5.3. Абонентские терминалы	264
5.4. Ретрансляторы	273
5.5. Распределительные радиорелейные линии	279
Библиографический список	301

6. Создание интегрированных информационных сетей	
на базе МТРС	303
6.1. Общие понятия об интегрированных сетях	303
6.2. Интеграция с цифровой телефонной и локальной компьютерной сетями	305
6.3. Построение зоновой цифровой микроволновой сети	310
6.4. Интегрированная информационная сеть на базе МИТРИС	316
Библиографический список	321
7. Организация мультимедийной сети связи	322
7.1. Цели и задачи, решаемые сетью	322
7.2. Построение сети связи	323
7.3. Технические средства	327
Заключение	334

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

АМ	– амплитудная модуляция
АПЧ	– автоматическая подстройка частоты
АР	– активный ретранслятор
АРУ	– автоматическая регулировка усиления
АТС	– автоматическая телефонная станция
ББ	– базовый блок
БПП	– блок приемопередатчика
БС	– базовая станция
ВОЛС	– волоконно-оптические линии связи
ВОПС	– волоконно-оптические связь
ВЧ	– высокие частоты
ВЩЛ	– волноводно-щелевая линия
ГВЧ	– гипервысокие частоты
ГУН	– генератор, управляемый напряжением
ДВ	– диэлектрический волновод
ДИКМ	– дифференциальная импульсно-кодовая модуляция
ДКП	– дискретное косинусное преобразование
ДН	– диаграмма направленности
ДР	– диэлектрический резонатор
ИКМ	– импульсно-кодовая манипуляция
ИЛП	– интегральная линия передачи
ИПЛ	– инвертированная полосковая интегральная линия передачи
ИСЗ	– искусственный спутник Земли
КАМ	– квадратурная амплитудная модуляция
КВЧ	– крайне высокие частоты
КИП	– коэффициент использования поверхности апертуры антенны
КЛ	– копланарная линия
КМ	– кодирующая матрица
КНД	– коэффициент направленного действия
КСВН	– коэффициент стоячей волны
КУ	– коэффициент усиления
ЛЗ	– линия задержки
ЛП	– линия передачи
ЛПД	– лавинно-пролетный диод
МДО	– многодиапазонный облучатель
МИТРИС	– микроволновая интегрированная телерадиоинформационная система
МККР	– Международный консультативный комитет по радио (ныне МСЭ-Р)
МККТТ	– Международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии (ССИТТ)
МКО	– Международная комиссия по освещению
МПЛ	– микрополосковая интегральная линия передачи
МСЭ	– Международный союз электросвязи (ITU)
МСЭ-Р	– Сектор радиосвязи при МСЭ (ITU-R)
МСЭ-Т	– Сектор стандартизации при МСЭ (ITU-T)

МТРС	– микроволновая телерадиоинформационная распределительная сеть
МЭК	– Международная электротехническая комиссия
НЧ	– низкие частоты
ОВЧ	– очень высокие частоты
ОНЧ	– очень низкие частоты
ППЛ	– подвешенная полосковая интегральная линия передачи
ПР	– пассивный ретранслятор
ПЧ	– промежуточная частота
РПС	– радиопередающая станция
РРЛ	– радиорелейная линия
РРС	– радиорелейная станция
РТ	– ретранслятор
СВЧ	– сверхвысокие частоты
СКТВ	– сети кабельного телерадиовещания
СНТВ	– спутниковое непосредственное телевидение
СТС	– синхронный транспортный сигнал
СЧ	– средние частоты
ТВЧ	– телевидение высокой четкости
ТСОП	– телефонная сеть общего пользования
ТР	– телевизионный ретранслятор
ТРК	– телерадиокомпания
ТЧ	– тональная частота, или канал тональной частоты
УВЧ	– ультравысокие частоты
УКВ	– ультракороткие волны
ФМ	– фазовая модуляция
ФСС	– фиксированная спутниковая служба
ЦРВ	– цифровое радиовещание
ЦРС	– цифровая радиорелейная станция
ЦС	– центральная станция
ЦСИО	– цифровые сети интегрального обслуживания (ISDN)
ЦТВ	– цифровое телевидение
ЧМ	– частотная модуляция
ЧОУ	– частотное объединительное устройство
ШПС	– шумоподобный сигнал
ЩЛ	– щелевая интегральная линия передачи
ЭИИМ	– эффективная изотропная излучаемая мощность
ЭМС	– электромагнитная совместимость
ADSL	– Asymmetric Digital Subscriber Line – асимметричная цифровая абонентская линия
ARQ	– Automatic Repeat reQuest – автоматический запрос повторения
ATM	– Asynchronous Transfer Mode – асинхронная передаточная мода
ATSC	– Advanced Television Systems Committee – распределительный комитет телевизионных систем
B-ISDN	– Broadband Aspects of ISDN – широкополосные аспекты ISDN

CCA	– Clear Channel Assessment – доступ к свободному каналу
CCITT	– Comité Consultatif International de Télégraphie et Téléphonie (МККТТ) – международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии
CELP	– Code-Excited Linear Predictive – кодо-возбужденное линейное прогнозирование
CEPT	– Conference of European Postal and Telecommunication Operators – европейская конференция почтовых и телекоммуникационных ведомств
CIF	– Common Intermediate Format – общий промежуточный формат
CIR	– Committed Information Rates – согласованная скорость передачи информации
COFDM	– Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing – кодирование OFDM
CSMA/CA	– Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance – множественный доступ с контролем несущей и устранением конфликтов
DAB	– Digital Audio Broadcasting – цифровое радиовещание
DBS	– Direct Broadcast Satellite – спутник непосредственного телевизионного вещания
DECT	– Digital European Cordless Telecommunication – цифровая европейская беспроводная связь
DMT	– Discrete Multitone – дискретная многотонавая модуляция
DSL	– Digital Subscriber Line – цифровая абонентская линия
DSR	– Digital Satellite Radio – цифровое спутниковое радио
DSSS	– Direct Sequence Spread Spectrum – прямая последовательность расширенного спектра
DVB	– Digital Video Broadcasting – цифровое телевизионное вещание
DVB-C	– кабельное DVB
DVB-S	– спутниковое DVB
DVB-T	– наземное DVB,
DVD	– Digital Video Disk – цифровой видеодиск
EBU	– European Broadcasting Union – европейский союз вещания
ETS	– European Telecom Standard – европейский телекоммуникационный стандарт
ETSI	– European Telecommunication Standards Institute – Европейский телекоммуникационный институт стандартов
FCC	– Federal Communications Commission – федеральная комиссия связи
FEC	– Forward Error Correction – прямое исправление ошибок
FHSS	– Frequency Hopping Spread Spectrum – скачкообразная перестройка частоты расширенного спектра
FSS	– Fixed Satellite Services – фиксированная спутниковая служба связи
GSM	– Global Mobile System – глобальная мобильная система
HD-MAC	– High Definition MAC – высокой четкости MAC
HDTV	– High Definition TV (ТВЧ) – высокой четкости TV (ТВЧ)
HRI	– High Resolution Imagery – изображение высокого разрешения
IDU	– Inside Datum Unit – внутренний базовый блок
IEC	– International Electrotechnical Commission – международная электротехническая комиссия

ISDN	– Integrated Service Digital Network (ЦИО) – цифровая сеть с интеграцией услуг
ISO	– International Standardization Organization – международная организация по стандартизации
ISP	– Internet Service Provider – поставщик услуг интернета
JPEG	– Joint Photographic Expert Group – объединенная фотографическая экспертная группа
LAN	– Local Area Network – локальная сеть связи
LMDS	– Local Multipoint Distribution Servi – локальная многоточечная распределительная служба
MAC	– Multiplexing Analogue Components – уплотнение аналоговых компонентов
MAC	– Medium Access Control – доступный контроль среды
MC MUX	– Multi-Channel Multiplexer Module – многоканальный мультиплексный модуль
MCNS	– Multimedia Cable Network System- мультимедийный кабель сети подвижной связи
MDS	– Multipoint Distribution Service – многоточечная распределительная служба
MMDS	– Multichannel Multipoint Distribution Systems – многоканальная MDS
MPEG	– Motion Pictures Expert Group – экспертная группа по вопросам движущегося изображения
MUSE	– Multiplesub-Nyquist Sampling Encoding – кодирование с многократной субдискретизацией
MVDS	– Multipoint Video Distribution Systems – многоточечная видео распределительная служба
NMS	– Network Management System – система управления сетью
NTSC	– National Television System Committee – национальный комитет по телевизионным системам
ODU	– Outward Datum Unit – наружный базовый блок
OFDM	– Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональное мультиплексирование деления частоты
OQPSK	– Offset-keyed QPS – квадратурная фазовая модуляция со сдвигом
PAL	– Phase Alternation Line – построчное изменение фазы
QPSK	– Quadrature-Phase-Shift-Keyin – квадратурная фазовая модуляция
SDA	– Spectral Domain Approach – преобразование в спектральную область
SDI	– Serial Data Interface – последовательно передаваемые данные интерфейса
SECAM	– Sequentiel Couleur Avec Memoire – поочередность цветов и памяти
SONET	– Synchronous Optical Networ – синхронная оптическая сеть
TDMA	– Time Division Multiple Access – множественный доступ с временным разделением каналов
TFT	– Thin-Film Transistor – тонкопленочный транзистор
VDSL	– Digital Subscriber Lin – цифровая абонентская линия
VHS	– Video Home System – домашняя видеосистема
VP	– Visial Phon – видеотелефон

«Технологии никогда не были простым повторением природы. Напротив, они рождаются для того, чтобы создавать новую реальность, вообще не существовавшую ранее.

Технология не только решает проблемы, наследуемые из прошлого, но и создает всегда еще более сложные проблемы в долг, взятый у будущего».

В. Ф. Дорфман. Эволюция технологий или новая история времени.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящий момент мы переживаем время коренных перемен в области средств телекоммуникаций, в частности вещательных теле-радиоинформационных систем. Даже самые оптимистические прогнозы дальнейшего развития информационного обмена показывают, что вместе с лавинообразным увеличением информационных потоков безнадежно морально устаревают не только аппаратные средства, но и методы обработки сигналов, на основе которых они функционируют. Это приводит к появлению новых технических решений и к попыткам реализации таких глобальных проектов, как, например, внедрение цифровых распределительных сетей в области эфирного и кабельного телевидения. Однако нельзя сказать, что мнение специалистов в выборе дальнейших путей развития однозначно. Это вызвано тем, что цена за научно-технический прогресс становится непомерно высокой – стоимость реализации каждого последующего проекта многократно увеличивается, а сроки полноценного функционирования до момента морального устаревания катастрофически уменьшаются. Это заставляет осторожно подходить к каждому практическому шагу. Но в конечном итоге предпочтение отдается не столько финансовым преимуществам, сколько проектам с гибкими функциональными возможностями, что гарантирует их модернизацию в соответствии с ближайшими перспективами развития.

Высокая динамика развития средств телекоммуникаций тесно связана с применением технологий сантиметровых и миллиметровых длин волн, которым соответствуют частоты от 0,3 до 300 ГГц. Эти радиоволны формируют, так называемый, микроволновый диапазон. Название "микроволновый" не является общепринятым стандартом в отличие, например, от сверхвысотных (СВЧ), крайне высоких (КВЧ) частот и других названий диапазонов, официально признанных

Международным союзом Электросвязи (МСЭ) (табл. В1). Поэтому в ряде публикаций нижние границы микроволнового диапазона произвольно опускают до 0,15... 0,2 ГГц. При этом, как правило, рассматриваются радиосистемы, разработанные для СВЧ-диапазона, но по ряду причин используемые в разрешенном для применения более низкочастотном диапазоне.

Таблица В1

Диапазоны радиочастот			Диапазоны радиоволн		
Наименование частот	Значения частот	Обозначение диапазона	Метрическое разделение	Значения длин волн	Буквенное обозначение
Очень низкие	3...30 кГц	ОНЧ (VLF)	Мириаметровые	100...10 км	
Низкие	30...300 кГц	НЧ (LF)	Километровые	10...1 км	P (70 см)
Средние	300...3000 кГц	СЧ (MF)	Гектометровые	1000...100 м	L(23 см)
Высокие	3...30 МГц	ВЧ (HF)	Декаметровые	100...0 м	S 10 см),
Очень высокие	30...3000 МГц	ОВЧ (VHF)	Метровые	10...1 м	C (5,45 см)
Ультра-высокие	0,3...3 ГГц	УВЧ (UHF)	Дециметровые	10...1 дм	X (3,2 см)
Сверх-высокие	3...30 ГГц	СВЧ (SHF)	Сантиметровые	10...1 см	Ku (1,9 см)
Крайне высокие	30...300 ГГц	КВЧ (EHF)	Миллиметровые	10...1 мм	K (1,2 см)
Гипер-высокие	0,3...3 ТГц	ГВЧ (THF)	Дециметровые	1...0,1 мм	Ka (8 мм)

С чем же связывается переход многих радиосистем к микроволновому диапазону?

С увеличением частоты, а соответственно, уменьшением длины волны возрастает возможность концентрации электромагнитного излучения в узкий направленный луч. Если длина волны много меньше размеров объекта, то использование остронаправленных лучей обеспечивает снижение взаимных помех одновременно работающих радиосистем.

Кроме этого, освоению более коротковолнового диапазона способствует высокая загруженность метрового и более длинноволновых диапазонов длин волн, где идет постоянное наращивание объемов передаваемой информации.

К другой особенности микроволнового диапазона относится его большая информационная емкость. В системах телекоммуникаций это позволяет увеличить число передаваемых каналов телефонной связи, организовать многоканальную передачу широкополосных телевизионных сигналов с одновременным повышением качества связи.

В космической связи особо важен механизм прохождения электромагнитного излучения через ионизированные слои атмосферы. Наиболее проникаемы эти слои именно для микроволнового излучения, особенно СВЧ-диапазона.

Внедрение микроволновых технологий позволяет также уйти от ряда помех, присутствующих в более низкочастотном (ультравысокие – УВЧ, высокие – ВЧ и пр.) излучении. Дело в том, что с увеличением частоты генерации уменьшается спектральная плотность мощности всех видов помех. Поэтому в микроволновом диапазоне вполне реализуема ситуация, при которой возможен минимальный уровень принимаемых сигналов.

За последнее десятилетие появилось множество новых частных и государственных телекомпаний и многократно увеличилось количество телевизионных каналов. Пятнадцать лет назад не было и десятой доли современного программного выбора. Попытки решить проблемы доставки такого плотного информационного потока конечному потребителю потребовали практического использования новых цифровых методов обработки сигналов. Коммерческое внедрение на рынок цифровых технологий датируется 1995 годом, но все еще остается на ранней стадии развития. Однако переход к цифровым технологиям вещания сулит новые возможности, связывая воедино телекоммуникации, передачу данных и телевидение. Все это требует изменения инфраструктуры информационных сетей, перехода от отдельных систем коммуникаций к универсальным структурам, объединяющим телевизионные сети с обратным каналом для организации интерактивных услуг.

В этой связи пристальный интерес вызывают микроволновые телерадиоинформационные системы, сочетающие в себе передовые микроволновые и телерадиовещательные технологии. Такое сочетание позво-

ляет обеспечить быстроту и простоту в развертывании, высокое качество передаваемого сигнала, низкие уровни излучения.

Именно современное развитие микроволновых технологий позволило реализовать уникальные телерадиовещательные системы и сети, создать основу для перехода к наземному цифровому телерадиовещанию. Использование передачи информации в цифровом виде открывает широкие перспективы для создания интегрированных систем передачи телевизионного сигнала и компьютерных данных в одном потоке телерадиоинформационных систем.

Таким образом, потребности практики, недостаточная обобщенность и освещение вопросов построения и функционирования как действующих аналоговых, так и перспективных цифровых микроволновых телерадиоинформационных систем в их взаимосвязи с существующими традиционными системами вещания определяют актуальность данного учебного пособия.

1. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН И ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

Для осуществления передачи радиоволн требуется наличие следующей последовательной цепочки: передатчик → фидерный тракт → передающая антенна → среда распространения радиоволн → приемная антенна → фидерный тракт → приемник.

Передатчиком называют устройство, служащее для получения электромагнитных колебаний, которые могут быть затем переданы на расстояние. В передатчике за счет преобразования энергии источника питания создаются (генерируются) электромагнитные колебания определенной частоты и мощности. Для получения сигнала, несущего информацию, электромагнитные колебания управляются (модулируются) по одному или нескольким параметрам (амплитуде, фазе, частоте, поляризации).

Приемником, или радиоприемным устройством, называют систему узлов и блоков, с помощью которых производятся следующие операции:

- преобразование сигнала электромагнитного поля в электрический сигнал;
- выделение полезных радиосигналов из совокупности других (мешающих) сигналов и помех, действующих на выходе приемной антенны и не совпадающих по частоте с полезным сигналом; эта операция называется фильтрацией по частоте;
- усиление принимаемых сигналов с целью обеспечения качественной работы демодулятора или декодера;
- демодуляция принятого сигнала с целью выделения информации, содержащейся в полезном радиосигнале;
- обработка принимаемых сигналов с целью ослабления мешающего воздействия помех.

Для того чтобы радиоволна, сформированная в передатчике, дошла до приемника, требуется определенная структура ее направленного распространения. Эту структуру составляют антенные системы, обслуживающие их фидерные тракты и внешняя среда распространения.

Назначение передающей антенны состоит в преобразовании направляемых электромагнитных волн, распространяющихся от передатчика по линиям передачи фидерного тракта, в расходящиеся электромагнитные волны свободного пространства. Приемная антенна, напротив,

преобразует падающие на нее свободные пространственные волны в направляемые по линиям передачи волны, поступающие в приемный тракт.

Принципиальной разницы между устройством передающей и приемной антенны нет. Согласно известному из теории электромагнетизма принципу взаимности, любая антенна может использоваться и для передачи, и для приема. Поэтому в ряде радиосистем функции излучения и приема радиоволн могут успешно осуществляться одной и той же антенной.

Широкое применение антенн определяет к ним самые разнообразные требования, начиная с направленности и заканчивая внешним видом. Поэтому антенные системы будут рассмотрены. Важное значение для распространения радиоволн имеют фидерные тракты, соединяющие антенны с передающей или приемной аппаратурой. Тракт осуществляет канализацию электромагнитных волн, обеспечивает правильный режим работы выходных и входных цепей передатчика и приемника, выполняет предварительную частотную фильтрацию сигналов. Костяк фидерного тракта составляют отрезки линий передачи СВЧ- и КВЧ-диапазонов и частотно-избирательные устройства на их основе. Следует отметить, что линии передачи являются теми элементарными "кирпичиками", из которых строятся не только элементы фидерного тракта, но и пассивные различные узлы приемных и передающих устройств. В этой связи представляет известный интерес рассмотрение краткой характеристики линий передачи, что и предложено в подразд. 1.3.

Для понимания особенностей функционирования радиосистем в реальных условиях, правильного выбора рабочих частот и параметров антенн большое значение имеют свойства среды свободного пространства, в котором распространяются электромагнитные волны.

1.1. Распространение радиоволн в свободном пространстве

Радиосвязь осуществляется путем излучения и приема электромагнитных волн. Электромагнитная волна представляет собой распространяющееся от источника излучения электромагнитное поле. В свободном пространстве, т. е. в пространстве, не заполненном каким-либо веществом, радиоволна распространяется прямолинейно и скорость ее распространения равна скорости света. При этих условиях напряженность поля убывает с увеличением расстояния только вследствие возрастания объема пространства, охватываемого радиоволнами.

Затухание энергии в свободном пространстве, определяемое уменьшением плотности потока мощности при удалении от излучателя:

$$\gamma_0 = \left(\frac{4\pi D}{\lambda_0} \right)^2,$$

где λ_0 – длина волны в свободном пространстве; D – расстояние между передающей и приемной антеннами.

Влияние поверхности Земли

Распространение радиоволн в земном пространстве зависит от свойств поверхности земли и свойств атмосферы. Условия распространения радиоволн вдоль поверхности Земли в значительной степени зависят от рельефа местности, электрических параметров земной поверхности и длины волны. Подобно другим волнам, радиоволнам свойственна дифракция, т. е. явление огибания препятствий. Наиболее сильно дифракция сказывается в случае, когда геометрические размеры препятствий соизмеримы с длиной волны.

Однако для рассматриваемых в настоящей работе радиоволн микроволнового диапазона (СВЧ и КВЧ) свойственно прямолинейное распространение. Передача информации в этом диапазоне осуществляется в пределах прямой видимости. Поэтому дифракция практически не свойственна этим радиоволнам, и они не могут огибать выпуклости земной поверхности.

Кривизна земной поверхности ограничивает дальность прямой видимости, которая может быть определена как дальность наблюдения в оптическом диапазоне (дальность горизонта):

$$\lambda = \sqrt{(R_{Eth} + h_1)^2 - R_{Eth}^2} + \sqrt{(R_{Eth} + h_2)^2 - R_{Eth}^2} \approx \sqrt{2R_{Eth}} \left[\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right].$$

Учитывая, что радиус Земли $R_{Eth} = 6356,76...6378,14$ км, получим

$$\lambda \approx 3,57 \cdot \left[\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right], \text{ км,}$$

где h_1 и h_2 – высоты подвесов над поверхностью Земли передающих и приемных антенн.

В дециметровом и более длинноволновых диапазонах волн принимается еще во внимание так называемая зона "полутени", где распространение радиоволн не подчиняется правилам геометрической оптики и подвержено существенной интерференции. Эта зона простирается на расстояние

$$\lambda \approx 4,12 \left[\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2} \right] .$$

Данное выражение полностью неприменимо в КВЧ-диапазоне, но его следует учитывать в длинноволновой части СВЧ-диапазона.

Отсутствие препятствий, затрудняющих непосредственное прохождение электромагнитной энергии на ретрансляционном интервале,

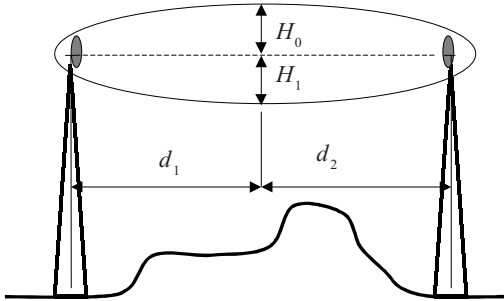


Рис. 1.1. Профиль пролета радиолинии над поверхностью Земли с первой (минимальной) зоной Френеля радиуса H_0

нельзя считать достаточным условием для обеспечения работы радиосистемы в условиях прямой видимости. Необходимо учитывать так называемую первую зону Френеля [1] (рис. 1.1), представляющую собой поперечное сечение вытянутого эллипсоида зоны распространения волн, на полюсах которого размещены передающая и приемная антенны.

Дифракцией можно будет полностью пренебречь, если первая зона Френеля свободна от препятствий, так как в ней передается основная доля энергии направленной радиоволны. Любая экранировка, даже одиноким предметом, этой зоны приводит к ухудшению качества связи. Радиус первой зоны Френеля, которая располагается на расстоянии d_1 от одного конца и на расстоянии d_2 от другого конца эллипсоида [2]:

$$H_0 = \sqrt{\frac{d_1 d_2 \lambda_0}{d_1 + d_2}} .$$

Связь в пределах прямой видимости характеризуется возможностью одновременного прихода в точку приема не только прямой волны, но и волны, отраженной от земной поверхности. Эффект интерференции может привести к резкому снижению напряженности поля в точке приема. Однако в отличие от диапазонов гектометровых и декаметровых волн, интерференционные явления в микроволновом диапазоне могут быть сведены до минимума оптимальным подбором высот антенн, расстояния между ними и длины волны.

Распространение радиоволн в атмосфере

Атмосферу Земли нельзя считать однородной средой. Давление, плотность, влажность, диэлектрическая проницаемость и другие параметры в разных объемах воздушного слоя имеют различные значения. По этим причинам скорости распространения в различных объемах неодинаковы и зависят от длины волны. Траектория радиоволн в атмосфере искривляется. Явление искривления или преломления волн при распространении их в неоднородной среде получило название рефракции.

Кроме этого, при распространении в атмосфере волны СВЧ- и особенно КВЧ-диапазонов испытывают значительное молекулярное поглощение в водяном паре и кислороде, ослабление в гидрометеорах, к которым относятся водные аэрозоли и выпадающие из облаков осадки. Для прогнозирования статистики ослабления радиоволн в толще атмосферы необходимы сведения не только о коэффициентах ослабления, но и о пространственно-временных характеристиках гидрометеорных образований и вариациях содержания в атмосфере водяного пара. Неопределенность и изменчивость радиофизических характеристик тропосферы и земной поверхности приводят к необходимости прямых измерений влияния реальных случайно-неоднородных сред на распространение и рассеяние радиоволн.

Молекулярное поглощение в атмосфере

Ослабление распространяющихся радиоволн с частотами выше 5...7 ГГц в атмосфере вызывают в основном молекулярные кислород и водяной пар. Отмечается доминирование механизма ослабления водяным паром до частот порядка 45 ГГц, а кислородом – с 55 ГГц и выше. Пик ослабления в кислороде для длинноволновой части КВЧ (~15 дБ/км) наблюдается на частоте около 60 ГГц.

Коэффициент ослабления в кислороде γ_0 (дБ/км) для диапазона частот менее 57 ГГц при нормальном атмосферном давлении и температуре 15°C можно определить из выражения

$$\gamma_0 = \left(7,19 \cdot 10^{-3} + \frac{6,09}{f^2 + 0,227} + \frac{4,81}{(f - 57)^2 + 1,5} \right) f^2 \cdot 10^{-3},$$

где f – частота, ГГц.

Теоретические основы и результаты расчетов и измерений коэффициентов ослабления радиоволн СВЧ и КВЧ в водяном паре атмосферы (γ_B) достаточно полно представлены в работе [3]. Для оценки величины γ_B (дБ/км) у земной поверхности при температуре воздуха $t = 15^\circ\text{C}$ для частот до 350 ГГц можно использовать выражение [4]

$$\gamma_B = \left\{ \begin{array}{l} 0,05 + 0,0021\rho + \frac{3,6}{(f - 22,2)^2 + 8,5} + \\ + \frac{10,6}{(f - 183,3)^2 + 9} + \frac{8,9}{(f - 325,4)^2 + 26,3} \end{array} \right\} f^2 \rho \cdot 10^4,$$

где ρ – абсолютная влажность воздуха; г/м³; f – частота, ГГц.

В зависимости от температуры окружающей среды t ($^\circ\text{C}$) значения γ_O и γ_B могут сильно отличаться от получаемых из вышеприведенных выражений. С учетом температурной коррекции общий коэффициент ослабления радиоволн

$$\gamma_\Sigma = [1 - (t - 15)0,01] \gamma_O + [1 - (t - 15)0,006] \gamma_B.$$

Как видно из формулы, оба коэффициента, вызывающие ослабление, снижают свое влияние на радиоволны с ростом температуры.

Зависимость коэффициента ослабления в газах атмосферы от частоты распространяющейся волны для двух значений ρ , которые соответствуют двум различным положениям над уровнем моря [5], показана на рис. 1.2. Ослабление имеет ярко выраженный частотно-зависимый характер: наблюдаются резонансные пики на частотах 22 и 165 ГГц (для водяных паров), а также 60 и 120 ГГц (для кислорода).

Эквивалентная длина пути сигнала для спутниковой линии связи в стандартной атмосфере, очевидно, зависит не только от эквивалентной толщины атмосферы, но и от угла места земной антенны β и высоты земной станции над уровнем моря h_3 :

$$l_1 = (h_{O_2} - h_3) / \sin(\beta); \quad l_2 = (h_{H_2O} - h_3) / \sin(\beta),$$

где $h_{O_2} \approx 5,3$ км, $h_{H_2O} \approx 2,1$ км – эквивалентная толщина слоя кислорода и водяных паров в стандартной атмосфере.

С учетом эквивалентной длины пути и при $h_3 = 0$ на рис. 1.3 [6] представлена зависимость полного ослабления радиоволн при различных углах места в спокойной (невозмущенной) атмосфере без гидроме-

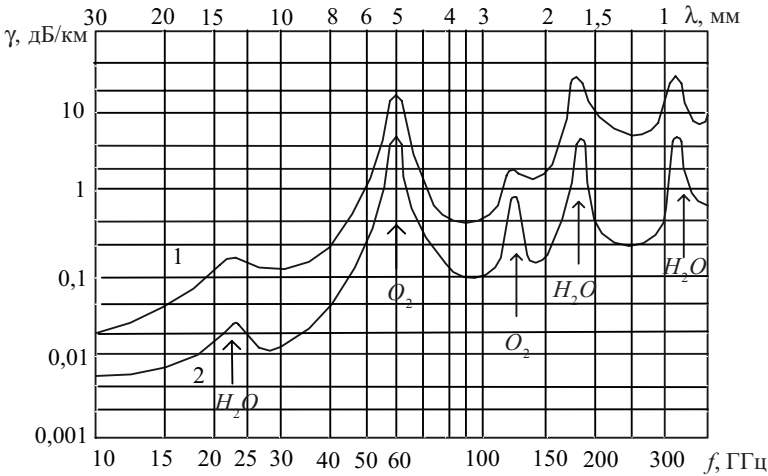


Рис. 1.2. Частотная зависимость коэффициента затухания радиоволн в атмосфере: 1 – на уровне моря ($t = 20^\circ \text{C}$, атмосферное давление 760 мм рт. ст., влажность $7,5 \text{ г/м}^3$; 2 – высота 4 км над уровнем моря ($t = 20^\circ \text{C}$, влажность 1 г/м^3)

теоров, которое представляет собой как бы постоянную составляющую потерь, имеющих место в течение всего времени.

Влияние атмосферных гидрометеоров

Для уяснения особенностей распространения радиоволн несомненный интерес представляют значения их ослаблений в дождях, туманах и снегопадах.

Большинство работ по прохождению радиоволн диапазонов СВЧ и КВЧ через гидрометеоры посвящено дождям, так как в них проявляется наибольшее поглощение и особенно рассеяние радиоволн. Коэффи-

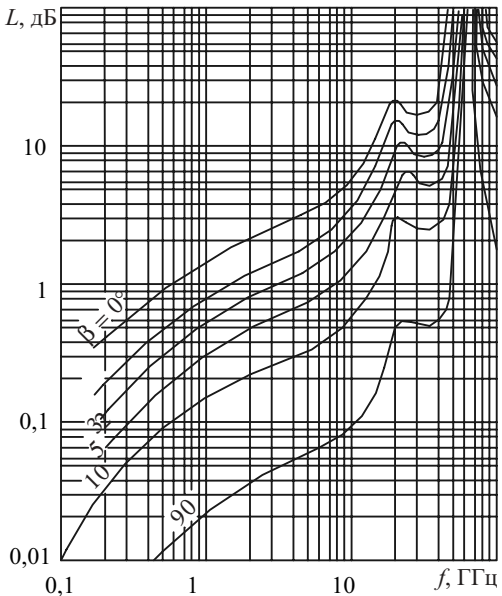


Рис. 1.3. Частотная зависимость ослабления L радиоволн в спокойной атмосфере (без дождя, на уровне моря) при различных углах места β

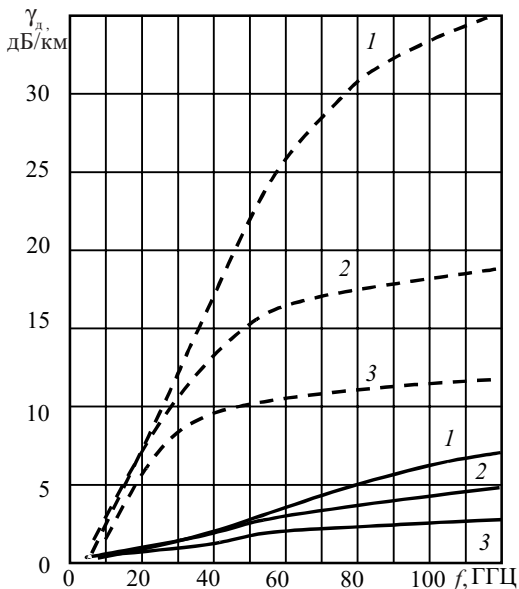


Рис. 1.4. Частотная зависимость коэффициента ослабления в дожде с двумя интенсивностями R (— $R = 5$ мм/ч, - - - $R = 50$ мм/ч) при разных распределениях капель по размерам: 1 – морось; 2 – обложные дожди; 3 – грозовые дожди

коэффициент ослабления радиоволн в дожде γ_d , прежде всего, зависит от распределения капель по размерам. Представление о том, как величина γ_d зависит от размера капель, дает рис. 1.4 [7, 8], на котором приведены зависимости γ_d от частоты при интенсивности дождя $R = 5$ и 50 мм/ч. При $R = 5$ мм/ч сильная зависимость γ_d от вида распределения капель дождя по размерам наблюдается для $f \leq 42$ ГГц, а при $R = 50$ мм/ч – для $f \leq 30$ ГГц.

В ряде случаев отклонения измеряемых величин γ_d от средних значений достигают 100% и более. Это связано, прежде всего, с большими различиями метеорологических условий разных географических районов.

Отметим, что на ослабление в дожде влияет взаимное расположение антенны и области дождя. Кроме этого, не зависимо от того, где находятся частицы дождя – в ближней или дальней зоне передающей и приемной антенн, – ослабление и фазовый сдвиг волны в дожде будут одинаковыми.

Важным эффектом, ухудшающим распространение волн КВЧ-диапазона в дожде, является их рассеяние. Отрицательный эффект рассеяния в дожде выражается в повышении не только значения коэффициента стоячей волны коэффициента стоячей воды (КСВН) пространства распространения, но и возбуждении некогерентных волн рассеяния [9]. Так, фаза волн, рассеянных единичным объемом среды в направлениях вперед и назад, жестко связана с фазой падающей волны. Это означает, что рассеянное в этих направлениях излучение всегда когерентно и отвечает за рост КСВН пространства. Однако вследствие рассеяния волн на каплях дождя в направ-

лениях, отличных от направлений вперед и назад, при распространении в дожде когерентного излучения появляется некогерентная составляющая. Кроме того, рассеяние волн в дожде приводит не только к ослаблению и ухудшению когерентности, но и к деполаризации излучения.

Для практической оценки ослабления радиоволн в дожде для частот от 15 до 60 ГГц удобно использовать аппроксимационные выражения из работы [10]. Так, общий коэффициент ослабления в дожде γ_d , дБ/км

$$\gamma_d = kR^\alpha,$$

где k и α – параметры, зависящие от поляризации радиоволн:

$$k = \exp\left[k_0 + k_1 \ln f + k_2 (\ln f)^2\right],$$

$$\alpha = \alpha_0 + \alpha_1 (\ln f)^{-1} + \alpha_2 (\ln f)^{-3} + \alpha_3 (\ln f)^{-5},$$

где постоянные k_i и α_i приведены в табл. 1.1.

Зависимости коэффициента ослабления γ_d от интенсивности дождя для вертикальной поляризации распространяющейся волны представлены на рис. 1.5.

Коэффициенты ослабления γ_c на длине волны 8,6 мм в снегопадах разного типа в зависимости от их интенсивности с распределением частиц снега по размерам приведены на рис. 1.6. Коэффициент ослабления в снегопадах с сухим снегом существенно меньше, чем коэффициент ослабления в дожде. Видно также, что γ_c (с присутствующей в снеге водой в свободном состоянии) больше, чем в дожде с такой же интенсивностью. При этом с ростом содержания воды в снеге ослабление увеличивается. Ослабление радиоволн КВЧ-диапазона в снегопадах с сухим снегом почти полностью определяется рассеянием, так как мнимая часть коэффициента пре-

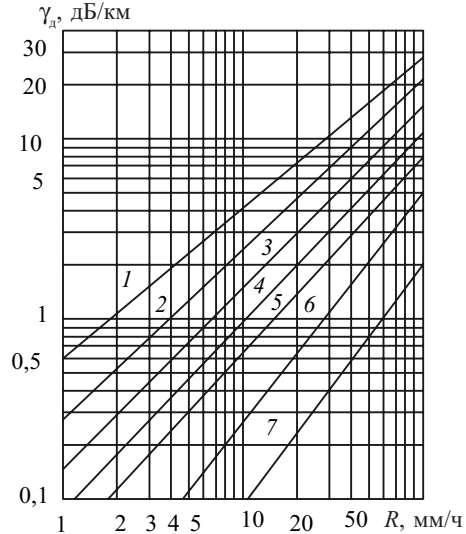


Рис. 1.5. Зависимость коэффициента ослабления радиоволн вертикальной поляризации от интенсивности дождя для некоторых частот (ГГц): 1 – 58; 2 – 38; 3 – 22; 5 – 18; 6 – 12; 7 – 8;

Значения констант

Постоянная	Поляризация	
	Вертикальная	Горизонтальная
k_0	-12,39	-12,76
k_1	4,1	4,365
k_2	-0,288	-0,324
α_0	-2,125	-1,761
α_1	16,48	13,81
α_2	-87,9	-62,77
α_3	232,2	142

ломления льда в миллиметровом диапазоне является очень малой величиной.

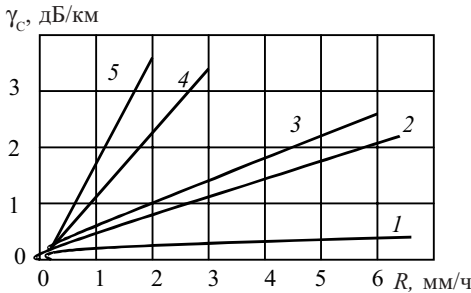


Рис. 1.6. Зависимость коэффициентов ослабления в снегопадах разного типа и в дожде от их интенсивности на длине волны 8,6 мм: 1 – сухой снег; 2 – влажный снег; 3 – дождь; 4 – мокрый снег; 5 – снег с дождем

ной локализации дождевой зоны, приведены на рис. 1.7 ($f = 12$ ГГц), из которого следует, что при больших интенсивностях дождя эквивалентная длина пути сигнала существенно меньше геометрической; этот количественный результат подтверждает хорошо известное положение о том, что дожди большой интенсивности, как правило, сильно локализованы, т. е. имеют малую пространственную протяженность.

Эквивалентная длина пути сигнала в дождевой зоне на радиолиниях Земля-спутник

$$l_3 \approx K(\epsilon)[h_R - h_3] / \sin \beta,$$

где коэффициент $K(\epsilon)$ учитывает неравномерность пространственного распределения интенсивности дождя [11]; h_R – эквивалентная толщина дождевой зоны.

Значения эквивалентной длины пути, вычисленной для различных интенсивностей дождя с учетом пространственной

Ослабление в дожде может быть весьма значительным (особенно в диапазонах выше 10 ГГц) и существенно влиять на энергетику радиолиний. Перерывы связи при выпадении ливневых дождей можно сравнить с перерывами связи при авариях (однако только при таких авариях, которые устраняются автоматически). Совершенно оче-

видно, что при этом замираниям подвержены одновременно все находящиеся в одном месте каналы связи, работающие в близкой полосе частот, и что применение различных способов разнесения для наземных радиолиний в данном случае неэффективно.

Однако для трассы Земля-спутник как раз одной из основных мер борьбы с этим явлением может быть применение пространственно-разнесенного приема, при котором две земные станции, удаленные одна от другой на значительный интервал (несколько километров и более), принимают один и тот же сигнал со спутника связи. Станции соединены между собой наземной линией, что позволяет объединить принятые ими сигналы и сформировать суммарный сигнал, менее подверженный зауханию в дожде, чем каждый из сигналов в отдельности. Физически это объясняется указанной локализацией сильных дождей, вследствие чего вероятность одновременного выпадения дождя в местах расположения обеих наземных станций будет ничтожна.

Заметным поглотителем энергии радиоволн служит туман. Его интенсивность измеряется дальностью предельной оптической видимости SI , а его коэффициент ослабления γ_T (дБ/км) определяется влажностью ρ (г/м³). Связь этих параметров может быть представлена в виде эмпирических формул [12]

$$\rho \approx 3SI^{-4,3}; \quad \gamma_T = 0,483\rho/\lambda_0^2.$$

Средняя вертикальная протяженность тумана обычно не превышает 0,5...0,6 км, зато горизонтальная протяженность может достигать

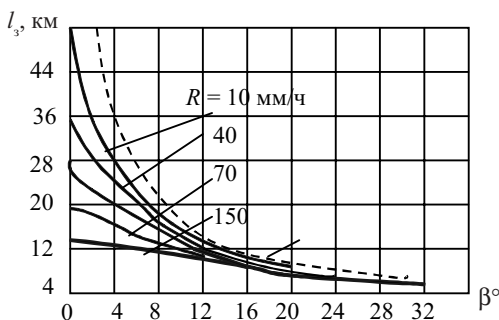


Рис. 1.7. Зависимость эквивалентной длины пути сигнала в дожде различной интенсивности от угла места антенны земной станции

100 км, а продолжительность существования этой области может быть значительно больше, чем дождевой.

Ионосфера тоже влияет на условия прохождения радиоволн, но поглощение в ней на частотах выше 1 ГГц чрезвычайно мало и не превышает $2,5 \times 10^{-3}$ дБ даже при низких углах места антенны.

В последнее время большие надежды возлагают на передачу в КВЧ-диапазоне широкополосных сигналов, особенно цифровых потоков со скоростью до единиц гигабит в секунду. Так, в работе [13] описаны экспериментальные исследования изменения фазочастотной характеристики приземной широкополосной линии связи 8-миллиметрового диапазона волн. Измерения проводились в полосе частот $f = 4,5$ ГГц вблизи несущей 37 ГГц на трассе прямой видимости протяженностью 13 км. Оказалось, что наибольшую полосу пропускания линия связи обеспечивала в ясную погоду весной и осенью. После выпадения дождей Δf уменьшается до 2,6 ГГц, а при прохождении мощных холодных атмосферных фронтов Δf уменьшается до 1,05 ГГц. Таким образом, на миллиметровых радиополосах протяженностью до 10 км возможна передача цифровых информационных потоков со скоростями в десятки Гбит/с.

Потери из-за рефракции и фазовых эффектов

Рефракция – это искривление траектории радиоволны при прохождении через слои сильно ионизированных газов на высотах от 70 до 300 км (ионосфера) и плотные слои надземной части атмосферы – тропосферы. Однако ионосферная рефракция становится пренебрежимо малой при частотах выше 5 ГГц. Поэтому для волн СВЧ- и КВЧ-диапазонов ее можно не учитывать. Тропосферная рефракция не зависит от частоты. Для стандартной атмосферы при малых углах места постоянная составляющая тропосферной рефракции (в градусах) составляет примерно $(n - 1) \operatorname{ctg} \beta$, где n – коэффициент преломления.

При точном, особенно автоматическом, наведении антенн по максимуму приходящего сигнала влияние рефракции практически исключается.

Помимо преломления и ослабления при прохождении сквозь атмосферу происходит поворот плоскости поляризации радиоволн. Это явление, известное под названием эффект Фарадея (фазовой дисперсии сигналов) [6], обусловлено влиянием продольной составляющей

постоянного магнитного поля Земли и свободных электронов ионосферы на положение плоскости поляризации радиоволн. При этом в результате действия радиоволна расщепляется на две составляющие, которые распространяются в ионосфере с различными скоростями. Следовательно, между ними появляется фазовый сдвиг, который приводит к повороту плоскости поляризации суммарной волны. Однако эффект Фарадея приводит к заметному изменению направления вектора поляризации только на частотах ниже 5 ГГц, а на частотах выше 10 ГГц с этим явлением можно не считаться.

Различные фазовые эффекты в атмосфере, точнее, их частотно-зависимые характеристики, приводят к фазовой дисперсии компонент передаваемых радиоволн и, следовательно, к их искажению при приеме. Подобно фарадеевскому эффекту, степень влияния этих эффектов обратно пропорциональна квадрату частоты.

На трассах типа "уровень моря – вершина горы" необходимо всегда учитывать слоистость атмосферы. Разного рода слоистые неоднородности (облака, метеорологические фронты, инверсионные слои, воздушные прослойки разной плотности и т. д.) имеют самую различную толщину и длину. Кроме возникновения явления рефракции, отражения от этих слоистых неоднородностей порождают интерференцию радиоволн в точке приема. Если модуль коэффициента отражения от неоднородности близок к единице, а разность хода между прямой и отраженной волнами составляет около половины длины волны, то прием будет сопровождаться глубокими замираниями сигнала. Величину множителя ослабления за счет влияния слоистых неоднородностей обычно не рассчитывают, а находят ожидаемый процент времени, в течение которого принимаемый сигнал опускается ниже допустимого уровня.

В заключение обобщим особенности распространения микроволновых радиоволн в среде свободного пространства.

В отличие от более длинных радиоволн и инфракрасных излучений, волны СВЧ- и КВЧ-диапазона почти беспрепятственно проходят через слои ионосферы, окружающие Землю, что позволяет осуществлять связь земных станций с искусственными спутниками Земли (ИСЗ) и космическими аппаратами. При распространении вблизи поверхности земли дифракция и рефракция волн СВЧ и КВЧ малы. Поэтому уровень помех от источников, находящихся за горизонтом, также мал, а для связи между объектами, расположенными вне прямой видимости, необходимы промежуточные ретрансляционные станции.

В микроволновом диапазоне мал уровень атмосферных и промышленных помех, на условия распространения волн не влияет смена времени суток и сезонов года. Однако с увеличением частоты возрастает их затухание из-за дождя и резонансного поглощения в газах атмосферы. Особенно это проявляется в миллиметровом диапазоне, где, как правило, связь осуществляется в окнах прозрачности. Большее по сравнению с СВЧ-диапазоном поглощение миллиметровых волн в гидрометеорах приводит к снижению дальности связи, что требует повышения энергетического потенциала радиолинии для компенсации затухания.

Таким образом, распространение микроволновых электромагнитных волн прямолинейно, не подвержено дифракционным, рефракционным и фазовым замираниям, присущим более низкочастотным диапазонам, но подвержено существенным ослаблениям в гидрометеорах, причем с ростом частоты эта зависимость увеличивается.

1.2. Распространение радиоволн в линиях передачи

Основные параметры и классификация линий передачи

Линией передачи (ЛП) называют устройство, ограничивающее область распространения электромагнитных колебаний и направляющее поток электромагнитной энергии к нагрузке. Линии передачи используют для передачи (канализации) сигналов от передатчика к антенне и от антенны к приемнику, соединения блоков аппаратуры, объединения отдельных устройств в единый модуль. Отрезки ЛП служат основой конструкции ряда устройств.

Регулярными считают ЛП, свойства которых вдоль направления распространения неизменны или меняются по периодическому закону. В первом случае регулярную ЛП называют продольно-однородной, во втором – периодической. Если свойства ЛП вдоль направления распространения меняются по произвольному закону, ее считают нерегулярной (продольно-неоднородной). В настоящем подразделе рассматриваются в основном регулярные ЛП.

Если электромагнитное поле ЛП не ограничено в поперечном направлении, то ее называют открытой. В закрытых (экранированных) ЛП электромагнитное поле существует только внутри замкнутой металлической оболочки.

Линии передачи должны быть просты в изготовлении, пригодны для работы в широком диапазоне частот, обладать достаточной электричес-

кой прочностью, минимальными габаритными размерами и массой, устойчивостью к механическим и климатическим воздействиям и не должны приводить к недопустимым потерям и искажениям сигналов. Следует отметить, что не существует универсальных ЛП, удовлетворяющих поставленным требованиям во всех диапазонах частот. Наоборот, освоение каждого нового участка частотного спектра неизменно сопровождается созданием новых типов направляющих систем. Основное противоречие заключается в том, что коэффициент затухания ЛП большей частью растет с частотой. Создание новых ЛП позволяет продвинуться по шкале частот, не поднимаясь слишком высоко по шкале коэффициентов затухания.

Особенности структуры электромагнитного поля распространяемых волн позволяют выделить их классы, которые характеризуются наличием либо отсутствием продольных составляющих электромагнитного поля E_z и H_z , параллельных направлению их распространения. При классификации используются два принципа: либо указывается, какой вектор имеет продольную составляющую (E , H), либо какой вектор является поперечным (*transversal*), т. е. целиком лежит в поперечной плоскости.

В общем случае выделяют волны четырех классов:

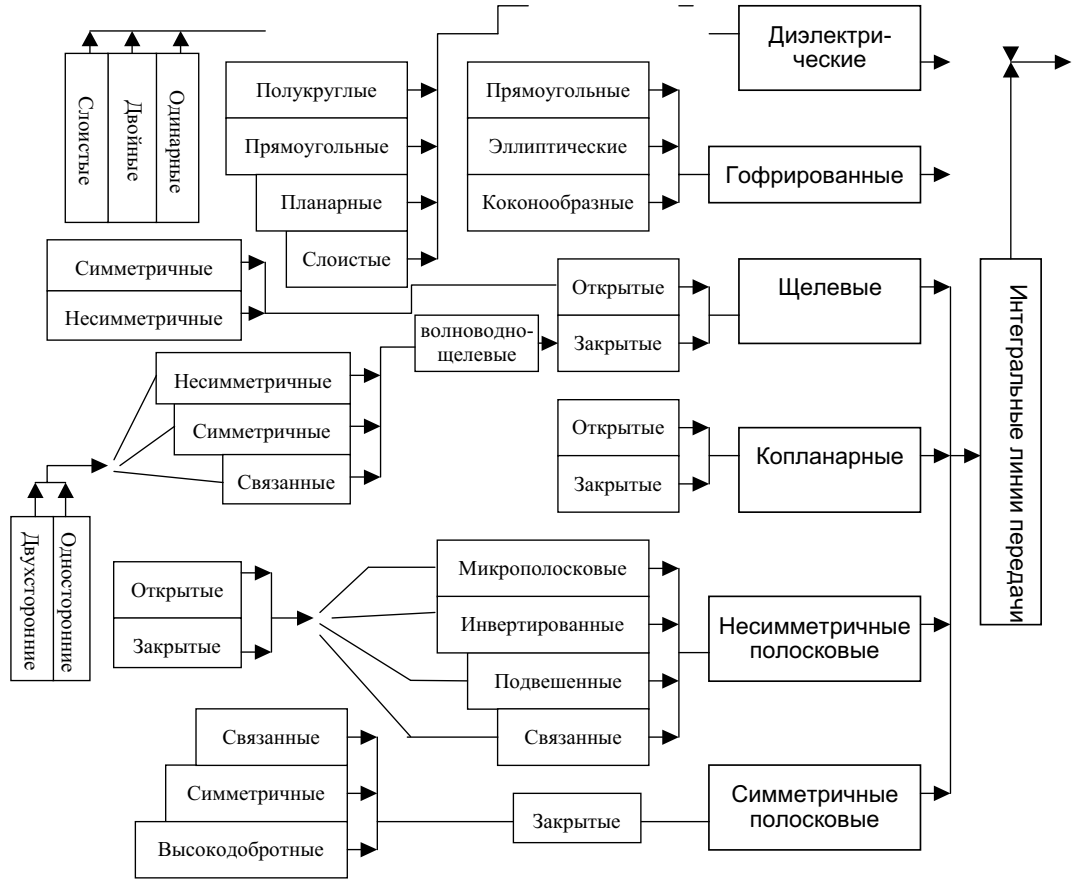
TEM – поперечные электромагнитные волны, имеющие только поперечные электрическую и магнитную составляющие, причем их векторы в любой точке поля волны взаимно перпендикулярны и пропорциональны по величине;

E – электрические волны, имеющие только электрическую продольную составляющую и обе поперечные компоненты (E , H); так как магнитное поле этих волн поперечно, то их называют также поперечно-магнитными (TM) волнами;

H – магнитные волны, обладающие только магнитной продольной составляющей и обеими поперечными (E , H); их называют также поперечно-электрическими (TE) волнами;

EH (HE) – гибридные, в которых имеются одновременно обе продольные составляющие E_z и H_z ; обозначение EH или HE используется в зависимости от величины отношения E_z/H_z .

Каждый класс включает множество типов волн, отличающихся друг от друга структурой поля, а также значениями коэффициента распространения, волнового сопротивления, критической частотой f_c (начиная с которой данный тип волны может распространяться) и других параметров. На практике, как правило, используется только основной тип волны ЛП, которому соответствует наименьшее значение f_c .



Распространение волны в ЛП описывает характеристическое уравнение [14]

$$k_c^2 + k_z^2 = k^2,$$

где $k = 2\pi n_{cp} / \lambda_0$ – волновое число, λ_0 – длина волны в свободном пространстве, $n_{cp} = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ – показатель преломления (оптическая плотность) среды распространения волны, ϵ_r и μ_r – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости, k_c и k_z – поперечное и продольное волновые числа. Число k_z называют также постоянной распространения, а $k_c = 2\pi f_c n_{cp} / c_0$, c_0 – скорость света в вакууме.

Постоянная распространения является комплексным числом

$$k_z = \beta + j\alpha,$$

где α – коэффициент затухания; β – фазовая постоянная волны, для которой справедливо выражение

$$\beta = 2\pi n_{cp} / \lambda_0 = 2\pi / \lambda_g = 2\pi \sqrt{\epsilon_{ef}} / \lambda_0,$$

где λ_g – длина волны в среде с n_{cp} ; $\epsilon_{ef} = n_{cp} \times n_{cp}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость (коэффициент укорочения) – параметр, который часто используют в инженерных расчетах ЛП с $\mu_r = 1$.

Распространение электромагнитной волны в ЛП сопровождается рассеянием части ее энергии в среде, заполняющей линию передачи, и на поверхностях входящих в ее конструкцию металлических проводников. Поэтому коэффициент затухания α состоит из двух слагаемых, обусловленных потерями в диэлектрике α_d и проводниках α_m :

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_m.$$

Важным параметром, характеризующим ЛП, является ее сопротивление. Для ТЕМ-волн различают волновое сопротивление Z_B , определяемое как отношение комплексных величин напряженностей электрического и магнитного полей, и характеристическое сопротивление Z_c , которое равно отношению комплексных величин напряжения бегущей волны к ее току. Часто в литературе эти разные величины называют одинаково-волновым сопротивлением.

Величина передаваемой по согласованной ЛП мощности P зависит от амплитуд поперечных составляющих напряженности электрического E_{\perp} или магнитного H_{\perp} поля:

$$P = \frac{0,5}{Z_{E,H,TEM}} \int_{S_{\perp}} |E_{\perp}|^2 dS = 0,5 Z_{E,H,TEM} \int_{S_{\perp}} |H_{\perp}|^2 dS,$$

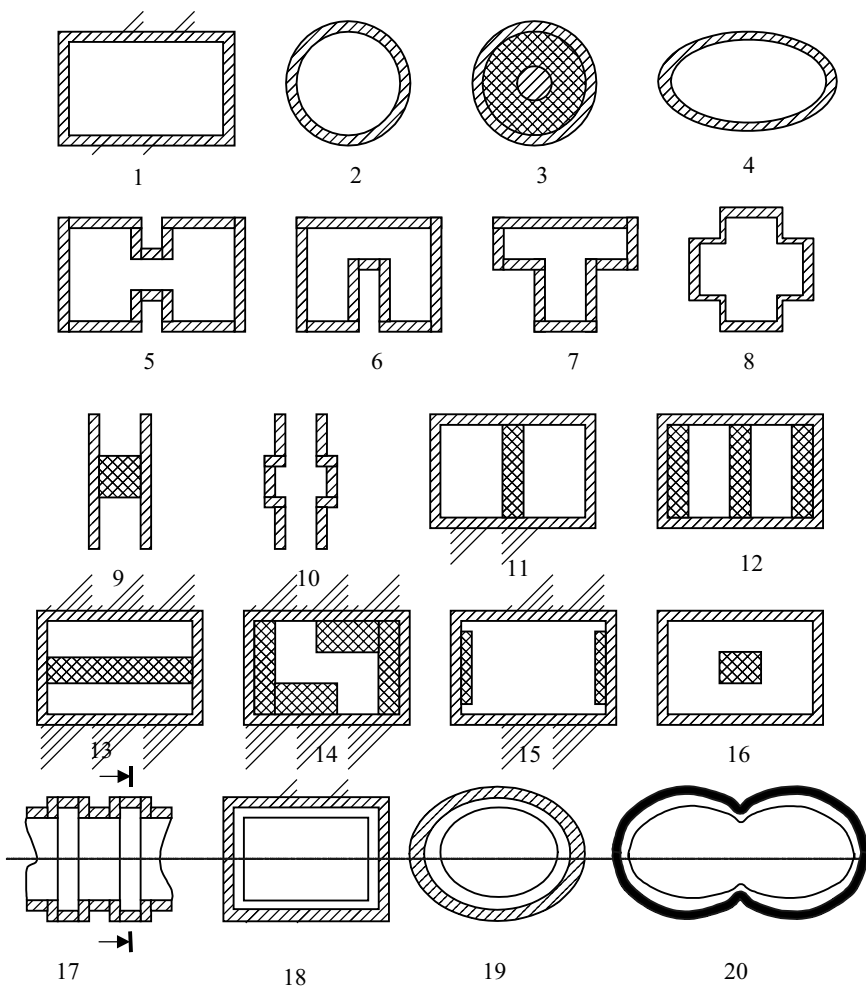


Рис. 1.9. Поперечные сечения основных типов волноводов (без диэлектрических): 1, 2 – стандартные полые прямоугольный и круглый; 3 – коаксиальная линия; 4, 5, 6, 7, 8 – полые сложной формы: эллиптический, Н-образный, П-образный, Т-образный и крестообразный; 9 и 10 – Н-образный и желобковый сверхразмерные; 11, 12, 13 – слоистые частичнозаполненные; 14, 15, 16 – частично заполненные сложные, слабозаполненные и со стержнями; 17 – продольное сечение гофрированных волноводов; 18, 19, 20 – прямоугольный, эллиптический, коконообразный гофрированные;



– металлизация;



– диэлектрик

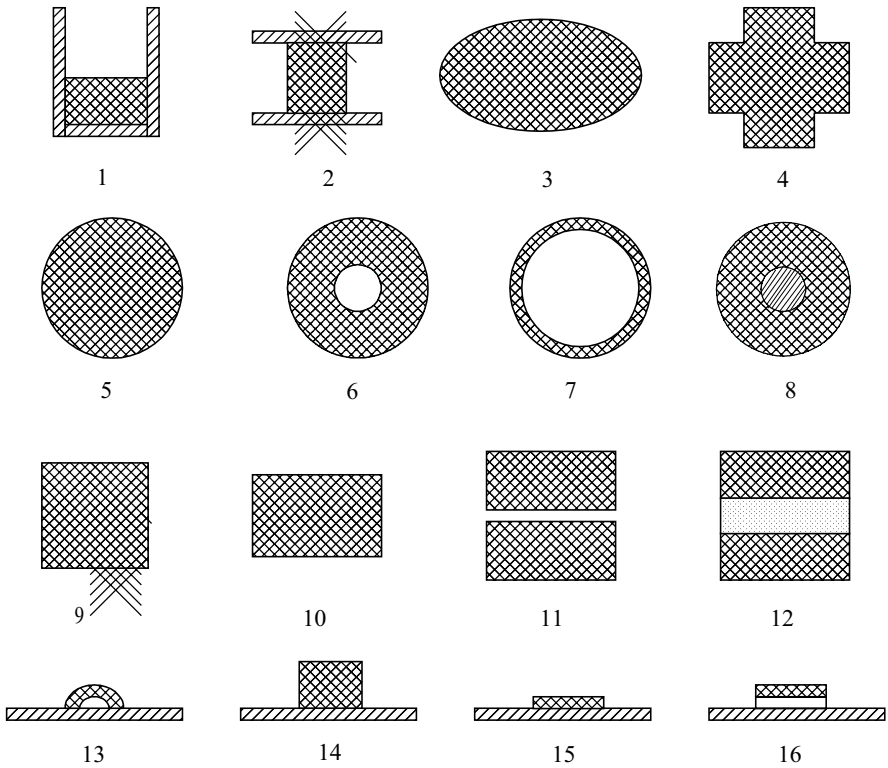




Рис. 1.10. Поперечные сечения основных типов диэлектрических волноводов: 1 – желобковый; 2 – H-образный; 3 – эллиптический; 4 – крестообразный; 5, 6, 7, 8 – круглые: стержневой, трубчатый, O – образный, слоистый; 9 и 10 – квадратный и прямоугольный; 11 – двойная пластина; 12 – прямоугольный слоистый; 13, 14, 15 и 16 – зеркальные полукруглый, прямоугольный, планарный (пленочный), слоистый;

 – металлизация;  – диэлектрик

где $Z_{E,H,TEM}$ – характеристическое или волновое сопротивление волн типов E , H , TEM соответственно; S_{\perp} – поперечное сечение ЛП, через которую осуществляется передача электромагнитной энергии. Обычно максимальное значение передаваемой мощности ограничивается напряжением пробоя для воздуха (29 кВ/см).

В радиосистемах используются самые различные ЛП. Выбор конкретного типа линии определяется назначением и параметрами радиосистемы, условиями ее работы и решающим образом зависит от используемого диапазона длин волн и передаваемой мощности.

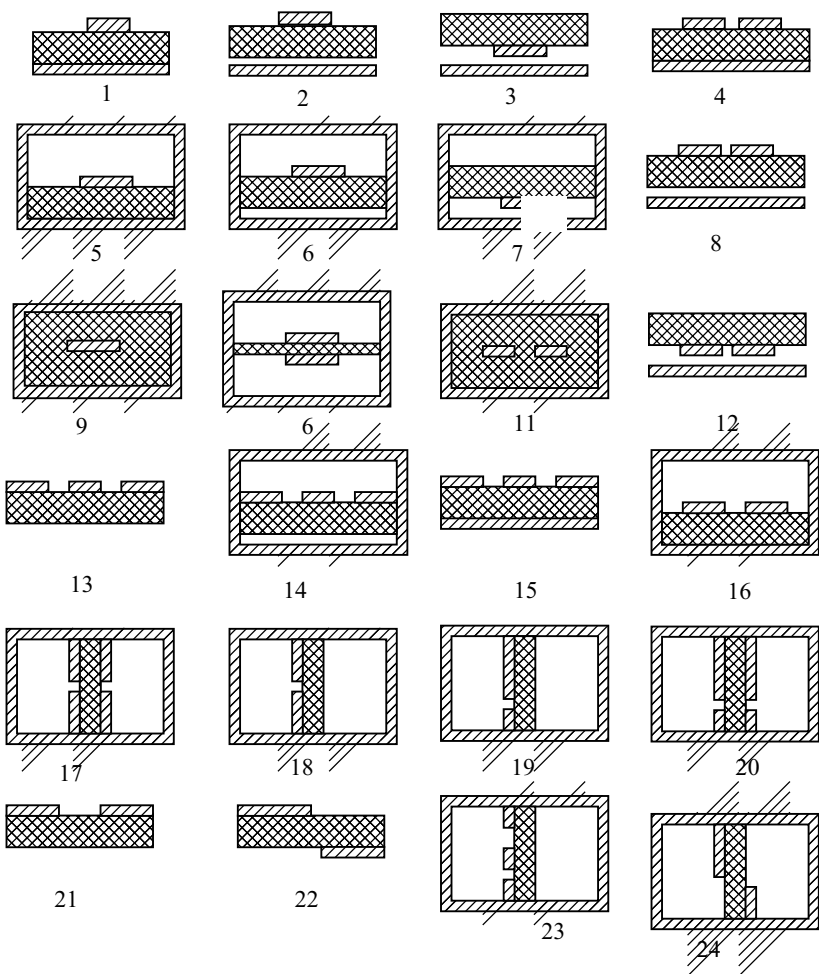


Рис. 1.11. Поперечные сечения основных типов интегральных линий передачи: 1 – микрополосковая; 2 и 3 – подвешенная и инвертированная; 4, 8 и 12 – связанные микрополосковая, подвешенная, инвертированная; 5, 6 и 7 – экранированные микрополосковая, подвешенная инвертированная; 9 – симметричная; 10 – высокодобротная; 11 – связанные симметричные; 13, 14 и 15 – открытая, экранированная, частично экранированная копланарная; 16 – экранированная связанная микрополосковая; 17, 20 – симметричная и несимметричная двухсторонняя ВЦЛ; 18 и 19, 24 – симметричная и две несимметричные односторонние ВЦЛ; 21, 22 – симметричная и несимметричная щелевая; 23 – связанная односторонняя ВЦЛ;

 – металлизация;
  – диэлектрик

На рис. 1.8 представлена классификация наиболее распространенных типов линий передачи для микроволнового диапазона. Деление всех ЛП на волноводы (рис. 1.9, 1.10) и интегральные линии передачи (ИЛП) (рис. 1.11) в некоторой мере условно, так как экранированную (закрытую) полосковую ИЛП можно рассматривать как частный случай частично заполненного волновода, а тонкопленочный зеркальный диэлектрический волновод (ДВ) [15] рассматривается как ИЛП. Данная классификация ЛП, главным образом, составлена по признакам возможного применения, технологии изготовления и электродинамического описания.

Основываясь на приведенной классификации ЛП микроволнового диапазона, рассмотрим более подробно их основные типы и начнем с волноводных структур.

Волноводные линии передачи

Коаксиальная линия

Коаксиальная линия (часто говорят, коаксиал) сегодня – одна из наиболее распространенных и применяемых ЛП. Области ее применения чрезвычайно разнообразны: от домашнего телевизионного кабеля (75 Ом) до микроминиатюрных соединительных линий КВЧ-диапазона.

Коаксиал (см. рис. 1.9, 3) может представлять собой жесткую конструкцию из металлических трубок, закрепленных одна в другой с помощью диэлектрических шайб или металлических изоляторов, либо, чаще всего, имеет вид гибкого коаксиального кабеля, который состоит из одножильного или многожильного внутреннего проводника, окруженного слоем эластичного диэлектрика (полиэтилен, фторопласт и др.), и внешнего проводника в виде металлической оплетки.

Внутренний проводник в коаксиальной линии необходим для существования в ней волны ТЕМ. Однако он же ограничивает возможности этой линии. Плотность тока внутреннего проводника, обратно пропорциональная его периметру, значительно больше, чем наружного, поэтому является основным источником потерь. Пробой также возникает около внутреннего проводника, так как напряженность поля здесь максимальна.

Характеристическое сопротивление коаксиальной линии

$$Z_C = 60 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} ,$$

где D и d – внешний и внутренний диаметры проводников линии.

Коэффициент затухания в коаксиальной линии (дБ/м) в общем случае обусловлен потерями в проводниках и в диэлектрике:

$$\alpha_M = \frac{2,3R_S(1+D/d)}{D \ln(D/d)} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\mu_r}}; \quad \alpha_D = \frac{2730\sqrt{\epsilon_r} \operatorname{tg} \delta}{\lambda_0},$$

где внешний диаметр D и длину волны λ_0 следует брать в сантиметрах;

$$R_S = 0,045 \sqrt{\frac{\mu_r \sigma_{Cu}}{\lambda_0 \sigma_M}},$$

σ_{Cu} и σ_M – проводимость меди и металлизации линии; $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь диэлектрика.

Отметим, что коэффициент затухания α_D не зависит от размеров и формы поперечного сечения линии, определяется только параметрами диэлектрика и рабочей длиной волны, что справедливо для любых ЛП с ТЕМ-волной. Коэффициент затухания α_M , напротив, зависит от размеров проводников, т. е. от соотношения D/d .

Как уже отмечалось, в коаксиальной линии основной является ТЕМ-волна (рис. 1.12, а). Если радиус оболочки коаксиала ($D/2$) сравним с длиной волны, то в линии могут распространяться также "волноводные" волны, т.е. волны круглого волновода, несколько деформированные внутренним проводником. Этот проводник увеличивает критические частоты волн по сравнению с полым волноводом того же радиуса.

Низшей по частоте в круглом волноводе является волна типа H_{11} . Аналогичная волна в коаксиальной линии (рис. 1.12, б) также имеет

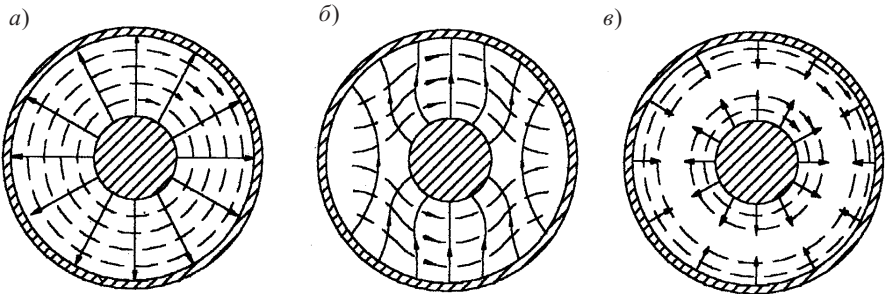


Рис. 1.12. Эпюры силовых линий электромагнитного поля в коаксиальной линии:

а – ТЕМ-волны, б – H_{11} -волны, в – E_{01} -волны;

————— – линии вектора E , - - - - - – линии вектора H

наинищую частоту из всех волн высшего порядка, но ее поле сложнее, и с приемлемой точностью критическая длина волны может быть вычислена по приближенной формуле

$$\lambda_c = \pi(D/2 + d/2).$$

Среди волн типа E минимальной частотой обладает волна E_{01} (рис. 1.12, в) с критической длиной волны, определяемой $D - d$. В этом случае поле неизменно по полярному кругу, и стоячая полуволна образуется между проводниками на отрезке радиуса $(D - d)/2$. Для обычных соотношений размеров линий критическая частота волны E_{01} примерно в два раза превышает критическую частоту волны H_{11} .

Волноводы прямоугольного и круглого сечения

Полые волноводы представляют собой металлические трубы, служащие для передачи электромагнитной энергии. Английский физик Дж. Рэлей еще в 1897 г. теоретически рассмотрел задачу о распространении электромагнитных волн в полых волноводах. Однако лишь спустя 40 лет, когда начал осваиваться СВЧ-диапазон радиоволн, эти волноводы нашли техническое применение.

Конструкция волновода предельно проста. В нем обеспечивается полная экранировка поля. В СВЧ- и КВЧ-диапазонах металлические волноводы имеют неоспоримые преимущества перед другими ЛП.

В полых металлических волноводах распространяются только E - и H -волны. Поперечное сечение такого волновода односвязно, что исключает появление ТЕМ-волн.

Рабочая полоса частот волновода ограничена со стороны нижних частот увеличением затухания, а затем и полным прекращением (отсечкой) распространения колебаний основного типа; со стороны верхних частот – возникновением условий для распространения колебаний высших типов.

Приближенно возможное число колебаний высших типов, которое может возникнуть в прямоугольном волноводе сечением $A \times B$ мм, определяется формулой

$$n = 2\pi AB / \lambda_g^2,$$

справедливой при условии, что поперечное сечение волновода значительно превышает λ_g^2 , где A и B – широкая и узкая стенки волновода; λ_g – длина волны основного типа колебаний волновода.

Наличие большого числа типов волн приводит к тому, что при преобразовании энергии основной волны на неоднородностях тракта в волны нерабочих типов значительно возрастают потери. Искусственные методы борьбы с паразитными колебаниями являются мало эффективными, поскольку при подавлении волн высших типов неизбежны потери и на основной волне.

Прямоугольные волноводы стандартных размеров при работе на основном типе волны H_{10} обеспечивают перекрытие по частоте $f_{\max}/f_{\min} \approx 1,4 \dots 1,5$; круглые волноводы – примерно $1,13 \dots 1,17$.

Свойство прямоугольных волноводов "отсекать" нижние частоты широко используется в частотно-избирательных устройствах. Уменьшая сечение волновода нерезонансной вставкой, реализуется фильтр верхних частот на основе запредельного волновода.

Величина ослабления L такого запредельного волновода описывается соотношением

$$L = 20 \lg \left[\exp \left(2\pi l \sqrt{1 - (\lambda_c / \lambda_0)^2} / \lambda_c \right) \right],$$

где l – длина запредельного волновода; λ_c – его критическая длина волны.

Основным типом волны в прямоугольном волноводе служит H_{10} (рис. 1.13), условиями существования которой являются неравенства

$$\lambda_g / 2 < A < \lambda_g \text{ и } 0 < B < \lambda_g / 2.$$

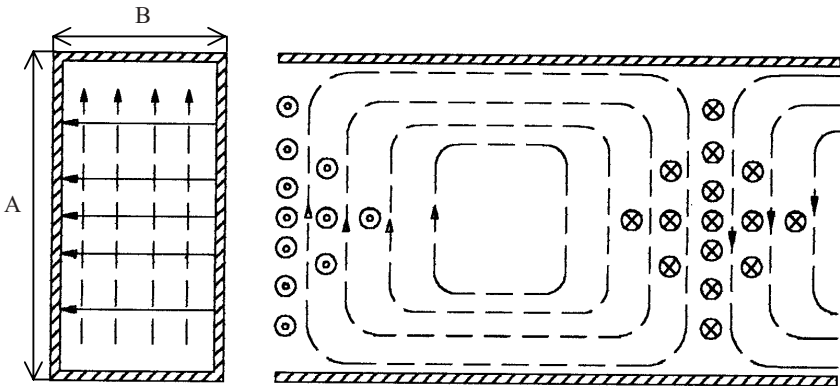


Рис. 1.13. Эпюры силовых линий электромагнитного поля волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе: — — — — — линии вектора \mathbf{E} , — — — — — линии вектора \mathbf{H}

Таблица 1.2

**Зарубежные стандарты на прямоугольные
волноводы СВЧ и КВЧ диапазонов**

Обозначение			Рекомендуемый частотный диапазон	Размеры поперечного сечения	
53-IEC	RCSC	IEA		ГГц	мм
R48	WG 10	WR 284	2,6–3,95	72 × 34	2,84 × 1,34
–	WG 11A	WR 229	3,3–4,9	59 × 29	2,29 × 1,145
R49	WG 12	WR 187	3,95–5,85	48 × 22	1,872 × 0,872
–	WG 13	WR 159	4,9–7,05	40 × 20	1,59 × 0,795
R50	WG 14	WR 137	5,85–8,2	35 × 16	1,372 × 0,622
R84	WG 15	WR 112	7,05–10	29 × 13	1,122 × 0,497
R100	WG 16	WR 90	8,12–12,4	23 × 10	0,9 × 0,4
R120	WG 17	WR 75	10–15	19 × 8,5	0,75 × 0,375
R140	WG 18	WR 62	12,4–18	16 × 7,9	0,622 × 0,311
R180	WG 19	WR 51	15–22	13 × 5,8	0,51 × 0,255
R220	WG 20	WR 42	18–26,5	11 × 4,3	0,51 × 0,255
R260	WG 21	WR 34	22,0–33,0	8,6 × 4,3	0,34 × 0,17
R320	WG 22	WR 28	26,5–40,0	7,1 × 3,6	0,28 × 0,14
R400	WG 23	WR 22	33–50	5,7 × 2,9	0,224 × 0,112
R500	WG 24	WR 19	40–60	4,8 × 2,4	0,188 × 0,094
R620	WG 25	WR 15	50–75	3,8 × 1,9	0,148 × 0,074
R740	WG 26	WR 12	60–90	3,1 × 1,6	0,122 × 0,061
R900	WG 27	WR 10	75–110	2,4 × 1,3	0,1 × 0,05
R1200	WG 28	WR 8	90–140	2,0 × 1,0	0,08 × 0,04
	WG 29	WR 7	110–170	1,7 × 0,82	0,065 × 0,0325
	WG 30	WR 5	140–220	1,3 × 0,65	0,051 × 0,0255
	WG 31	WR 4	170–260	1,1 × 0,55	0,043 × 0,0215
	WG 32	WR 3	220–325	0,87 × 0,44	0,034 × 0,017

Размеры сечения прямоугольных волноводов стандартизированы. Основные типы используемых в настоящее время волноводов приведены в табл. 1.2 и 1.3. Длина волны для H_{10}

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}}; \quad \lambda_c = 2A.$$

Волновое сопротивление прямоугольного волновода определяется как отношение амплитуд напряженности электрического и магнитного полей

$$Z_B = \frac{120\pi\sqrt{\mu_r/\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_r\mu_r}\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}}.$$

Таблица 1.3

**Стандарты стран СНГ (ОСТ.11.0.352.000)
на прямоугольные волноводы СВЧ- и
КВЧ-диапазонов**

При расчете согласования волноводов с различными сечениями, помимо волнового сопротивления Z_B , вводят эквивалентное сопротивление Z_E . Оно может быть введено различными способами [16, 17]. При одном из способов $Z_E = u^2 / (2P)$, где u^2 – среднее значение квадрата амплитуды "напряжения" волны; P – передаваемая мощность. В этом случае

$$Z_E = 2 \frac{B}{A} Z_B.$$

Коэффициент затухания прямоугольного волновода для волн Н10 [18]

Размеры поперечного сечения, мм	Рекомендуемый частотный диапазон, ГГц
72 × 34	2,6–3,47
48 × 24	3,86–5,96
35 × 15	5,35–8,15
23 × 10	8,15–12,42
17 × 8	11,03–16,8
16 × 8	11,71–17,85
11 × 5,5	17,04–25,95
7,2 × 3,4	25,95–39,65
5,2 × 2,6	36,1–55,0
3,6 × 1,8	52,2–79,4
2,4 × 1,2	78,2–119,2
1,6 × 0,8	117,2–178,6
1,1 × 0,55	170,4–259,5
0,7 × 0,35	259,5–407

$$\alpha_M = 8,68 \cdot 10^3 \frac{\sqrt{\pi} f \mu_r / \sigma_M \left[1 + (2B/A)(\lambda_0/\lambda_c)^2 \right]}{B \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 \right]}}.$$

где $\epsilon_0 = (36\pi \cdot 10^9)^{-1}$, Ф/м; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$, Гн/м – диэлектрическая и магнитная проницаемости свободного пространства. В качестве примера на

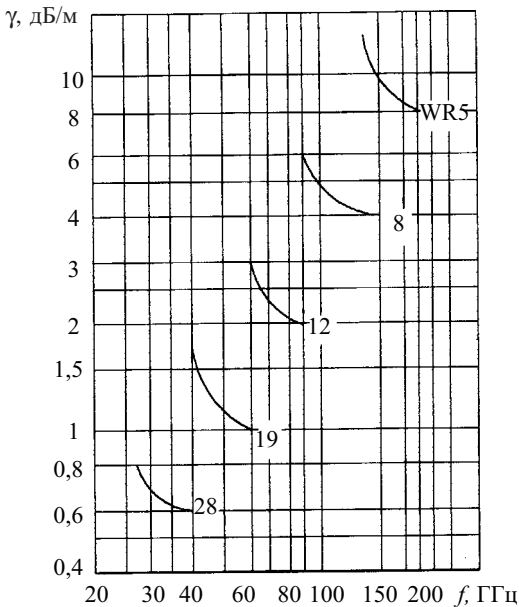


Рис. 1.14. Экспериментальные зависимости коэффициента ослабления в прямоугольных волноводах стандарта ИЕА от частоты

рис. 1.14, согласно [19], представлены экспериментальные зависимости коэффициента затухания в прямоугольных волноводах международного стандарта ИЕА, покрытых серебром.

Во многих случаях эффективно использовать волноводы круглого сечения. Характерной особенностью последних является неограниченное уменьшение затухания всех волн H_{0n} по мере роста частоты. Кроме того, в таких волноводах значительно проще осуществляется борьба с волнами высших порядков, поскольку число волн H_{0n} в круглом волноводе возрастает пропорцио-

нально частоте, а не квадрату частоты, как в прямоугольном.

Круглые волноводы используют для соединения различных элементов трактов с антеннами и реже – для передачи мощности на значительные расстояния.

Диаметр волновода круглого сечения определяется допустимым коэффициентом затухания. Практически можно допустить диаметр такой величины, что будет распространяться небольшое число волн высших типов, которые могут быть существенно подавлены. В диапазоне $2,613a < \lambda_0 < 3,413a$ по волноводу распространяется только волна H_{11} основного типа, а в диапазоне $2,06a < \lambda_0 < 2,613a$ – две волны – H_{11} и E_{01} (рис. 1.15), где a – радиус поперечного сечения волновода). В радиосвязи большое распространение получили волноводы, в которых наряду с волной H_{11} возможно распространение волны E_{01} , имеющей интенсивную продольную составляющую напряженности электрического поля вдоль оси волновода. Таким образом, диаметр волновода выбирается из условия распространения волн H_{11} и E_{01} и недопущения распространения волны H_{21} , следующей по порядку за волной E_{01} .

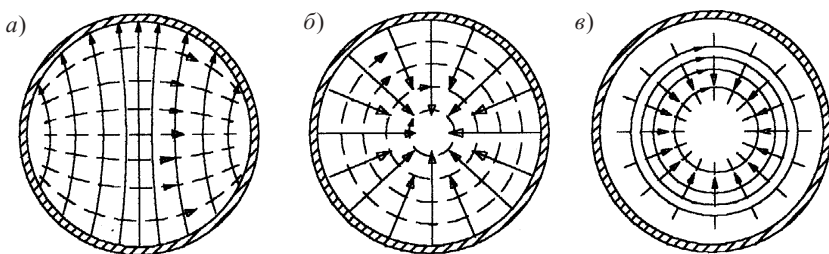


Рис. 1.15. Эпюры силовых линий электромагнитного поля в круглом волноводе для волн:

$a - H_{11}$, $b - E_{01}$, $c - H_{01}$;

——— — линии вектора E , - - - - - — линии вектора H

Характеристическое сопротивление круглого волновода для волн H_{11} -типа волн определяется аналогично сопротивлению прямоугольного волновода. Коэффициент затухания в случае волн H_{11} равен

$$\alpha_M = 8,686 \cdot 10^3 \frac{\sqrt{\pi \mu_r f / \sigma_M} \left[(\lambda_0 / \lambda_c)^2 + 0,4184 \right]}{a 120 \pi \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2}}.$$

Волноводы сложных сечений

В элементной базе современных микроволновых технологий заметное место занимают волноводы сложных сечений (см. рис. 1.9, 4–8), что объясняется рядом их преимуществ перед другими типами волноводов. По сравнению со стандартными волноводами прямоугольного и круглого сечений они имеют большую рабочую полосу частот на низшей волне, меньшие габариты и массу, более низкое волновое сопротивление при малой дисперсии. Однако, при всем при этом, технологически (при производстве) они очень трудоемки.

Стремление расширить рабочий диапазон волновода и уменьшить дисперсию привело к созданию П- и Н-образных волноводов (рис. 1.9, 5 и 6). Уменьшение расстояния между широкими стенками в центральной части волновода (в зазоре), где напряженность электрического поля волны типа H_{10} максимальна, эквивалентно увеличению емкости, что приводит к уменьшению критической час-

тоты. Электрическое поле волны H_{20} в области выступа близко к нулю, поэтому уменьшение ее критической частоты незначительно.

Рабочий диапазон П-образного волновода может быть в несколько раз больше, чем прямоугольного. Соответственно уменьшается и дисперсия. При одинаковой критической длине волны поперечные размеры П-образного волновода значительно меньше, чем прямоугольного.

Наряду с отмеченными достоинствами П-образные волноводы имеют и недостатки – меньшая максимальная передаваемая мощность и большее затухание, чем у прямоугольных волноводов с такими же поперечными размерами. Это объясняется концентрацией электрического поля в области зазора и увеличением периметра стенок при той же площади поперечного сечения.

Н-образный волновод можно рассматривать как два П-образных волновода, имеющих общую широкую стенку. Если ее убрать, картина поля основного типа волны в каждом из П-образных волноводов не изменится (рис. 1.16). Поэтому критическая частота и дисперсия основного типа волны в этом волноводе такие же, как и в соответствующем П-образном, однако максимальная передаваемая мощность возрастает приблизительно в два раза, а затухание уменьшается за счет исключения потерь в общей стенке. Параметры П- и Н-образных волноводов и некоторых их модификаций в виде расчетных таблиц приведены в ряде работ [20, 21].

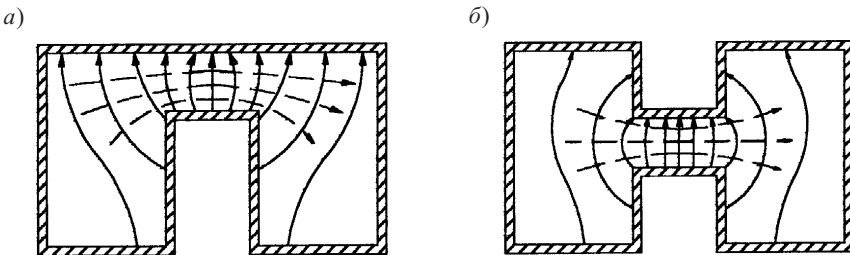


Рис. 1.16. Эпюры силовых линий электромагнитного поля волны H_{10} в волноводах: а – П-образном, б – Н-образном;

————— – линии вектора E , — — — — — – линии вектора H

Широко применяют полые эллиптические волноводы (см. рис. 1.9, 4) при построении длинных линий без промежуточных соединений, что обеспечивает высокую точность согласования на входе этих линий. Волно-

вод эллиптического сечения (рис. 1.17) с полуосями a и b характеризуют эксцентриситетом

$$e = \sqrt{1 - (b/a)^2} \quad (b < a).$$

Картины линий поля волн в эллиптическом и круглом волноводах аналогичны, их наименования совпадают, однако в эллиптическом волноводе поляризационное вырождение отсутствует, так как критические частоты волн с разной поляризацией, например H_{11}^C и H_{11}^S , не совпадают. При малой эллиптичности

$$f_c^{H_{11}^C} / f_c^{H_{11}^S} = b/a.$$

При большой эллиптичности воз-

можно создание в волноводе одномодового режима с волной H_{11}^C . В этом случае волна в эллиптическом волноводе так же устойчива, как в прямоугольном волноводе. Критическая частота для основной волны H_{11}^C рассчитывается по приближенной формуле

$$f_c a = 8,7849(1 + 0,0236e^2).$$

Оптимальное соотношение размеров эллиптического волновода $b/a \approx 0,5...0,6$ выбирается из тех же соображений, что и для прямоугольного: получение максимальной полосы одномодового режима и достаточно малого затухания. При $b/a = 0,5$ ближайшая волна высшего типа H_{21}^C имеет критическую частоту в 1,82 раза большую, чем H_{11}^C . При равных периметрах затухание эллиптического волновода примерно на 10...30% меньше, чем прямоугольного.

Кроме рассмотренных типов существует еще большое множество волноводов сложных сечений, предназначенных в основном для создания резонансных элементов специального применения [21]. Поэтому в обычной широко распространенной радиоаппаратуре используются, главным образом, стандартные прямоугольный и круглый волноводы, а из волноводов сложного сечения – эллиптический.

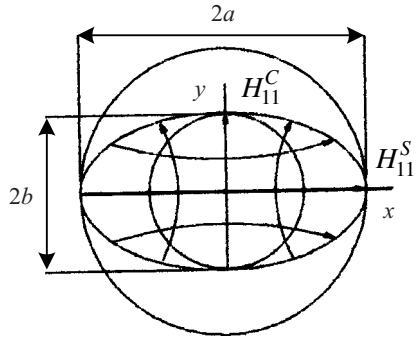


Рис. 1.17. Волновод эллиптического сечения

Частично заполненные волноводы

Частично заполненные волноводы (см. рис. 1.9, 11–16) приобрели большое распространение в технике СВЧ в связи с разработкой и внедрением высококачественных диэлектриков и ферритов [22, 23]. Использование этих материалов в волноводах позволило не только изменить основные характеристики последних, но и создать ряд устройств нового типа, таких как вентили, невзаимные фазовращатели, фильтры и т. п.

Основной интерес к таким волноводам объясняется тем, что они обладают рядом преимуществ по сравнению с незаполненными волноводами. Так, изменяя вид заполнения волновода и диэлектрическую проницаемость заполняющего материала, можно в широких пределах управлять постоянной распространения, критическими длинами волн, распределением потока мощности в поперечном сечении, положением областей круговой поляризации магнитного поля и другими характеристиками. Появляются также дополнительные возможности по увеличению предельной пропускаемой волноводом мощности, подавлению нежелательных типов волн и созданию более благоприятных условий для распространения выбранных типов волн. Улучшение характеристик прямоугольных волноводов при частичном заполнении их диэлектриком сопровождается, как правило, уменьшением их поперечных размеров и большей стабильностью этих характеристик в диапазоне частот, что является принципиальной основой для создания ИЛП СВЧ- и КВЧ-диапазонов. Недостатком волноводов, заполненных диэлектриком, является повышенный уровень затухания за счет потерь в диэлектрике.

Данный тип волноводов отмечен как переходная веха между полыми металлическими волноводами и экранированными ИЛП, а также как основа для создания целого класса волноводно-диэлектрических фильтрующих структур [24–26].

Гибкие гофрированные волноводы

Гофрированные волноводы находят широкое применение в подвижных и стационарных радиосистемах, где их решающим преимуществом перед обычными металлическими волноводами является гибкость и возможность использования в устройствах, на габариты которых накладываются жесткие ограничения. Намотка гофрированных волноводов на барабаны позволяет создавать протяженные (до 100 м) бесфланцевые ЛП, используемые в подвижных радиоустановках. Гофрирование пре-

дохраняет волноводы от растяжения и разрыва, что весьма важно при многократном свертывании и развертывании фидеров.

Гибкие гофрированные волноводы выпускаются с эллиптической, прямоугольной и коконообразной формой поперечного сечения.

Гофрированные эллиптические волноводы (см. рис. 1.9, 19) выпускаются длиной до 100 м и широко применяются в фидерных трактах стационарных и подвижных средств радиорелейной, тропосферной связи и других радиотехнических средств.

Гофрированные волноводы прямоугольного сечения (см. рис. 1.9, 18) выпускаются в виде коротких секций и используются в качестве гибких вставок в тракт из жесткого прямоугольного волновода для образования изгибов и скруток, в целях обеспечения механической развязки между элементами СВЧ-аппаратуры.

Гофрированные волноводы коконообразного сечения (см. рис. 1.9, 20) выпускаются в двух модификациях: с незначительным и значительным сужением центральной части. Первые выпускаются в больших длинах и применяются для создания гибких фидерных трактов с улучшенными характеристиками. Вторые выпускаются в виде коротких секций для применения в качестве гибких вставок в жестких трактах, построенных на основе Н-образного волновода.

Главным конструктивным отличием гофрированных волноводов от обычных является их гофрированная поверхность (см. рис. 1.9, 17), придающая волноводам механическую гибкость. Параметры гофра выбираются таким образом, чтобы придать волноводу необходимую гибкость, сохранив при этом требуемые значения электрических характеристик. Как следует из [27], относительное удлинение гофрированной стенки волновода при изгибе или растяжении при одновременном увеличении шага и глубины гофра так, что их отношение остается постоянным, увеличивается пропорционально глубине гофра. Численное исследование коэффициента затухания основной волны, проведенное в широких пределах изменения параметров гофра, показывает, что коэффициент затухания меняется при этом незначительно.

Таким образом, параметры гофра могут быть выбраны так, чтобы требуемая гибкость волновода достигалась при минимальном возрастании уровня потерь. Во избежание резонансных явлений период гофра не должен достигать четверти длины волны.

Наличие гофра усложняет расчет гофрированных волноводов. В отличие от стандартных гладких волноводов, гофрированная поверхность

придает волноводам новые частотные свойства [28]. Это особенно актуально при переходе в КВЧ-диапазон, где отношение размеров гофра к поперечным размерам волновода реально выдержать достаточно большим очень сложно.

В настоящее время техника гибких волноводов развивается. Расширяются их функциональные возможности, увеличивается частотный диапазон, в котором применение гибких волноводов оказывается эффективным.

Сверхразмерные волноводы

Для передачи энергии в КВЧ-диапазоне желательно использовать волноводы, поперечные размеры которых велики по сравнению с длиной волны. Одномодовый режим работы волновода при этом обеспечивается путем изменения условий распространения нерабочих типов волн таким образом, чтобы они либо не могли распространяться, либо имели высокие критические частоты. Такие волноводы с разреженным спектром критических длин волн называют сверхразмерными.

Разрежение спектра частот достигается путем прорезания продольных щелей в оболочке волновода. Структура поля волн некоторых типов при этом сильно искажается, а их энергия излучается через щели, что подавляет распространение, в то время как искажение поля и излучение через щели для других типов волн оказываются незначительными, вследствие чего условия для их распространения сохраняются. Примером такой сверхразмерной ЛП может служить желобковый волновод (см. рис. 1.9, 10), который можно рассматривать как прямоугольный с прорезанными в широких стенках щелями. На рабочей волне типа H_{10} излучение энергии в щели из-за симметрии поля (рис. 1.18, а) практически не происходит, и эта волна распространяется с малым затуханием. Волны с антисимметричным распределением поля возбуждают в щелях ТЕМ-волну, энергия которой излучается в пространство. В результате спектр волновода разрежается. При этом затухание в желобковом волноводе существенно меньше, чем в прямоугольном тех же размеров [29].

Другой разновидностью сверхразмерного волновода служит Н-образный (или Н-вод) [30]. Он представляет собой две параллельные металлические плоскости, между которыми перпендикулярно плоскостям закреплена перемычка в виде прямоугольной пластины из диэлектрика (см. рис. 1.9, 9). Диэлектрик служит для концентрации энергии распространяющейся волны.

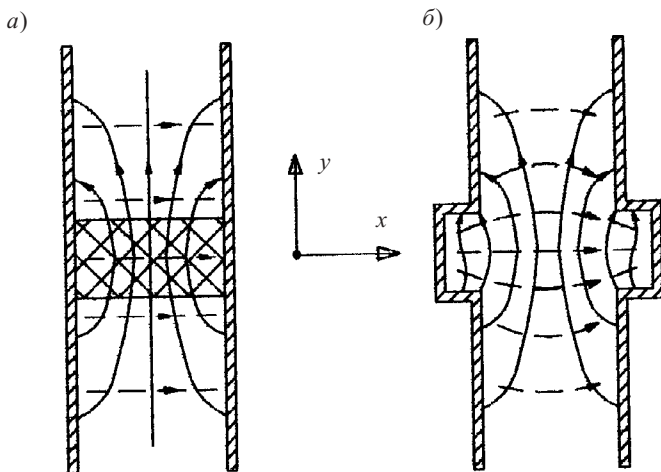


Рис. 1.18. Эпюры силовых линий электромагнитного поля в волноводах:
 а – П-образном, б – желобковом;
 ———— – линии вектора E , - - - - - – линии вектора H

В Н-воде могут распространяться гибридные волны и волна H , а волна E не распространяется. Волна H , имея критическую частоту, равную нулю, является основной. Гибридные волны делятся на два типа: H_S ($E_y = 0$) и E_S ($H_y = 0$). E_S не создает продольных токов, поэтому потери в металле уменьшаются с ростом частоты. Основная составляющая электрического поля E параллельна стенкам Н-вода, причем интенсивность поля в направлении y спадает по экспоненте, и при достаточной длине стенок излучения не происходит. Диаграмма поля волны E_S показана на рис. 1.18, б. Затухание волны H_S значительно выше из-за возбуждения продольных токов.

Диэлектрические волноводы

Диэлектрическими волноводами называют ЛП, состоящие из двух и более диэлектрических тел (слоев) с различными показателями преломления n_{cp} (см. рис. 1.10). Иногда такие ЛП называют многослойными. ДВ относятся к классу линий поверхностной волны. Самым общим свойством таких линий является то, что фазовая скорость волн в них меньше скорости распространения плоских волн во внешней среде. Отсюда другое название – линии замедленной волны. Благодаря замедлению

электромагнитное поле оказывается "прижато" к направляющей структуре, хотя ничто не ограничивает его со стороны внешнего пространства.

Основными недостатками ДВ являются: недопустимость резких неоднородностей, трудности крепления и большие, чем у одномодовых металлических волноводов, поперечные габариты.

Уже отмеченный открытый характер ДВ приводит к тому, что волны в них могут быть разделены, по меньшей мере, на два класса [31]:

1) конечное число собственно волноводных волн, которые при отсутствии потерь в материалах распространяются вдоль регулярного волновода без затухания;

2) волны излучения, возникающие в местах нарушения регулярности волновода.

Спектр волноводных волн ДВ существенно отличается от спектра полых металлических.

Во-первых, критические частоты основных волн чисто ДВ любого поперечного сечения, строго говоря, равны нулю, в то время как у полых металлических волноводов они конечны. Отсюда, однако, не следует, что волны в ДВ практически существуют на сколь угодно низких частотах. Дело в том, что направляющее действие и степень концентрации энергии в ДВ заданной геометрии очень быстро уменьшаются при уменьшении частоты ниже некоторого значения. Это значение можно назвать реальной критической частотой. Другими словами, различие сводится практически к тому, что критическая частота основных волн ДВ не является так четко определенной, как у полых металлических.

Во-вторых, высшие типы волн ДВ при частотах ниже критической просто не существуют, как волны с неизменным вдоль оси поперечным распределением. В полых же металлических волноводах, как известно, при частотах ниже критической волны затухают в продольном направлении, но сохраняют неизменным поперечное распределение.

Для уяснения механизма распространения в волноводах удобно использовать принцип парциальных плоских волн. В соответствии с этим принципом распространение волн в ДВ следует трактовать как распространение под некоторым углом к оси спектра плоских волн, попеременно отражающихся от границ диэлектрика. При этом основным источником потерь является поглощение при распространении в толще диэлектрического материала; отражение же происходит без потерь, поскольку выполняются условия полного внутреннего отражения.

Рассмотрим механизм распространения на примере круглого ДВ, представляющего собой стержень круглого поперечного сечения радиусом a с относительными проницаемостями ϵ_1, μ_1 , помещенный в безграничную среду с параметрами ϵ_2, μ_2 (рис. 1.19). Причем показатель преломления стержня $n_{\text{ср1}}$ больше показателя преломления окружающего пространства $n_{\text{ср2}}$ (обычно воздуха).

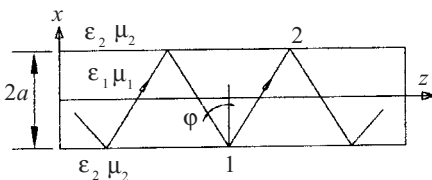


Рис. 1.19. Распространение волн в диэлектрическом стержне

Пусть плоская однородная волна падает на границу раздела 1 под углом φ . Если этот угол больше угла полного внутреннего отражения φ_0 , волна полностью отражается и под тем же углом падает на границу раздела 2, где процесс отражения повторяется. Таким образом, в стержне в направлении оси z распространяется быстрая волна, а в окружающей ее среде – медленная. При этом фазовая скорость волны одинаковая снаружи и внутри пластины.

На границах раздела сред 1 и 2 касательные составляющие векторов E и H должны быть непрерывны. Необходимость выполнения этих условий приводит, как и при распространении волны между двумя идеально проводящими плоскостями, к появлению зависимости угла отражения φ от частоты. По мере снижения частоты угол φ уменьшается. Когда он становится меньше φ_0 , появляется преломленный луч и часть энергии волны из стержня излучается в окружающее пространство. Волна, распространяющаяся в стержне в направлении оси z , испытывает при этом затухание. Описанное явление называется явлением отсечки, а соответствующая равенству $\varphi = \varphi_0$ частота – частотой отсечки. Как следует из изложенного, явления отсечки в диэлектрических и металлических волноводах обусловлены различными механизмами и проявляются по-разному.

Основным типом волны в круглом ДВ является гибридная волна EH_{10} , критическая частота которой равна нулю. Эпюры силовых линий электромагнитного поля этой волны показаны на рис. 1.20.

Диэлектрические линии часто располагают на поверхности металлических экранов (см. рис. 1. 10, 13–16). Это так называемые зеркальные ДВ. Структура полей в этих линиях с учетом зеркального изображения в экране соответствует обычным ДВ, однако экран обеспечивает

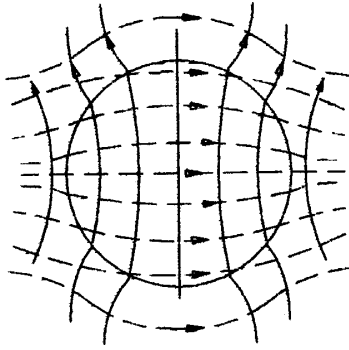


Рис. 1.20. Эпоуры силовых линий электромагнитного поля волны типа H_{10} в круглых ДН:

— — — — — линии вектора E ,
 — — — — — линии вектора H

устойчивую поляризацию поля. На частотах около 70 ГГц зеркальные ДВ обладают коэффициентами затухания 0,02...0,2 дБ/м.

В основном ДВ применяются в качестве ЛП миллиметровых и субмиллиметровых волн, так как обеспечивают на этих длинах волн передачу большей мощности с меньшими потерями, чем металлические ЛП. В них используются главным образом диэлектрические стержни из полимерных материалов (полиэтилен, фторопласт, органическое стекло) круглого, эллиптического или прямоугольного сечения. Последние две формы сечения позволяют обеспечить

фиксацию плоскости поляризации волны, однако их расчет более сложен, чем круглого ДВ.

Последние годы характеризуются повышенным интересом к вопросам в области передачи электромагнитных волн оптического диапазона по ДВ, которые стали широко использоваться в волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС) и устройствах интегральной оптики [32–34]. ВОЛС представляют собой многомодовые ДВ в форме нитей толщиной около 150 мкм (это сотни длин волн этого диапазона) из особо чистого кварца, обладающего ничтожными потерями в диапазоне оптических волн. Действие волоконно-оптической линии основано на распространении световой энергии в кварцевом волокне в результате полного внутреннего отражения.

Распространение света в волоконном световоде характеризуется множеством параметров, но самыми важными из них являются параметры, характеризующие потери на распространение и спектральную полосу пропускания. Потери при распространении характеризуются величиной затухания световой энергии на единичной длине световода и зависят от длины волны излучения (рис. 1.21) [35, 36].

Волоконно-оптические линии связи обеспечивают очень широкие полосы рабочих частот, идеальную помехозащищенность, практически полную развязку между каналами. Успешно происходит разработка элементов тракта на волоконных линиях. Все шире начинают внедряться

так называемые одномодовые ВОЛС, работающие в режиме одного типа волн. Это оптические волокна диаметром 3...8 мкм, практически свободные от дисперсии. Комбинация огромной пропускной способности и низкого затухания делает одномодовое волокно наиболее предпочтительным для использования в большинстве телекоммуникационных систем. Однако применения лазеров, излучающих лучи света с малыми численными апертурами (диаметрами) для эффективного ввода в волокно, до сих пор ограничивают использование одномодового волокна в локальных сетях из-за их высокой стоимости.

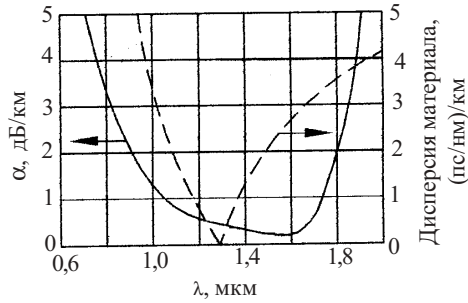


Рис. 1.21. Спектральные характеристики потерь получения в кварцевом световоде

Интегральные линии передачи

Основу всех интегральных (монокристаллических и гибридных) схем составляют ИЛП, имеющие малые габаритные размеры, удобные для монтажа активных элементов, и используемые для создания пассивных элементов схем.

При анализе и синтезе ИЛП (см. рис. 1.11) используются математические модели различного уровня строгости. Решаемые при этом задачи — это, как правило, граничные задачи электродинамики. В низкочастотной области в ряде случаев возможно применение упрощенных моделей, например, квазистатические методы, приближение ТЕМ-волны в микрополосковой ИЛП и другие, что иногда дает возможность проводить синтез достаточно сложных конфигураций. В коротковолновой области сантиметрового диапазона и в миллиметровом диапазоне требуются более строгие методы.

Сложность электромагнитных полей ИЛП приводит к необходимости использования тех или иных численных методов. Среди них можно отметить следующие: минимальных автономных блоков [34], частичных областей [35], конечных элементов [36], сингулярных уравнений [37] и преобразования в спектральную область (*SDA – Spectral Domain Approach*) [38].

Однако для автоматизированного проектирования большие временные затраты, требуемые в случае точных электродинамических методов, неприемлемы. Поэтому в расчетах используют аппроксимационные выражения в замкнутом виде, построенные в основном на результатах численных методов.

Рассмотрим основные типы ИЛП и начнем с симметричной полосковой линии, представляющей собой одну из первых ИЛП, появившейся в результате модификации коаксиального волновода.

Симметричная и высокочастотная полосковые линии

Симметричная полосковая линия представляет собой тонкую металлическую полосу конечной ширины w , расположенную между двумя параллельными металлическими пластинами на одинаковом расстоянии от каждой из них (рис. 1.22). Зазор между полоской и заземленными пластинами по конструктивным соображениям (жесткость крепления и т. п.) и с целью сокращения размеров микроволновых микросхем заполняется твердым диэлектриком ($\epsilon > 1$).

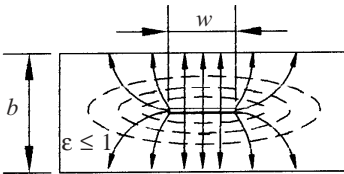


Рис. 1.22. Эпюры силовых линий электромагнитного поля ТЕМ-волны в симметричной полосковой линии:

- — — — — линии вектора \mathbf{E} ,
- — — — — линии вектора \mathbf{H}

жесткостью крепления и т. п.) и с целью сокращения размеров микроволновых микросхем заполняется твердым диэлектриком ($\epsilon > 1$).

Основным типом волны, распространяющейся вдоль симметричной ИЛП, является поперечная ТЕМ-волна, для которой

$$n_{cp} = \sqrt{\epsilon_r},$$

где ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость однородного материала, полностью заполняющего поперечное сечение линии.

При конечной толщине полоски t шириной w (погрешность не превышает 0,5% при $w/(b-t) < 10$), известны формулы для расчета волнового сопротивления симметричной линии, полученные в [39]:

$$Z_B = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left\{ 1 + \frac{4m}{\pi} \left[\frac{8m}{\pi} + \sqrt{\left(\frac{8m}{\pi} \right)^2 + 6,27} \right] \right\},$$

где $m = w/(b-t) + \Delta w/(b-t)$;

$$\Delta w/(b-t) = x/\pi(1-x) \left\{ \left(\frac{x}{2-x} \right)^2 + \left(\frac{0,0796 \cdot x}{w/b + 1,1x} \right)^p \right\},$$

$$p = 2 / \left(1 + \frac{2x}{3-3x} \right), \quad x = t/b.$$

Максимальная рабочая частота симметричной полосковой линии определяется возможностью возникновения поперечных (волноводных) H -волн низшего порядка. Для f_c , выраженной в гигагерцах, в работе [40] получена следующая формула:

$$f_c = 15 / \left[\frac{b\sqrt{\epsilon_r}}{2} (2w/b + \pi/2) \right],$$

где размеры линии даны в сантиметрах.

Для исключения диэлектрических потерь применяют так называемую высокочастотную симметричную полосковую линию (см. рис. 1.11, 10). Внутренний проводник такой ИЛП образуется из соединения между собой на входах и выходах параллельных полосок фольги на двух сторонах тонкого диэлектрического листа. Электрическое поле внутри диэлектрического листа почти отсутствует, и диэлектрик практически не влияет на параметры линии.

В высокочастотной полосковой линии возможны четные и нечетные квази-ТЕМ-волны. Данная линия в последнее время практически не применяется.

Микрополосковая линия

Микрополосковая линия (МПЛ) (иногда ее называют несимметричной полосковой линией) является наиболее распространенным типом ИЛП. Она формируется нанесением слоя металлизации с одной стороны диэлектрической подложки и проводника конечной ширины – с другой стороны (см. рис. 1.11, 1). Основным (низшим) типом волны, распространяющейся в МПЛ, служит квази-ТЕМ-волна, структура полей которой схематически показана на рис. 1.23.

Рабочая частота МПЛ должна быть ниже определенной критической частоты, при которой возникают паразитные колебания двух типов. Первый тип паразитных колебаний – это поверхностные волны, которые

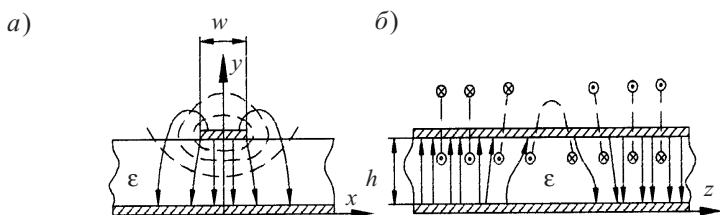


Рис. 1.23. Эпюры силовых линий электромагнитного поля в микрополосной линии:
a – поперечный; *б* – продольный;

————— – линии вектора \mathbf{E} , - - - - - – линии вектора \mathbf{H}

распространяются на поверхности диэлектрической подложки на ее границе с заземленной плоскостью. Если фазовая скорость поверхностной волны равна скорости рабочей квази-ТЕМ-волны, то возникает их взаимодействие. Критическая (максимальная) частота поверхностных волн [41]

$$f_{c1} = 75 / (h\sqrt{\epsilon_r - 1}), \text{ ГГц,}$$

где h – в миллиметрах.

Второй тип паразитных колебаний в МПЛ с широким центральным проводником – поперечные резонансные колебания, которые распространяются между полоской проводника и заземленным основанием. Максимальная частота этих колебаний при $w = h$ выше, чем для поверхностных волн [42]:

$$f_{c2} = 107,5 / (h\sqrt{\epsilon_r - 1}), \text{ ГГц.}$$

Несмотря на внешнюю простоту конструкции, МПЛ по своим электродинамическим характеристикам существенно отличается от симметричной полосковой линии. Основное отличие состоит в том, что МПЛ представляет собой открытую электродинамическую структуру, и построение ее теории оказалось связанным с серией проблем математической теории дифракции и вычислительной электродинамики. Вместе с тем для целого ряда приложений и практического использования МПЛ оказываются весьма полезными различные приближенные результаты и особенно квазистатистическое, которое не учитывает дисперсию и справедливо для длинноволновой части СВЧ-диапазона. Данное приближение для простоты изложения в настоящем разделе мы применим и для других сложных ИЛП.

Выражения для волнового сопротивления Z_B и эффективной диэлектрической проницаемости ϵ_{ef} МПЛ в замкнутой форме, согласно [43, 44], имеют вид

$$Z_B = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \pi / \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right] \text{ при } w/h > 1,$$

$$Z_B = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(8h/w + \frac{w}{4h} \right) \text{ при } w/h < 1;$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2F(w/h)},$$

где $F(w/h) = \sqrt{1 + 12h/w}$ при $w/h > 1$,

$$F(w/h) = 1 / \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} + 0,04(1 - w/h)^2 \right] \text{ при } w/h < 1.$$

Влияние частоты (дисперсия) на эффективную диэлектрическую проницаемость можно учесть с погрешностью не более 2% (до частоты 100 ГГц), воспользовавшись выражением из [45]

$$\epsilon_{ef}(f) = \epsilon_r - (\epsilon_r - \epsilon_{ef}(0)) / \left[1 + (f/f_{50})^m \right],$$

где $m = m_0 m_1$, $m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} + 0,32 \left(\frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} \right)^3$,

$$m_1 = \begin{cases} 1 & \text{при } w/h \geq 0,7, \\ 1 + \frac{1,4}{1 + w/h} \left[0,15 - 0,235 \exp(-0,45 f / f_{50}) \right] & \text{при } w/h \leq 0,7, \end{cases}$$

$$f_{50} = f_{TM} / \left[0,75 + (0,75 - 0,332 / \epsilon_r^{1,73}) w/h \right].$$

$$f_{TM} = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi h \sqrt{\epsilon_r - \epsilon_{ef}(0)}} \operatorname{arctg} \left(\epsilon_r \sqrt{\frac{\epsilon_{ef}(0) - 1}{\epsilon_r - \epsilon_{ef}(0)}} \right).$$

Волновое сопротивление с погрешностью не более 1% и с учетом дисперсии можно вычислить по аппроксимационным формулам, пред-

ложенным в [46]. Все расчетные выражения справедливы при выполнении следующих условий:

$$0,1 < w/h \leq 10; \quad 1 < \epsilon_r \leq 128.$$

Важной характеристикой МПЛ является погонное затухание электромагнитной волны в линии. В регулярной МПЛ затухание волны определяется потерями в диэлектрике, металлических проводниках и на излучение. Таким образом, коэффициент затухания в МПЛ определяется выражением

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_m + \alpha_n.$$

В случае открытой линии коэффициент затухания в диэлектрике может быть вычислен по приближенной формуле

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_{ef} - 1}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \frac{\text{tg} \delta}{\lambda_0}, \text{ дБ/м.}$$

Коэффициент затухания на излучение можно найти из выражения [47]

$$\alpha_n = \frac{320}{Z_B} \left(\frac{\pi h}{\lambda_0^2} \right)^2.$$

Если толщина проводников МПЛ значительно превышает глубину проникновения поля в металл, то для приближенной оценки коэффициента затухания в металле используют соотношение

$$\alpha_m = 8,7 R_S / (Z_B w),$$

где R_S – поверхностное сопротивление металла.

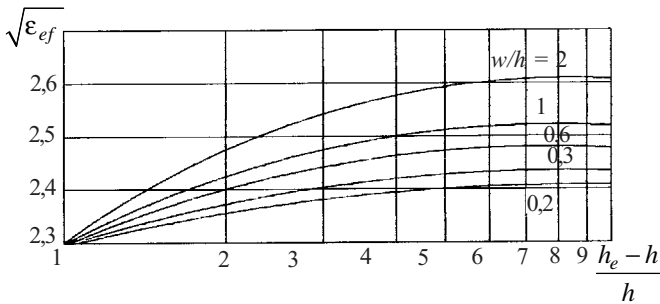


Рис. 1.24. Зависимость коэффициента укорочения волны в МПЛ от относительной высоты расположения экрана ($\epsilon = 9,6$)

Часто МПЛ конструктивно выполняется в экране (см. рис. 1.11, 5). При этом происходит деформация электромагнитных полей, сопровождающаяся уменьшением потерь на излучение. Причем это влияние экрана тем больше, чем ближе он располагается к поверхности проводника МПЛ [48]. Влияние высоты расположения экрана над подложкой (h_e) на эффективную диэлектрическую проницаемость иллюстрирует рис. 1.24. При $h_e > 10h$ влиянием экрана можно пренебречь. Отметим, что при $(h_e - h)/h = 1$ $\epsilon_{ef} = 0,5(\epsilon_r + 1)$ независимо от размеров линии.

В настоящее время МПЛ и элементы на ее основе широко используются при формировании монолитных схем на GaAs. Простота технологического формирования МПЛ, удобство установки в нее активных элементов позволили МПЛ достичь 100 ГГц частотного рубежа своего применения.

Подвешенная и инвертированная полосковые линии

Подвешенная (ППЛ) и инвертированная (ИПЛ) линии передачи – это два варианта МПЛ (см. рис. 1.11, 2 и 3), отличающиеся наличием воздушного зазора между заземленной металлической плоскостью и подложкой с полоской, который в технологических целях может быть заполнен диэлектриком с диэлектрической проницаемостью, меньшей, чем у подложки.

Волновое сопротивление таких ИПЛ [49]

$$Z_{\text{в}} = Z_{\text{МПЛ}} / \sqrt{\epsilon_{ef}},$$

где $Z_{\text{МПЛ}}$ – волновое сопротивление МПЛ с высотой подложки h_1 в однородной (воздушной) среде

$$h_1 = h + h_p \quad \text{для ППЛ}; \quad h_1 = h_p \quad \text{для ИПЛ},$$

где h – толщина подложки ИПЛ; h_p – расстояние от диэлектрической подложки линии до земляной металлизации.

Коэффициент укорочения длины волны:

для ППЛ
$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} = 1 + \frac{h}{h_p} \left[a_1 - b_1 \ln(w/h_p) \right] / \sqrt{\epsilon_r},$$

где
$$a_1 = \left[0,8621 - 0,1251 \ln \left(\frac{h}{h_p} \right) \right]^4, \quad b_1 = \left[0,4986 - 0,1397 \ln \left(\frac{h}{h_p} \right) \right]^4;$$

для ИПЛ
$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} = 1 + \frac{h}{h_p} \left[a_1 - b_1 \ln(w/h_p) \right],$$

где
$$a_1 = \left[0,5173 - 0,1515 \ln \left(\frac{h}{h_p} \right) \right]^2, \quad b_1 = \left[0,3092 - 0,1047 \ln \left(\frac{h}{h_p} \right) \right]^2.$$

Приведенные формулы справедливы при $1 \leq w/h_p \leq h_p; 0,2 \leq h/h_p \leq 1; \epsilon_r \leq 6$ с погрешностью до $\pm 2\%$.

Потери в проводниках в ППЛ близки к потерям в закрытой МПЛ, а коэффициент затухания в диэлектрике

$$\alpha_d = \frac{27,3\epsilon_r (\epsilon_{ef} - 1) \text{tg}\delta}{\epsilon_{ef} (\epsilon_r - 1)}.$$

Открытые ППЛ и ИПЛ характеризуются возрастанием потерь при малых величинах w/h , связанных с утечкой энергии с краев подложки за счет возбуждения поверхностных волн.

Подвешенные и инвертированные полосковые линии были предложены для использования на КВЧ с целью снизить потери, характерные для МПЛ, увеличить размеры и допуски (при сохранении квази-ТЕМ-режима волн), упростить монтаж активных элементов, повысить величину волнового сопротивления [50]. Однако трудности крепления подложки и сохранение возможности возбуждения высших типов волн обусловили интерес к практическому использованию этих ИЛП лишь в закрытом виде (см. рис. 1.11, б и 7).

Частотный диапазон применения ППЛ и ИПЛ простирается от 10 до 180 ГГц. При этом данные типы ИЛП главным образом служат для построения входных малошумящих устройств КВЧ-диапазона: усилителей, смесителей и пр.

Связанные полосковые линии

Пусть в симметричной либо микрополосковой ИЛП две металлические полоски равной ширины располагаются, как показано на рис. 1.25. Поскольку электрические поля, возникающие вокруг этих проводников, существуют не только в непосредственной близости от каждого из них, появляется взаимодействие между ними за счет краевых полей, величина которых зависит от разности потенциалов между проводни-

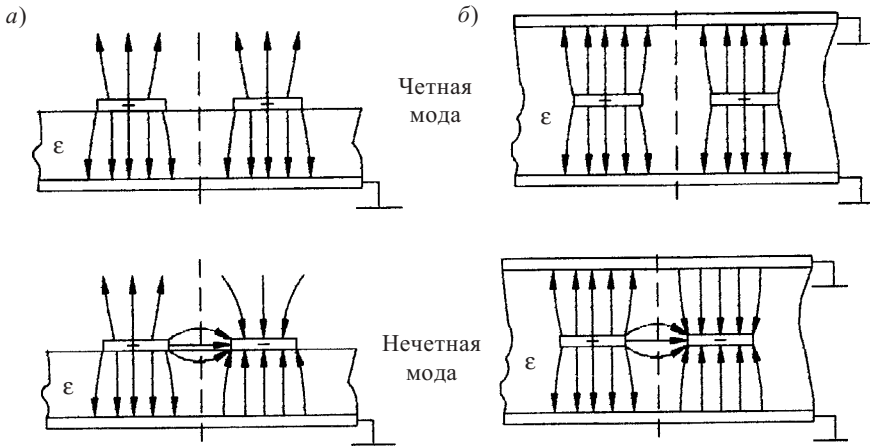


Рис. 1.25. Структура электрического поля четных и нечетных мод для связанных линий передачи: *а* – микрополосковой; *б* – симметричной полосковой

ками и их формы, расстояния между ними и параметров диэлектрической подложки. Линии передачи называются связанными, если между ними существует непрерывно распределенная по длине электромагнитная связь. Минимальное число связанных линий равно двум. Связанные линии имеют общие заземленные пластины (или экраны), вблизи которых параллельно друг другу расположены внутренние проводники.

Возможны два способа возбуждения расположенных параллельно и связанных вдоль бокового торца проводников: оба центральных проводника находятся под одним и тем же потенциалом, равным, например, "+" (четная мода или четный тип волн), либо потенциал одного из проводников "+", а второго "-" (нечетная мода). Тогда на оси симметрии (пунктирные линии на рис. 1.25) будут располагаться магнитная стенка при возбуждении четной моды и электрическая стенка при возбуждении нечетной моды. Термин "магнитная (электрическая) стенка" означает, что в плоскости симметрии касательная составляющая магнитного (электрического) поля равна нулю.

Все связанные вдоль бокового торца (боковая связь) линии могут поддерживать четную и нечетную моды. Такой подход оказывается весьма полезным, так как коэффициент связи между линиями обычно может быть выражен через волновое сопротивление линии для четной и нечетной мод. Следующие соотношения устанавливают связь между этими величинами.

Волновое сопротивление линии для четной моды

$$Z_{в,ч} = Z_{в} \sqrt{\frac{1+C_0}{1-C_0}};$$

волновое сопротивление линии для нечетной моды

$$Z_{в,н} = Z_{в} \sqrt{\frac{1-C_0}{1+C_0}},$$

где C_0 – коэффициент связи; при этом $Z_{в} = \sqrt{Z_{в,ч} Z_{в,н}}$.

Указанные соотношения строго выполняются только для ТЕМ-волн, например, в коаксиальной или симметричной полосковой линиях, где коэффициенты распространения четной и нечетной мод равны. В МПЛ же каждая из этих мод имеет свою постоянную распространения. Поэтому приведенные выражения в случае МПЛ могут применяться только для приближенных расчетов. При возбуждении нечетной моды имеет место более высокая концентрация полей в зазоре между полосками, чем при возбуждении четной моды (см. рис. 1.25). Таким образом, степень связи в первом случае выше. Отметим также, что при нечетном возбуждении волновое сопротивление определено с учетом противоположного направления потоков в полосках.

Для расчета параметров связанных открытых типов ИЛП имеется достаточное множество громоздких аналитических выражений в замкнутой форме [51–53]. В случае экранированных ИЛП (см. рис. 1.11, 11, 16) из-за сложного распределения электромагнитных полей применяются только численные электродинамические методы расчета.

Связанные ИЛП используются в таких устройствах, как направленные ответвители, смесители, фильтры и пр. Частотный диапазон связанных ИЛП определяется диапазоном применения самих линий, из которых сформированы связанные линии.

Копланарная линия

Копланарная линия (КЛ) относится к ИЛП квазиоткрытого типа, в которой распространяются волны квази ТЕМ- и Н-типа. Токонесущие проводники КЛ образованы узким проводником и двумя полубесконечными слоями металла, расположенными на одной стороне диэлектрической подложки (см. рис. 1.11, 13). Структуры электро-

магнитных полей в КЛ для четного типа волн приведены на рис. 1.26, *a*, для нечетного – на рис. 1.26, *б*.

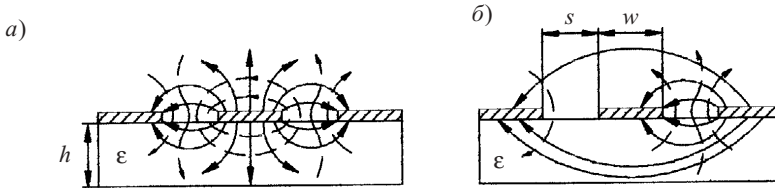


Рис. 1.26. Эпюры силовых линий электромагнитного поля в микрополосной линии:

a – четная; *б* – нечетная моды;

————— – линии вектора **E**, - - - - - – линии вектора **H**

Копланарная линия не имеет нижней частоты отсечки, и в ней используются подложки с высокой диэлектрической проницаемостью, что обеспечивает значительное уменьшение длины волны в линии и концентрацию электромагнитного поля вблизи границы раздела диэлектрик – воздух.

На КЛ удобно располагать внешние сосредоточенные элементы при разработке интегральных схем. Магнитное поле на поверхности подложки эллиптически поляризовано, что позволяет создавать на линии, нанесенной на ферритовую подложку, различные невзаимные устройства. Заземленные пластины можно соединить металлической перемычкой, которая служит одновременно и экраном:

Для расчета КЛ с диэлектрической подложкой конечной толщины результаты квазистатического анализа, полученные в [54], могут быть преобразованы следующим образом:

$$Z_{\text{в}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}} \frac{K(k')}{K(k)}; \quad \epsilon_{\text{ef}} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k_1')},$$

где K – полный эллиптический интеграл первого рода; $k' = (1 - k^2)^{-0,5}$; $k = a/b$; $k_1 = \text{sh}(\pi a / 2h) / \text{sh}(\pi b / 2h)$; $a = w / 2$; $b = w / 2 + s$; w – ширина центрального проводника; s – величина зазоров между проводниками.

В случае экранированных КЛ (см. рис. 1.11, 14, 15) можно воспользоваться выражениями из работы [55].

Следует отметить, что дисперсия в КЛ начинает проявляться только на частотах вблизи 30 ГГц, а ниже, в пределах 3% погрешности, можно использовать расчетные соотношения, полученные при квазистатическом приближении.

Потери в КЛ в зависимости от соотношения размеров центрального полоска и щелей могут быть больше или меньше, чем у МПЛ [56].

В последнее время КЛ стала очень широко использоваться в различных структурах монолитных схем в диапазоне частот до 100...120 ГГц.

Щелевая и волноводно-щелевая линии

Щелевая линия (ЩЛ) (см. рис. 1.11, 21) представляет собой узкую щель в проводящем слое, нанесенном на поверхность тонкой диэлектрической подложки. Другая поверхность подложки остается свободной от покрытия.

При использовании ЩЛ энергия излучения должна быть минимальной. Это достигается применением подложек с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости (более 10), что приводит к значительному уменьшению длины волны в линии и концентрации поля вблизи щели. Применение экрана практически исключает потери на излучение.

Распределение поля ЩЛ показано на рис. 1.27. Электрические силовые линии направлены перпендикулярно щели. Благодаря этому создается возможность удобного и простого присоединения параллельно линии внешних сосредоточенных элементов (конденсаторов, диодов и др.). В плоскости симметрии линии, проходящей через щель перпендикулярно подложке, магнитные силовые линии образуют замкнутые петли с периодом в половину длины волны. Поэтому в ЩЛ имеются области эллиптической поляризации магнитного поля, что можно использовать при создании невзаимных ферритовых устройств. Важной особенностью ЩЛ является также и то, что она используется в комбинации с микрополосковой линией, нанесенной с другой стороны той же подложки, при создании объемных интегральных схем СВЧ.

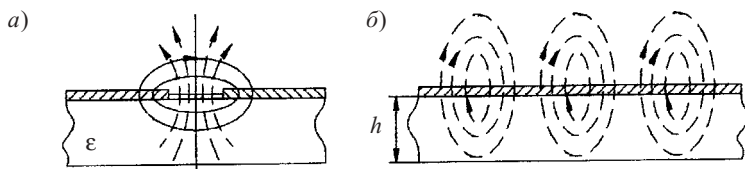


Рис. 1.27. Эпюры силовых линий электромагнитного поля в щелевой линии:
a – поперечный; *b* – продольный вид;

————— – линии вектора **E**, - - - - - – линии вектора **H**

Библиографический список

1. *Мордухович Л. Г.* Радиорелейные линии связи. М.: Радио и связь, 1989. 160 с.
2. *Матье М.* Радиорелейные системы передачи. М.: Радио и связь, 1982. 280 с.
3. *Соколов А. В., Сухонин Е. В.* Ослабление миллиметровых волн в толще атмосферы // Итоги науки и техники. Сер. Радиотехника. М.: ВИНТИ, 1980. Т. 20. С. 107–205.
4. *Ито S.* A Method For Estimating Atmospheric Attenuation on Earth-Space Path in Fair And Rains Weather // NHK Laboratories Note. 1987. Serial No 353. 13 p.
5. *Wiltse J.C.* History of Millimeter and Submillimeter waves // IEEE Trans. On MTT. 1984. No 9. P. 1118–1127.
6. *Агаджанов П. А., Горшков Б. М., Смирнов Г. Д.* Основы радиотелеметрии. М.: Воениздат, 1971. 248 с.
7. *Joss J., Thams J. C., Waldvogel A.* The Variation of Raindrop Size Distributions at Locarno // Proc. Intern. Confer. Cloud Phys. Toronto, 1968. P. 369–377.
8. *Сухонин Е. В.* Прогнозирование ослабления миллиметровых волн в толще атмосферы // Итоги науки и техники. Сер. Радиотехника. М.: ВИНТИ, 1990. Т.41. С. 3–68.
9. *Голунов В. А., Коротков В. А., Сухонин Е. В.* Эффекты рассеяния при излучении миллиметровых волн атмосферой и снежным покровом // Итоги науки и техники. Сер. Радиотехника. М.: ВИНТИ, 1990. Т. 41. С. 68–136.
10. *Henriksson J.* Route Design for Radio Links Above 17 GHz // DKHOO-1783-SEA1. Nokia Telecommunications, 1988 32 p.
11. *Калинин А. И.* Влияние дождя на ослабление радиоволн на трассах Земля-ИСЗ / / Электросвязь. 1976. № 5. С. 12–15.
12. Спутниковая связь и вещание: Справочник / Под ред. Л. Я. Кантора. М.: Радио и связь, 1997. 528 с.
13. *Галаев Ю. М., Кивва Ф. В.* Широкополосная линия связи миллиметрового диапазона радиоволн. Эксперимент. Модель // Материалы 7-й Международной Крымской микроволновой конференции КрыМиКо'97 "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", 15-18 сентября 1997 г. Севастополь. Т. 2. С. 670–673.
14. *Григорьев А. Д.* Электродинамика и техника СВЧ. М.: Высш. шк., 1990. 335 с.
15. Диэлектрические интегральные схемы КВЧ. Ч. 1 / *В. Ф. Взятыйшев, Т. Н. Нарытник, Б. А. Рябов* и др // Обзоры по электронной технике. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1985. Вып. 13 (1140). 62 с.
16. *Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П.* Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. радио, 1967. 652 с.
17. *Смирнов Н. А.* Техническая электродинамика. М.: Связь, 1973. 480 с.
18. *Метрикин А. А.* Антенны и волноводы РРЛ. М.: Связь, 1977. 184 с.
19. *Tischer F. J.* Experimental Attenuation of Rectangular waveguides at Millimeter Wavelengths // IEEE Trans. MTT. 1979. Vol. 27. No 1. P. 31–37.
20. *Силин Р. А.* Расчет характеристик линий передачи СВЧ // Электронная техника. Сер. СВЧ. 1992. Вып. 4 (448). С.41–60.
21. Волноводы сложных сечений / *Г. Ф. Заргано, В. П. Ляпин, В. С. Михалевский* и др. М.: Радио и связь, 1986. 124 с.
22. *Егоров Ю. В.* Частично заполненные прямоугольные волноводы. М.: Сов. радио, 1967. 216 с.

23. Бергер М. Н., Капилевич Б. Ю. Прямоугольные волноводы с диэлектриками (справочные таблицы, графики, формулы). М.: Сов. радио, 1973. 256 с.
24. Капилевич Б. Ю., Трубахин Е. Р. Волноводно-диэлектрические фильтрующие структуры: Справочник. М.: Радио и связь, 1990. 272 с.
25. Капилевич Б. Ю. Волноводные диэлектрические фильтры. М.: Связь, 1980. 136 с.
26. Кравчук С. А., Нарытник Т. Н., Якименко Ю. И. Частотно-перестраиваемые резонаторы для функциональных устройств СВЧ // Обзоры по электронной технике. Сер. 1. Электроника СВЧ / ЦНИИ "Электроника". М., 1987. Вып. 3.
27. Прочность. Устойчивость. Колебания: Справочник: В 3 т. / Под ред. И. А. Биргера, Я. Г. Пановко. М.: Машиностроение, 1968. 1861 с.
28. Гибкие волноводы в технике СВЧ / Под ред. Э. А. Альховского. М.: Радио и связь, 1986. 128 с.
29. Benson F. A., Tischer F. J. Some Guiding Structures for Villimeter Waves // IEE Proc. 1984. Vol 131, pt. A. No 7. P. 429–449.
30. Ваннэ Г. М., Глаголев Б. С. Перспективные линии передачи КВЧ-диапазона // Обзоры по электронной технике. Сер. 1. Электроника СВЧ / ЦНИИ "Электроника". М., 1986. Вып. 11. 136 с.
31. Взятыхшев В. Ф. Диэлектрические волноводы. М.: Сов. радио, 1970. 216 с.
32. Оокоси Т. Оптоэлектроника и оптическая связь. М.: Мир, 1988. 96 с.
33. Основы оптоэлектроники / Я. Суэмацу, С. Катаока, К. Кисино и др. М.: Мир, 1988. 288 с.
34. Никольский В. В., Никольская Т. И. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики. М.: Наука, 1983 304 с.
35. Линии передачи сложных сечений / Г. Ф. Заргано, А. М. Лерер, В. П. Ляпин и др. Ростов: Изд-во Рост. ун-та, 1983. 320 с.
36. Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков. М.: Мир, 1986. 229 с.
37. Книшевская Л., Шугуров В. Анализ микрополосковых линий. Вильнюс: Мокслас, 1985. 166 с.
38. Дмитриев В. А., Алехин Р. В. Исследование пассивных элементов интегральных схем СВЧ- и КВЧ-диапазонов методом преобразования в спектральную область // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. № 7. С. 117–134.
39. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование. М.: Радио и связь, 1990. 288 с.
40. Содха М. С., Гхатак А. К. Неоднородные оптические волноводы. М.: Связь, 1980.
41. Малорацкий Л. Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. М.: Сов. радио, 1976. 216 с.
42. Вендлин Г. Д. Факторы, ограничивающие добротность полосковых линий // Зарубежная радиоэлектроника. 1971. № 9. С. 79–91.
43. Pannell R. M., Jervis B. W. Two Simple Methods for the Measurement of the Dielectric Permittivity of Low-Loss Microstrip Substrates // IEEE Trans. MTT. 1981. Vol. 29. No 4. P. 383–388.
44. Схемотехнические и конструкторско-технологические аспекты создания ОИС СВЧ / Д. В. Быков, Е. М. Воробьевский, В. И. Гвоздев и др. // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. №11. С. 49-65.

45. *Kobayashi M. A.* Dispersion Formula Satisfying Recent Requirements in Microstrip CAD // IEEE Trans. MTT. 1988. Vol. 36. No 8. P. 1246-1250.
46. Современные методы и результаты квазистатического анализа полосковых линий и устройств // Обзоры по электронной технике. Сер. 1. Электроника СВЧ; *А. И. Гунсман, В. М. Красноперкин, Г. С. Самохин* и др. / ЦНИИ "Электроника". М., 1991. Вып. 1. 102 с.
47. *Красов В. Г., Петраускас Г. Б., Чернозубов Ю. С.* Толстопленочная технология в СВЧ-микродэлектронике. М.: Радио и связь, 1985. 168 с.
48. Микроэлектронные устройства СВЧ / Под ред. *Г. И. Веселова*. М.: Высш. шк., 1988. 280 с.
49. *Pratanick P., Bhartia P.* Computer-Aided Design Males for Millimeter-wave Finlines and Suspended-Substrate Microstrip Lines // IEEE Trans. 1985. Vol. 33. No 12. P. 1429-1435.
50. *Нефедов Е. И., Фиалковский А. Т.* Полосковые линии передачи. М.: Наука, 1980-312 с.
51. *Данилин В. Н., Кушниренко А. И., Петров Г. В.* Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ. М.: Радио и связь, 1985. 192 с.
52. *Zehentner J.* Analysis and Synthesis of Coupled Microstrip Lines by Polinominals // Microwave J. 1980. Vol. 23. No 5. P. 95-98, 110.
53. *Garg R., Bahl I. J.* Characteristics of Coupled Microstrplines // IEEE Trans. MTT. 1979. Vol. 27. No 7. P. 700-705.
54. *Ghione G., Naldi C.* Analytical Formulas for Coplanar Lines in Hybrid and Monolithic MICs // Electronics Letters. 1984. Vol. 20. No 4. P. 179-181.
55. *Гунта К., Гардэ Р., Чадха Р.* Машинное проектирование СВЧ-устройств. М.: Радио и связь, 1987. 432 с.
56. *Ghione G.* A CAD-Oriented Analytical Model for the Losses of General Asymmetric Coplanar Lines in Hybrid and Monolithic MICs // IEEE Trans. MTT. 1993. Vol. 41. No 9. P. 1499-1510.
57. *Гвоздев В. И., Нефедов Е. И.* Объемные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука, 1985. 256 с.
58. *Meier P. J., Kuno H. J.* Integrated Finline: the Second Decade. Part 1 // Microwave J. 1985. Vol. 28. No 11. P. 31-56.
59. *Bates R. N., Nightingale S. J., Ballard P. M.* Millimeter-wave E-plane Components and Subsystems // Radio and Electronic Engineer. 1982. Vol. 50. No 11/12. P. 506-512.
60. *Голованов О. А.* Исследование переходов от планарных линий к прямоугольному волноводу // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32. № 1. С. 182-184.
61. *Pratanik P., Bhartia P.* Accurate Analysis Equations and Synthesis Technique for Unilateral Finlines // IEEE Trans. MTT. 1985. Vol. 33. No 1. P. 24-30.

2. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ И ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

В отличие от телефонных сообщений телевизионный сигнал имеет довольно сложную форму и предъявляет намного более жесткие требования к характеристикам канала передачи. Рассмотрим кратко для сравнения основные характеристики телефонных и телерадиовещательных сообщений.

Речевое телефонное сообщение представляет собой сложный непериодический процесс с полосой частот от 80 до 12 000 Гц. При разговоре происходит подчеркивание отдельных областей спектра, так называемых формант, которыми определяется разборчивость речи. Большинство формант расположено в спектре от 300 до 3400 Гц, и поэтому без заметного ухудшения качества можно существенно ограничить спектр передаваемого сообщения. По рекомендации Сектора радиосвязи при Международном союзе электросвязи (МСЭ-Р) для телефонной связи принята эффективно передаваемая полоса частот 300...3400 Гц. При этом слоговая разборчивость составляет около 90%. Динамический диапазон телефонного сообщения составляет 26...35 дБ при пикфакторе, равном 13...17,5 дБ.

Передача телефонных сообщений из одного пункта в другой осуществляется по каналам тональной частоты (ТЧ), которые образуются с помощью оконечного оборудования многоканальных систем и предназначаются для передачи телефонных сообщений и сигналов связи в диапазоне звуковых частот. Если канал ТЧ имеет полосу пропускания 300...3400 Гц и удовлетворяет нормам МСЭ-Р, то он называется стандартным каналом ТЧ.

Узкие полосы канала ТЧ позволяют широко практиковать их объединение в групповой сигнал, особенно при использовании цифровой аппаратуры импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). В настоящее время аналоговые методы передачи телефонного сигнала полностью изжили себя, предоставив цифровым методам полную свободу действий: сотовая связь, интернет-телефония и т. д.

Звуковое вещание – это вид связи, который в отличие от телефонной предусматривает передачу не только речи, но и пения, музыки и т. д. Поэтому характеристики сигналов вещания значительно отличаются от телефонного сообщения. В зависимости от вида передачи сиг-

налы вещания могут иметь спектр частот от 15...20 Гц до 15...20 кГц, а динамический диапазон – до 86...96 дБ. Передать такой сигнал по каналам связи затруднительно. Поэтому приходится ограничивать как полосу, так и динамический диапазон сигнала. Исследования показали, что для высококачественной передачи программы звукового вещания необходимы полоса 30...15000 Гц и динамический диапазон 56...60 дБ.

Каналы звукового вещания, организованные аналоговыми методами, согласно [1], делятся на три класса, качественные показатели которых представлены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Параметры трех классов аналогового звукового вещания

Параметр	Нормированные значения параметров каналов звукового вещания		
	Высший класс	1-й класс	2-й класс
Номинальная полоса эффективно передаваемых частот, Гц	30...15000	50...10000	100...63000
Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), не более, дБ (в полосе, кГц)	-2,0	-4,5	-4,5
	0,04...0,125	0,05...0,1	0,1...0,15
	-0,0	-2,6	-2,6
	0,125...10,0	0,1...0,2	0,15...0,2
	-2,0	-1,8	-1,8
	10,0...15,0	0,2...6,0	0,2...5,0
		-2,6	-2,6
	6,0...2,5	5,0...6,0	
	-4,5	-4,5	
	8,5...10,0	6,0...6,3	
Верхний предел АЧХ	± 0,5	± 1,8	± 1,8
Защищенность от психофотметрического шума, не менее, дБ	60	57	51
Коэффициент нелинейных искажений на частоте, Гц, не более, %:			
	до 100	1,0	3,0
	100...200	0,5	2,0
свыше 200	0,5	2,0	2,0
Защищенность от интегральной переходной помехи, не менее, дБ	74	70	60

При формировании каналов звукового вещания могут использоваться полосы частот каналов ТЧ: трех для – первого класса и двух – для второго.

Сигналами телевизионного вещания являются полный телевизионный сигнал и сигнал звукового сопровождения. Полный телевизионный сигнал черно-белого изображения состоит из сигнала яркости (изображения) и сигнала синхронизации. Сигнал цветного изображения образуется из сигналов яркости, цветности и синхронизации.

При передаче по системам радиосвязи телевизионных программ необходимо одновременно передавать два сообщения: телевизионное (видеосигнал) и звуковое сопровождение. Причем в некоторых случаях требуется передавать не одну, а одновременно несколько (до четырех) звуковых программ, например, для передачи звукового сопровождения на нескольких языках, стереофонического звукового сопровождения и канала радиовещания.

Ширина полосы видеоспектра, занимаемая каналом телевизионного изображения, составляет порядка 50 Гц...6 МГц, а динамический диапазон – 26...30,5 дБ. В табл. 2.2 приведены диапазоны частот, выделенные в странах СНГ для наземного телерадиовещания.

Таблица 2.2

Диапазоны частот, выделенные для наземного телерадиовещания

Номер диапазона	Номер канала	Полоса частот, МГц	Служба
I	1, 2	48,5...66 66...74	Телевидение Звуковое вещание с частотой модуляции
II	3...5	76...100 100...108	Телевидение Звуковое вещание с частотой модуляции
III	6...12	174...230	Телевидение
IV	21...34	470...582	То же
V	35...60	582...790	– " –

Информационная емкость, следовательно, и ширина полосы аналогового канала телерадиовещания намного больше чем телефонного. Поэтому осуществить его передачу как аналоговым, так и цифровым методами значительно сложнее. Кроме этого, телевизионный сигнал требует очень сложных алгоритмов своей эффективной оцифровки, которая часто носит субъективный характер.

В этой связи, прежде чем перейти к рассмотрению различных микроволновых систем передачи телесигнала, рассмотрим более подробно существующие в настоящий момент методы его формирования и передачи.

2.1. Полный телевизионный сигнал и его стандарты

Полный сигнал монохромного телевидения состоит из сигнала яркости, несущего информацию о яркости передаваемого изображения, и сигнала синхронизации, который представляет собой совокупность синхронизирующих импульсов строк и полей телевизионного кадра [2].

Кроме синхроимпульсов в состав телевизионного сигнала должны также входить гасящие импульсы, которые "запирают" изображение во время обратного хода строчной и кадровой разверток.

В зависимости от яркости передаваемых элементов изображения возможны два способа изменения сигнала: позитивный, при котором наибольшей яркости соответствует наибольшая амплитуда сигнала, и негативный, при котором наибольшей яркости соответствует наименьшая амплитуда сигнала.

Преимуществом негативного способа является то, что увеличение сигнала за счет помех дает на экране черную точку (полосу), менее заметную на фоне изображения по сравнению с яркой светлой точкой (полосой) при позитивном методе передачи.

Для черно-белого телевидения существуют десять стандартов, которые принято обозначать латинскими буквами В, D, G, H, I, K, K1, L, M, N. Следует отметить, что стандартом телевизионного сигнала называют совокупность определяющих его основных характеристик, таких как способ разложения изображения, число строк и кадров, длительность и форма синхронизирующих и гасящих импульсов, полярность сигнала, разнос между несущими частотами изображения и звукового сопровождения, метод модуляции последней и т. д.

Важнейшие характеристики перечисленных стандартов приведены в табл. 2.3, где граничная частота сигнала яркости определяет необходимую полосу частот видеосигнала и, следовательно, объем передаваемой информации.

Стандарты M и N, нормирующие граничную частоту спектра сигнала яркости, равной 4,2 МГц, используются в странах Северной и Южной Америки, Японии, Южной Корее и ряде стран Юго-Восточной Азии. Граничная частота 5 МГц (стандарты В, G, H) используются в системах

Основные характеристики стандартов черно-белого телевидения

Характеристика	Стандарт						
	<i>B</i>	<i>D</i>	<i>G, H</i>	<i>I</i>	<i>K, K1, L</i>	<i>M</i>	<i>N</i>
Число строк в кадре	625	625	625	625	625	525	625
Частота полей, Гц	50	50	50	50	50	59,94	50
Частота строк, Гц	15625	15625	15625	15625	15625	15734	15625
Граничная частота сигнала яркости, МГц	5	6	5	5,5	6	4,2	4,2
Разнос несущих частот видео- и звукового сигналов, МГц	5,5	6,5	5,5	6	6,5	4,5	4,5
Номинальная ширина полосы радиочастотного канала, МГц	8	8	8	8	8	8	8

телевидения, применяемых в большинстве стран Западной и Северной Европы, Северной и Восточной Африки, Юго-Западной и Южной Азии, в Австралии. Стандарт *I* нормирует граничную частоту сигнала яркости в 5,5 МГц и используется в Великобритании, странах Южной Африки. Страны СНГ и Восточной Европы, Франция, Китай и ряд стран Центральной Африки используют стандарты *D, K, K1, L*, нормирующие частоту сигнала яркости 6 МГц.

По способу передачи сигналов цветности различают три системы цветного телевидения: SECAM, NTSC и PAL [3]. Каждая из трех систем может применяться с любыми из 10 стандартов черно-белого телевидения, давая 30 возможных комбинаций. На практике применяются девять разновидностей PAL, шесть – SECAM и один стандарт из группы NTSC.

Система цветного телевидения SECAM применяется в странах СНГ и Восточной Европы, во Франции, в большинстве стран Северной Африки и Юго-Западной Азии. Система PAL применяется, в частности, в большинстве стран Западной и Северной Европы, в Индии, Китае, в Австралии, Бразилии, Аргентине, Анголе и ряде других стран. Телевизионная система NTSC используется в Северной и Центральной Америке, в ряде стран восточной части Южной Америки, а также в Японии, Южной Корее и в ряде стран Юго-Восточной Азии.

Стандартные системы цветного телевидения отличаются в основном принципами формирования сигнала цветности, передаваемого на поднесущих путем уплотнения спектра полного телевизионного сигнала монохромного телевидения, так что на участке спектра, занимаемом сигналами цветности, располагаются также и спектральные составляющие сигнала яркости.

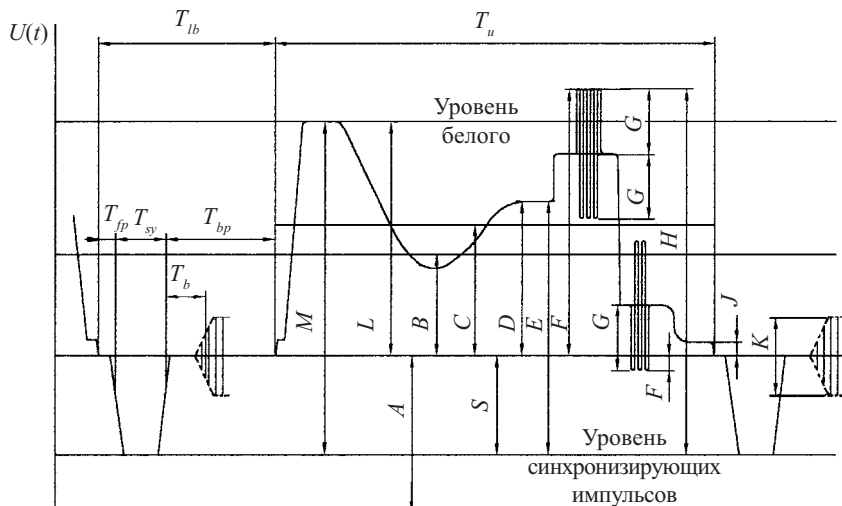


Рис. 2.1. Одна строка полного цветного видеосигнала

Маска уровней полного цветного видеосигнала представлена на рис. 2.1, где:

A – неиспользуемый компонент постоянной составляющей;

B – полезный компонент постоянной составляющей, полученный усреднением сигнала за полный период кадра;

C – компонент постоянной составляющей изображения, полученный усреднением сигнала изображения за период активной строки (T_u);

D – мгновенное значение сигнала яркости по отношению к уровню черного;

E – мгновенная величина сигнала по отношению к вершине синхронизирующего импульса;

F – мгновенное значение амплитуды цветного сигнала (положительный или отрицательный по отношению к уровню гашения);

G – размах компонентов цветности;

H – максимальный размах полного цветового сигнала от уровня синхронизирующего импульса до уровня установившегося максимального значения цветовой поднесущей на уровне белого (1107 мВ);

J – защитный интервал – разность между уровнем черного и уровнем гашения (установочная – 0...50 мВ);

K – максимальный размах цветовой поднесущей (214 мВ в красных строках и 167 мВ в синих строках);

L – номинальный размах сигнала яркости от уровня гашения до уровня белого (700 мВ);

M – максимальный размах полного черно-белого видеосигнала (1 В);

S – номинальная амплитуда строчного синхронизирующего импульса (300 мВ);

T_{sy} – длительность строчного синхронизирующего импульса;

T_{lb} – длительность строчного гасящего периода;

T_u – длительность активной части строки;

T_b – длительность интервала между срезом синхроимпульса и началом строчной цветовой синхронизации;

T_{fp} – длительность интервала между фронтами гасящего и синхронизирующего импульсов строк;

T_{bp} – длительность интервала между срезами синхронизирующего и гасящего импульсов строк.

Здесь значения B в круглых скобках приведены для системы SEKAM.

Телевизионные системы, как следует из правил колориметрии, должны воспроизводить все цветности, лежащие в пределах так называемого треугольника основных цветов на диаграмме Международной комиссии по освещению (МКО) [4, 5]. Это реализуется различным сочетанием (линейной комбинацией) трех основных цветов $R1$, $G1$, $B1$ (R означает "red" – красный цвет, G – "green", зеленый, а B – "blue", синий).

При формировании полного цветового телевизионного сигнала во всех системах цветного телевидения используется сигнал яркости Y , который является суммой сигналов цветности:

$$Y = 0,299 R1 + 0,587 G1 + 0,114 B1.$$

Поскольку в яркостном сигнале содержится 58,7% зеленого, специальный сигнал зеленого можно не передавать. При этом обеспечивается совместимость с монохромным телесигналом (за счет передачи яркостного сигнала), и число сигналов сокращается до трех: яркостного, красного и синего.

Сигналы красного и синего цветов помимо информации о цветовом тоне и насыщенности несут информацию о яркости данного участка изображения, которая является совершенно излишней, поскольку уже имеется специальный яркостной сигнал. Поэтому вместо сигналов красного и синего цветов целесообразно передавать так называемые цветоразностные сигналы $R1 - Y$ и $B1 - Y$, не несущие информации о яркости. Эти сигналы и называются сигналами цветности. Они могут передаваться одновременно и последовательно в пределах свободного участка спектра телевизионного сигнала.

В системе NTSC два цветоразностных сигнала передаются одновременно с помощью амплитудной модуляции (АМ) двух колебаний поднесущей частоты с фазами 0 и 90° (квадратурная модуляция). Результирующее колебание поднесущей имеет амплитудно-фазовую модуляцию, причем его амплитуда определяется насыщенностью цвета, а фаза – цветовым тоном. Основным недостатком системы является жесткое требование к частотно-фазовым характеристикам всех звеньев телевизионного тракта, так как любое нарушение фазы передаваемого сигнала приводит к искажению цветового тона. Этот недостаток в некоторой степени устранен в системе PAL.

Система SEKAM является последовательно-одновременной системой цветного телевидения, так как преобразование цветного изображения в три первичных сигнала $R1$, $G1$, $B1$ происходит одновременно, а передача по линии связи двух цветоразностных сигналов осуществляется поочередно. Яркостной сигнал в системе SEKAM передается непрерывно, а передача цветоразностных сигналов – поочередно (через строку): в течение одной строки передается сигнал $B1 - Y$, а в течение другой строки – $R1 - Y$.

Для поочередной передачи во времени цветоразностных сигналов (рис. 2.2, *a*) в кодирующей матрице KM включается электронный коммутатор $ЭК$. К его входам от KM подводятся сигналы $B1 - Y$ и $R1 - Y$. При переключении $ЭК$ в момент обратного хода строчной развертки на его выходе появляется сигнал с чередующимися цветами.

Полученный в результате коммутации цветоразностный сигнал после некоторой обработки используется для модуляции цветовой поднесущей. Промодулированная поднесущая смешивается с сигналом яркости Y , в результате чего получается цветовой телевизионный сигнал.

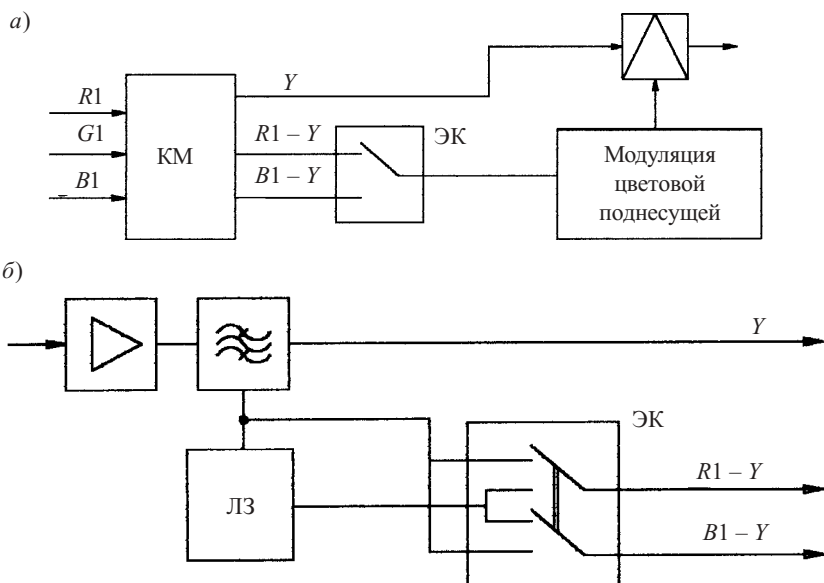


Рис. 2.2. Упрощенная схема системы SEKAM:
 а – передающая часть; б – приемная часть

В декодирующем устройстве (рис. 2.2, б) ставится линия задержки $ЛЗ$ на длительность одной строки и $\mathcal{E}K$. На входы последнего поступают сигналы цветности с входа и выхода $ЛЗ$. В результате в каждый момент на входе коммутатора имеются два цветоразностных сигнала: один, который действительно передается в данное время на данной строке (например, $R1 - Y$), и другой, который передавался во время предыдущей строки, но был задержан в $ЛЗ$. Поскольку выходы коммутатора подключаются к каждому из его входов через строку, то на соответствующем выходе коммутатора выделяется только один вид цветоразностного сигнала.

На одном из выходов коммутатора выделяется цветовая поднесущая сигнала $R1 - Y$, а на втором – $B1 - Y$. Правильное распределение сигналов возможно при синфазной и синхронной работе коммутаторов кодирующего и декодирующего устройств.

Всем рассмотренным стандартам телевидения свойственны общие недостатки: невысокая разрешающая способность, заметность поднесущей, перекрестные искажения сигналов яркости и цветности, мерцание изображения из-за недостаточно высокой частоты кадров, дрожание

ние строк и т. д. Устранить эти недостатки, обеспечить существенное повышение качества телевизионного изображения, приближая его восприятие к зрительному осязанию естественных, натуральных сцен и сюжетов, призвано телевидение высокой четкости (ТВЧ). ТВЧ имеет примерно удвоенную разрешающую способность (1920×1080 пикселей) и скорости кадров 50 и 60 Гц. При этом предполагается использование единого формата изображения CIF (Common Image Format – общий промежуточный формат), обеспечивающего совместимость ТВЧ для различных применений, включая цифровое телевидение и компьютерные изображения. Система CIF имеет 1080/60/2:1, 1080/60/1:1 и 1080/50/1:1, 1080/50/2:1 с 1920 отсчетами на активную строку при отношении сторон изображения 16:9. Для сигнала яркости используется разрешение 352×288 (область значимых пикселей), а для цветоразностных компонент – разрешение 176×144. Чересстрочная развертка не применяется. Частота кадров по умолчанию составляет 29,97 кадров/с, но может быть и понижена до 15 или 10 кадров/с. Декодер должен быть способен раскодировать поток с пропущенными кадрами, так как для увеличения сжатия предусмотрена возможность опускать при кодировании отдельные кадры вместо того, чтобы поддерживать неизменную частоту кадров.

Объем информации, содержащийся в каждом кадре ТВЧ-изображения, возрастает в пять-шесть раз по сравнению с обычным телевидением. Все это означает как минимум учетверение граничной частоты спектра телевизионного сигнала.

В последнее время в США, Японии, европейских странах проводились многочисленные разработки новых телевизионных стандартов с улучшенным качеством изображения, сравнимым с ТВЧ.

Так, осуществляется международная стандартизация системы ENHANCED SECAM, представляющая собой систему телевидения повышенного качества, рассчитанную на передачу широкоэкранный изображения. Искажения, характерные для стандартной системы SECAM, в ней существенно уменьшены при условии максимальной совместимости с действующей инфраструктурой и приемниками стандартной системы.

При формате изображения 16:9 в системе ENHANCED SECAM предусматривается использование формата сигналов на входе кодера и на выходе декодера 625/50/2:1. Система рассчитана на два режима работы. Это режим "кино", используемый только для работы с аппаратурой те-

лекино, и режим "камера", используемый для работы с обычными источниками сигнала с частотой поля 50 Гц.

Попыткой приблизится к телевидению повышенного качества в Европе стал новый стандарт PALplus, явившийся дальнейшим развитием системы PAL. В нем несколько увеличена разрешающая способность, введен формат изображения 16:9, устранены наиболее характерные искажения телесигнала стандарта PAL.

Однако системы ENHANCED SECAM и PALplus нельзя отнести к ТВЧ, так как их параметры разложения изображения не изменяются. Радикальное улучшение качества изображения, которое предполагает ТВЧ, не может быть достигнуто модификацией существующих стандартных систем цветного телевидения. Поэтому применение стандарта ТВЧ, главным образом, связывается с внедрением цифрового телерадиовещания (ЦТВ).

Системы SECAM, NTSC и PAL были разработаны для наземных аналоговых телеведательных сетей, использующих АМ несущей изображения, которая технически реализуется наиболее просто. При ее использовании мощность сигнала на выходе приемника линейно (без порога) зависит от мощности на его входе. Весьма экономно расходуется полоса частот. В случае однополосной АМ спектр сообщения (первичного сигнала) переносится на несущую без его расширения. Однако применению АМ препятствуют слабая помехозащищенность сигнала (отношение сигнал/шум на выходе меньше, чем на входе), для повышения которой необходим значительный уровень мощности информационного сигнала (50 Вт на канал и более в системах MMDS), а также необходимость использования выходных каскадов с мощностью в Π^2 раз, превышающей среднюю мощность (Π – пик-фактор сигнала), что необходимо для обеспечения линейности усиления. Поэтому для микроволновых каналов в основном используется частотная модуляция (ЧМ).

2.2. Передача ЧМ-телевизионного сигнала

Частотной модуляции по сравнению с АМ свойственны следующие преимущества: неизменность амплитуды колебаний – пик-фактор минимален и равен корню квадратному из двух, как у гармонического колебания; подавление аддитивной шумовой помехи, благодаря чему отношение сигнал/шум на выходе приемника улучшается; увеличение выигрыша в отношении сигнал/шум при расширении полосы частот, т. е. при увеличении индекса модуляции $m = \Delta f_D / F_B$ (где Δf_D – девиация

частоты, F_B – максимальная частота модулирующего сигнала); наличие порога – резкого уменьшения отношения сигнал/шум на выходе при некотором его малом значении на входе; возможность работы выходных каскадов передатчика в режиме насыщения, в котором достигается высокий КПД.

На спутниковых радиолиниях при передаче сигналов аналогового телевидения применяется исключительно ЧМ ввиду ограниченности мощности бортовых передатчиков. Если на входе приемника спутникового сигнала отношение сигнал/шум равно 8 дБ, то на его выходе оно составит 55 дБ. Улучшение отношения сигнал/шум на 47 дБ имеет место за счет выигрыша $\beta_{\text{ЧМ}} = 3\Delta f_{\text{П}}\Delta f_D^2 / 2F_B^3$ ($\Delta f_{\text{П}}$ – сквозная полоса пропускания приемника), визометрического коэффициента $\beta_B = 14,3$ дБ, линейных и нелинейных предискажений сигнала – 1,5 дБ, применения обратной связи по частоте при эксплуатационном запасе 2 дБ, а также пересчета размаха синусоидального сигнала в эффективное значение, обусловленного методикой нормирования отношения сигнал/шум в телевизионном канале (9 дБ).

При ЧМ сигналы звукового сопровождения, как уже отмечалось ранее, передаются в одном стволе с видеосигналом (рис. 2.3, а). С этой целью используют принцип частотного разделения каналов изображения и звукового сопровождения, выделяя одну или несколько поднесущих звука, которые располагаются выше спектра видеосигнала. Число поднесущих звука ограничивается возникновением перекрестных помех и ухудшением качества изображения из-за уменьшения доли девиации несущей, приходящейся на видеосигнал. При этом используют ЧМ поднесущих звукового сопровождения, которые затем суммируются с сигналом изображения. Образованный таким образом линейный групповой сигнал поступает на вход управления частотно-модулированного генератора промежуточной частоты ПЧ 70 МГц (стандартное значение). Затем спектр ЧМ-сигнала 70 МГц переносится посредством смесителей передатчика вверх в микроволновый диапазон для передачи в радиоэфире. В приемнике производится обратный процесс, в результате которого выделяется ПЧ 70 МГц, направляемая на частотный демодулятор (рис. 2.3, б).

При передаче ЧМ девиация частоты несущей выбирается исходя из полосы пропускания микроволнового тракта таким образом, чтобы избежать искажений передаваемого сигнала, связанных с отсечением части его спектра. Из-за сложной структуры группового сигнала в телеви-

зионном стволе более жесткие требования предъявляются к характеристикам тракта в связи с необходимостью снижения до приемлемых значений переходных помех, вызванных видеосигналом в звуковых каналах, и помех, вызванных поднесущими звука в канале изображения.

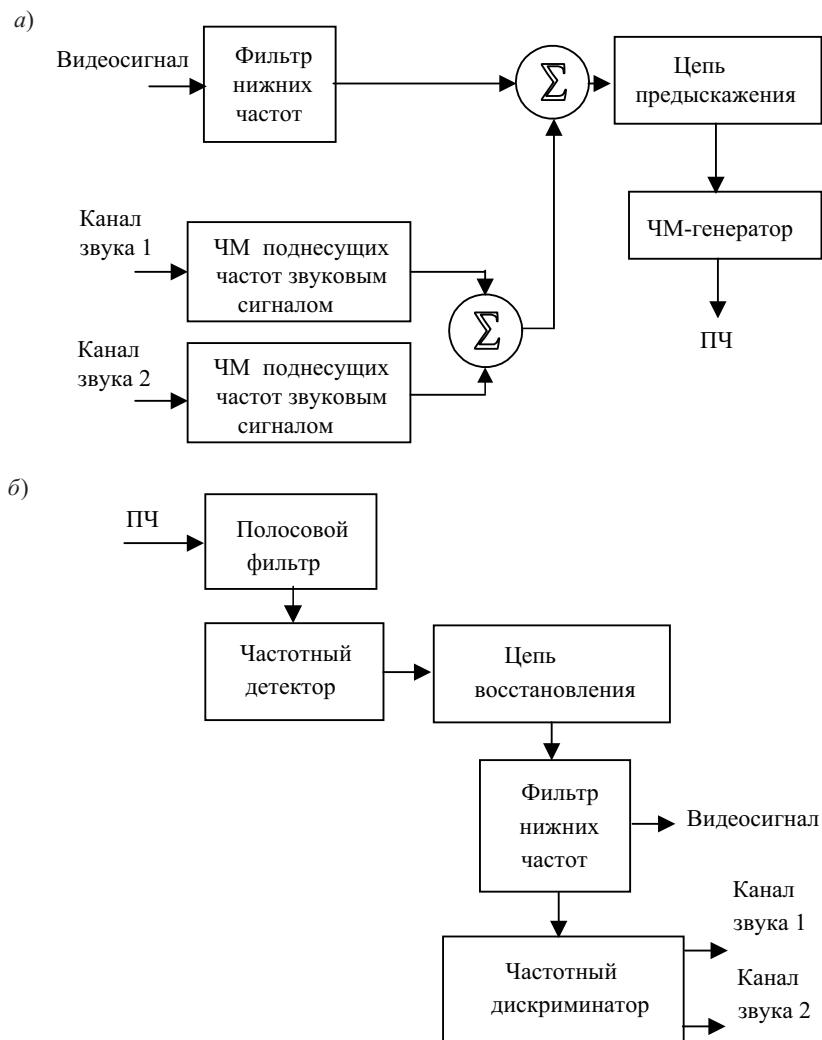


Рис. 2.3. Упрощенная схема системы ЧМ-передачи телевизионного сигнала:
а – передающая часть (модулятор); *б* – приемная часть (демодулятор)

Для улучшения качественных показателей каналов передачи используют линейные частотные предыскажения телевизионного сигнала. С этой целью в тракте видеосигнала на передающей стороне устанавливают предыскажающий фильтр, который уменьшает уровни низкочастотных составляющих, а на приемной стороне (после частотного детектора) – восстанавливающий фильтр, который имеет обратную частотную характеристику по отношению к предыскажающему фильтру и восстанавливает исходные соотношения.

Целесообразность применения предыскажений объясняется следующим.

1. В отличие от многоканального телефонного сообщения видеосигнал является, во-первых, несимметричным и, во-вторых, имеет постоянную составляющую, изменяющуюся в широких пределах в зависимости от передаваемого изображения. Несимметрия видеосигнала обусловлена в основном наличием в нем синхронизирующих кадровых и строчных импульсов. Применение предыскажений одновременно со снижением уровней низкочастотных составляющих обеспечивает дифференцирование телесигнала, вследствие чего происходит его симметрирование и уменьшение динамического диапазона (потеря постоянной составляющей). При этом отпадает необходимость привязки уровня черного.

2. Уменьшение уровня низкочастотных составляющих телесигнала приводит к уменьшению дифференциальных искажений в канале изображения и к существенному (на 10...20 дБ) снижению переходных помех от видеосигнала в каналы звукового сопровождения и вещания, организуемые на поднесущих звука. Эти переходные помехи проявляются в основном в виде прослушивания в канале звукового сопровождения сигналов кадровой синхронизации.

Предыскажение и восстановление телесигнала производится с помощью пассивных частотно-зависимых цепей (рис. 2.4, *a*, *б*), которые изменяют спектральное распределение мощности шумов и помех на выходе канала изображения. Характеристика частотных предыскажений телесигнала представлена на рис. 2.5.

Одновременно со стандартными линейными предыскажениями используется нелинейная обработка телесигнала, которая заключается в двустороннем ограничении амплитуд выбросов, соответствующих фронтам импульсов исходного телесигнала, прошедшего через стандартный предыскажающий фильтр. При этом уменьшается размах телесигнала, что позволяет увеличить среднее значение девиации частоты и тем са-

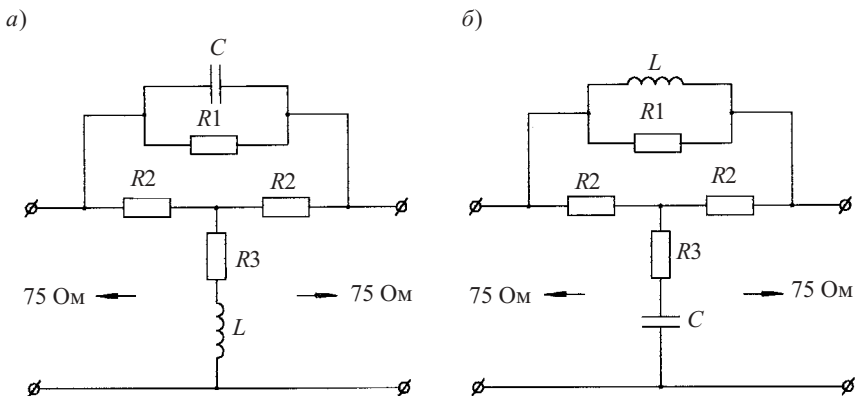


Рис. 2.4. Частотно-зависимые цепи: а – предыскажения; б – восстановления

Таблица 2.4

Параметры радиоэлементов цепей предыскажения

Показатель	Данные по числу строк					
	525		625		819	
	<i>a</i>	<i>б</i>	<i>a</i>	<i>б</i>	<i>a</i>	<i>б</i>
<i>L</i> , мкГц	17,35	50,16	9,54	30,53	4,77	15,26
<i>C</i> , пФ	3085,0	8917,0	1695,0	5424,0	847,5	2712
<i>R1</i> , Ом	275,8	275,8	300,0	300,0	300,0	300,0
<i>R2</i> , Ом	75,0	75,0	75,0	75,0	75,0	75,0
<i>R3</i> , Ом	20,4	20,4	18,75	18,75	18,75	18,75

мым получить дополнительный выигрыш в помехозащищенности. Сочетание линейных и нелинейных предыскажений резко снижает требование к точности нелинейного восстановления на приемной стороне, отсутствие которого является вполне допустимым и приведет лишь к некоторому сглаживанию вершин импульсов большого размаха.

Еще один вид обработки, нашедший применение только в спутниковых системах вещания [7], – введение в состав телевизионного сигнала на передающей стороне дополнительного низкочастотного модулирующего сигнала, обеспечивающего более равномерное рассеяние (дисперсию) энергии телесигнала в полосе частот ствола с целью уменьшения помех другим системам связи, в первую очередь, радиорелейным линиям (РРЛ). Так, при неблагоприятных сюжетах изображения (равномерно ярко освещенное поле) почти вся мощность сигнала может сосредото-

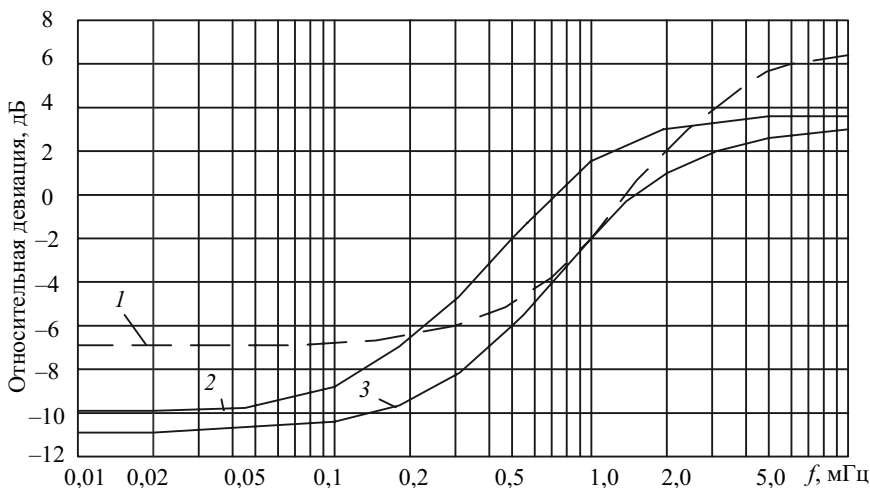


Рис. 2.5. Характеристика предыскажений для телевизионных стандартов: 1 – 819 строк; 2 – 525 строк; 3 – 625 строк

точиться в узкой полосе частот и привести к многократному превышению нормы спектральной плотности потока мощности спутникового сигнала у поверхности Земли, установленной Регламентом радиосвязи. Добавление сигнала пилообразной или треугольной формы с частотой от единиц герц до десятков килогерц позволяет добиться эффективного рассеяния не зависимо от сюжета.

Для повышения помехоустойчивости передачи звуковых сигналов применяют частотные предыскажения – подъем верхних частот передаваемого сообщения. На рис. 2.6 приведена частотная характеристика коэффициента передачи предыскажающей цепи с применяемыми в аналоговых системах постоянными времени (1–75, 2–50 мкс).

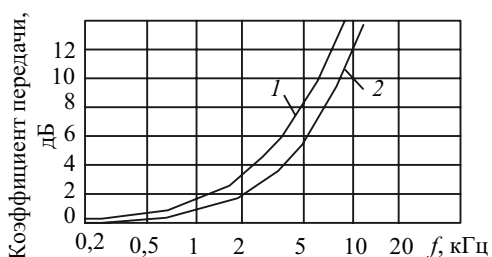


Рис. 2.6. Кривые предыскажений звуковых сигналов

Звуковой сигнал может также подвергаться адаптивным предыскажениям и компадированию. Последнее подразумевает сжатие динамического диапазона передаваемого сигнала в соответствии с изменением огибающей звукового сигнала и восстанов-

ление исходного динамического диапазона на приеме. Различают "управляемые" компандеры, в которых информация об исходном динамическом диапазоне передается в отдельном канале управления, и "неуправляемые", в которых эта информация содержится в передаваемом сигнале. Выигрыш в помехозащищенности благодаря компандированию достигается в среднем 12...13 дБ при наличии сигнала и до 20 дБ в паузе сигнала.

2.3. Передача телесигнала с временным разделением компонентов

Сужение передаваемого спектра телевизионного сигнала возможно при использовании разделения во времени видеосигналов и звуковых поднесущих. Особенно эффективен этот метод, если звуковые сигналы передаются в дискретной форме. В этом случае удастся почти полностью уйти от перекрестных помех.

Звуковой сигнал может передаваться и в спектре видеосигнала на участках, свободных от передачи сигналов изображения (например, во время обратного хода луча по строкам и кадрам, т. е. во время передачи гасящих импульсов). При таком способе передачи звуковых сигналов аппаратное (техническое) решение задачи усложняется, но зато передача звукового сопровождения не приводит к излишним энергетическим потерям.

Для систем спутникового телевидения были разработаны комбинированные цифроаналоговые системы, где часть информации передается в аналоговой, а часть – в цифровой форме. Примером такой системы может служить разработанная в Великобритании и принятая некоторыми европейскими странами в качестве стандарта спутникового вещания (11,7...12,5 ГГц) система МАС (Multiplexing Analogue Components – уплотнение аналоговых компонентов) [8]. В системе МАС аналоговые сигналы яркости и цветности "сжимаются" во времени и передаются методом временного уплотнения каналов, что позволяет избежать перекрестных искажений передаваемых сигналов, снизить шумы в канале цветности благодаря переводу его в область более низких частот, повысить разрешающую способность изображения за счет более широкой полосы частот сигналов яркости и цветности. Сжатие аналогового сигнала осуществляется стробированием сигнала с некоторой тактовой частотой, преобразованием отсчетов в цифровую фор-

му, накоплением их в буферной памяти, ускоренным считыванием с новой, более высокой тактовой частотой и обратным преобразованием в аналоговую форму.

Сигналы звукового сопровождения и синхронизации преобразуются в цифровую форму и передаются в интервале обратного хода луча. Высшая частота в спектре звукового сигнала составляет 15 кГц, частота стробирования выбрана равной 32 кГц. Скорость цифрового потока в разных вариантах составляет от 352 до 608 кбит/с. В зависимости от выбранного способа передачи звука и данных различают целый ряд стандартов MAC (табл. 2.5).

Таблица 2.5

Основные характеристики стандартов семейства MAC

Характеристика	Стандарт				
	<i>C-MAC</i>	<i>D-MAC</i>	<i>D2-MAC</i>	<i>B-MAC</i>	<i>B-MAC</i>
Частота кадров, Гц	25	25	25	25	29,97
Число строк в кадре	625	625	625	625	625
Частота строк, Гц	15625	15625	15625	15625	15734
Номинальная передаваемая полоса частот, МГц	8,4	8,4	8,4	7,5	6,3
Скорость передачи символов, Мбод	20,25	20,25	10,125	7,11	7,16
Формат кадра	4:3	4:3	4:3	4:3	4:3
Коэффициент сжатия сигнала яркости	3:2	3:2	3:2	3:2	3:2
Коэффициент сжатия сигнала цветности	3:1	3:1	3:1	3:1	3:1
Число активных строк в кадре	574	574	574	574	483
Средняя скорость передачи, Мбит/с	3,08	3,08	1,54	1,59	1,60
Полоса частот радиоканала, МГц	27	27	27	24	24
Девиация, МГц/В	13,5	13,5	13,5	16,5	17,5

Полученные цифровые сигналы отдельных звуковых каналов, импульсы синхронизации, коррекции ошибок, служебная информация и другие дискретные сигналы объединяются в общий цифровой поток. Передача такого цифрового потока совместно с сигналом изображения

может осуществляться с разделением по времени на видеочастоте (система В-МАС) и несущей частоте (система С-МАС).

Объединение цифровых потоков отдельных каналов в стандарте С-МАС осуществляется методом пакетного мультиплексирования. Пакет представляет собой набор данных объемом 751 бит. Он содержит головную часть с адресом пакета (23 бита) и область полезных данных (91 байт). При фазовой манипуляции несущей частоты в интервале гасящего импульса средняя скорость передачи достигает 3 Мбит/с, а пропускная способность составляет до восьми звуковых программ.

Существенным недостатком стандарта С-МАС является несовместимость его по занимаемой полным телесигналом полосе частот с существующими в Европе и проектируемыми сетями кабельного телевидения (цифровая часть сигнала не проходит через кабельную сеть вообще, а аналоговая часть ограничивается).

Проблему сопряжения по полосе частот с сетями кабельного телевидения позволяет решить стандарт D-МАС, разработанный для последующей передачи сигналов по широкополосным кабельным сетям, и его разновидность D2-МАС, в котором снижение занимаемой цифровым сигналом полосы частот достигается путем снижения вдвое скорости цифрового потока и, соответственно, пропускной способности до двух-четырёх звуковых сигналов вместо четырёх-восьми в D-МАС.

Таблица 2.6

Параметры сигнала *MUSE*

Параметр	Значения
Число строк исходного изображения, Гц	1125
Частота полей	60
Формат изображения	16:9
Разрешающая способность:	
в канале яркости	1496
в канале цветности	374
Частота дискретизации, МГц	48,6
Полоса частот видеосигнала по уровню -3 дБ	8,1
Метод модуляции несущей	ЧМ
Девиация частоты	10,2
Полоса частот радиоканала, МГц	24
Число звуковых каналов, МГц	2/4

В системе В-МАС параметры сигнала изображения близки к принятым в других стандартах семейства МАС. Коэффициенты сжатия сигналов яркости и цветности такие же, как в стандартах С-D-МАС, но отличаются тактовые частоты и форма кривой пре-дыскажений.

Для передачи изображения с улучшенным качеством в рамках европейской программы по ТВЧ был разработан новый стандарт HD-МАС (High Definition МАС – МАС высокой четкости), основанный на ранее разработанном D(D2)-МАС и совместимый с ним.

Среди систем с временным разделением наиболее известна японская система MUSE (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding – кодирование с многократной субдискретизацией), предназначенная для передачи сигналов ТВЧ по спутниковому каналу. Передача сигналов изображения осуществляется с помощью ЧМ сигнала звукового сопровождения – методом четырехпозиционной фазовой модуляции (ФМ). Основные параметры сигнала MUSE приведены в табл. 2.6.

В настоящее время появление стандартов цифрового сжатия изображения привело к утрате преимуществ передачи систем с временным разделением и позволило перейти к более эффективной передаче телесигнала полностью в цифровой форме.

2.4. Передача телесигнала полностью в цифровой форме

Цифровые методы обработки телевизионного сигнала намного превосходят аналоговые по гибкости и эффективности. Основным преимуществом цифровых методов обработки является возможность уменьшения объема передаваемой информации, обеспечения сжатия и передачи нескольких телевизионных программ в одном радиоканале.

В зависимости от требований к качеству передачи изображений применяется ряд стандартов цифрового кодирования изображений, отличающихся параметрами разложения яркостных и цветоразностных или цветностных составляющих изображений, определенных международными документами. Термин "цифровое кодирование" в данном случае понимается как аналого-цифровое преобразование (дискретизация и квантование) видеосигналов с предварительной фильтрацией и последующим присвоением отсчетам видеосигнала двоичных чисел.

Некоторые подходы к оцифровке телесигнала

Наиболее простым алгоритмом цифрового преобразования изображения является ИКМ [9–11]. При ИКМ, как и при других видах аналого-цифрового преобразования (АЦП), производятся следующие операции: ограничение спектра; дискретизация во времени; квантование дискретных отсчетов; представление отсчетов в виде бинарных слов.

Одним из основных шагов при получении представления визуальной информации потоком с конечной битовой скоростью является превращение каждого значения элемента изображения в двоичное слово конечной длины, т. е. создание кода.

В процессе квантования отсчет аналогового сигнала сравнивается с набором пороговых уровней. Если отсчет попадает в определенный амплитудный интервал, то ему придается значение фиксированного уровня квантования, соответствующего данному интервалу. В цифровой системе каждому квантованному отсчету ставится в соответствие двоичная кодовая комбинация.

В телевидении используются линейные квантователи с 256 уровнями, что обеспечивает достаточно высокое качество воспроизводимых изображений. Уменьшение числа уровней квантования может привести к появлению визуально заметных шумов квантования, возникающих в виде ложных контуров на участках изображения, не содержащих мелких деталей. Снижение визуальной заметности этих искажений возможно путем добавления к восстанавливаемому сигналу специального высокочастотного шума.

При кодировании цветных изображений оцифровке обычно подвергаются не сигналы основных цветов $R1$, $G1$, $B1$, а их комбинации Y , I , Q или Y , U , V (I , Q и U , V – цветоразностные сигналы NTSC и PAL соответственно). Это связано со свойствами зрительного анализатора человека. Шумы квантования меньше заметны на красном и синем цветах деталей изображения, что позволяет снизить разрядность оцифровки цветоразностных сигналов.

Попытка создать цифровой сигнал, совместимый с компонентами сигналов NTSC, PAL и SECAM, привела к созданию международного стандарта покомпонентного кодирования полного цветового телесигнала. Этот стандарт предусматривает передачу сигналов яркости Y и цветоразностных сигналов $R1-Y$ и $B1-Y$, преобразо-

ванных с применением ИКМ в 8-разрядный цифровой код с частотой дискретизации для яркостного сигнала 13,5 МГц и для цветоразностных сигналов – 6,75 МГц.

Для передачи диапазона размахов сигналов в пределах от 0 до 1,0 (1,0 – максимальный размах сигнала яркости) из общего числа 256 уровней квантования отведено 220 уровней для сигнала яркости и 225 уровней для цветоразностных сигналов. Максимальный и минимальный (255 и 0) уровни зарезервированы для сигналов синхронизации, диапазон изменений информационных сигналов составляет 1...254.

Для оценки требуемых скоростей передачи цифровых потоков, полученных дискретизацией с частотой Котельникова – Найквиста сигналов различных стандартов телевидения, можно воспользоваться определением объема передаваемой информации I [12]

$$I = 2K f_{гр}, \text{ Мбит/с,}$$

где K – разряд кодирования; $f_{гр}$ – граничная частота спектра сигнала яркости, МГц.

Используя данное выражение, в работе [13] были оценены ожидаемые объемы информации при различных методах формирования изображения. Результаты этой оценки при $K = 8$ приведены в табл. 2.7.

Как видно из таблицы, для передачи цифровой информации без использования специальных процедур ее сжатия требуется существенное

Таблица 2.7

Сравнение объемов информации в цифровом виде при различных методах формирования изображения

Тип изображения	Частота дискретизации сигналов, МГц	Сигналы цветовой поднесущей, МГц	Скорость передачи цифровой информации, Мбит/с
Монохромное	12	–	72
NTSC	≈ 14,32	3,58	128,7
PAL	≈ 17,73	4,43	159,6
SECAM	≈ 17,62	4,406	158,6
Покомпонентное	6,75/13,5	–	116,6
ТВЧ	24,0/48,0	–	≈ 576
Видеоконференцсвязь	–	–	2,048/1,544
Видеотелефон	–	–	0,064

увеличение пропускной способности каналов связи. Поэтому главной проблемой создания цифровых систем передачи телевидения является сокращение избыточности информации. Разработка эффективных методов и устройств сжатия, рационального пакетирования изображения и звуковой информации является предпосылкой для более эффективного использования каналов связи, высвобождения части частотного пространства для передачи потребителям дополнительных видов услуг – многопрограммного телевидения и звукового вещания, ТВЧ, организации интерактивных систем связи, видеоконференций и пр.

Кодирование изображений с использованием ИКМ не позволяет существенно сократить объем исходной информации, поскольку не учитывает корреляционные связи между пикселями. Более эффективными являются системы кодирования с предсказанием, принцип работы которых заключается в том, что в соответствии с некоторыми алгоритмами по значениям предшествующих пикселей производится предсказание значения текущего пикселя, кодируются и передаются лишь ошибки предсказания, по которым на приемной стороне восстанавливается исходное изображение. Методы такого кодирования называют дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией (ДИКМ).

При кодировании изображений с предсказанием возможности сокращения цифрового потока ограничены. Это связано с тем, что предсказание производится поэлементно, и использование нелинейного квантования не позволяет существенно сократить визуальную избыточность без снижения качества восстанавливаемого изображения.

Альтернативой кодированию с предсказанием является групповое кодирование, основанное на разбиении изображений на участки и одновременном кодировании сразу группы элементов. Тогда повышение эффективности кодирования связано в основном со следующими факторами [14–16]:

в процессе преобразования ряд коэффициентов становятся настолько малыми по величине, что их можно отбросить без заметного изменения качества восстанавливаемого изображения;

при преобразовании осуществляется декорреляция данных, обеспечивающая повышение эффективности статистического кодирования;

различное нелинейное квантование коэффициентов преобразования позволяет существенно сократить объем передаваемой информации без заметного ухудшения качества изображения.

Одним из наиболее распространенных групповых методов кодирования является двумерное дискретное косинусное преобразование (ДКП) [17]. ДКП преобразует блок изображения из фиксированного числа элементов в равное число коэффициентов. Это дает два преимущества. Во-первых, в частотной области энергия сигнала концентрируется в относительно узкой полосе частот, и для передачи несущественных коэффициентов достаточно небольшого числа битов. Во-вторых, разложение в частотной области максимально отражает физиологические особенности зрения. Таким образом, ДКП устраняет пространственную избыточность.

Применение ДИКМ и ДКП позволило разработать стандарты передачи цифрового телесигнала со сжатием Рек. 721 [18] и Рек. 723 [19] (Рек. – сокращение слова Рекомендация) для доставки программ телевидения на студии или сбора новостей.

Данные стандарты регламентируют передачу компонентно-кодированных цифровых телесигналов со скоростями передачи данных около 30...45 Мбит/с (Рек. 723) и 140 Мбит/с (Рек. 721). При этом используется видеосигнал стандарта 4:2:2, который характеризуется тем, что дискретизация цветоразностных сигналов осуществляется с частотой в два раза ниже, чем частота дискретизации яркостного сигнала. Это соответствует передаче цветоразностных сигналов в два раза меньшим количеством отсчетов. В качестве предварительной обработки сигнала осуществляется исключение горизонтальных и вертикальных гасящих интервалов.

В случае потока 140 Мбит/с кодирование основано на неадаптивной ДИКМ без компенсации движения. Использование 6 бит/отсчет для каждого яркостного и цветоразностных компонентов приводит к общей скорости видеосигнала 124,416 Мбит/с. Кроме этого, общий цифровой поток содержит несколько каналов звука и данных по 2,048 Мбит/с каждый. Данный стандарт производит небольшое сжатие телесигнала, подгоняя его под стандартный высокоскоростной поток 140 Мбит/с.

Для передачи цифрового потока (32,064, 34,368 и 44,736 Мбит/с), согласно Рек. 723, проводится более сложная его обработка с применением защиты от ошибок в видеосигнале; сложной схемы квантования с переменной длиной кодового слова; ДКП с компенсацией движения, которое устраняет так называемую "временную" избыточность передачей вместо кадра изображения его отличий от предыдущего кадра. Простое вычитание кадров было усовершенствовано, когда определили, что

большая часть изменений, появляющаяся на изображении, может быть интерпретирована как смещение малых областей изображения. Разбив изображение на небольшие блоки (в данном случае 8×8 элементов) и определив их расположение в предыдущем кадре, можно для каждого блока найти набор параметров, показывающий направление и значение его смещения. Этот набор называют вектором движения, а всю операцию – предсказанием с компенсацией движения. По радиоканалу связи передается только вектор движения и относительно небольшая разность между текущим и предсказанным блоком.

В стандарте Рек. 723 нашли свое отражение ряд положений обработки и сжатия сигнала, которые были использованы в наиболее эффективном в настоящее время стандарте цифровой обработки телесигнала – MPEG (Motion Picture Expert Group).

Прежде чем перейти к рассмотрению MPEG-стандарта, остановимся на системах передачи видеoinформации при невысоких уровнях битового потока, кратного 64 кбит/с, с низкими требованиями к качеству воспроизводимого изображения.

К таким системам относится видеоконференцсвязь, для которой используются стандартные связные цифровые потоки в 2,048 или 1,544 Мбит/с (табл. 2.7). Система предназначена для передачи малоподвижных изображений с качеством существенно меньшим, чем в вещательном телевидении. Одна из используемых систем обеспечивает разрешающую способность по горизонтали в 320 пикселей на строку и по вертикали в 286 строк. При этом объем информации на кадр составляет 700 кбит и скорость передачи (при 25 кадрах/с) равна 18 Мбит/с. Применение 4-разрядной ДИКМ сокращает этот поток в два раза, а специальное кодирование дополнительно снижает цифровой поток до 2 Мбит/с.

В развивающейся в настоящее время интегральной цифровой сети предполагается в системе видеоконференцсвязь использовать более эффективные методы сжатия видеoinформации. При этом предусматривается применение цифрового потока в 64 кбит/с и ниже.

Еще более низкие требования по качеству изображения предъявляются к видеотелефонам, которые обычно предполагают использование каналов связи с возможностью передачи информации со скоростью до 256 кбит/с. Следует отметить большой коммерческий интерес к развитию видеотелефонов, которые рассматриваются как обычное средство связи в наступившем столетии. Так, в мае 1999 г. Компанией Куосега

анонсирован, пока только для японского рынка, первый в мире мобильный видеотелефон VP-210 (Visual Phone), способный передавать и принимать изображения собеседников [20]. VP-210 обеспечивает передачу и прием цветных изображений со скоростью примерно 2 кадра/с. Для этого используется цветной двухдюймовый TFT-дисплей и сенсор изображений на базе КМОП, содержащий 110 тыс. пикселей.

Специально для регламентации передачи видеоинформации в потоках, кратных 64 кбит/с, был предложен стандарт H.261 [21], который включает в себя как кодирование отдельных кадров в стиле JPEG (Joint Photographic Expert Group), так и использование компенсации движения для устранения временной корреляции между кадрами. Таким образом, он относится к гибридным системам сжатия в пространственной и временной областях (под гибридными подразумеваются системы, использующие более чем один метод устранения избыточности информации).

Стандарт MPEG

В настоящее время наиболее признанным эффективным стандартом сжатия изображения и звуковых сигналов является MPEG. Он был разработан для удовлетворения растущих потребностей в методах кодирования движущихся изображений и связанного с ними звука, а также других сопутствующих данных, для различных приложений, таких как цифровые устройства хранения (CD-ROM, DVD), телевидение и связь.

Специальным условием в обработке движущихся изображений является жесткое ограничение цифрового потока. Поэтому в стандарте MPEG предусмотрен контроль за постоянством скорости передаваемого битового потока.

В общем случае передающая часть систем, построенных на основе стандарта MPEG, содержит четыре принципиальных блока:

- 1) сокращения избыточности информации, обеспечивающий сжатие видео-, аудио- и дополнительных данных;
- 2) формирования приоритетов, предназначенный для приоритезации данных с тем, чтобы выделить в общем потоке информации элементы, наиболее существенные для обеспечения требуемого качества передачи;
- 3) передачи данных, обеспечивающий преобразование данных к единому формату фиксированной длины и оптимизацию нагрузки канала связи;

4) формирования выходных сигналов, осуществляющий кодирование и защиту данных от ошибок, модуляцию сигнала перед его передачей в канал связи.

Соответствующие блоки имеются и в приемном устройстве. Они обеспечивают демодуляцию, декодирование и восстановление изображения.

Алгоритм, положенный в основу стандартов MPEG, включает определенный базовый набор последовательных процедур (рис. 2.7).

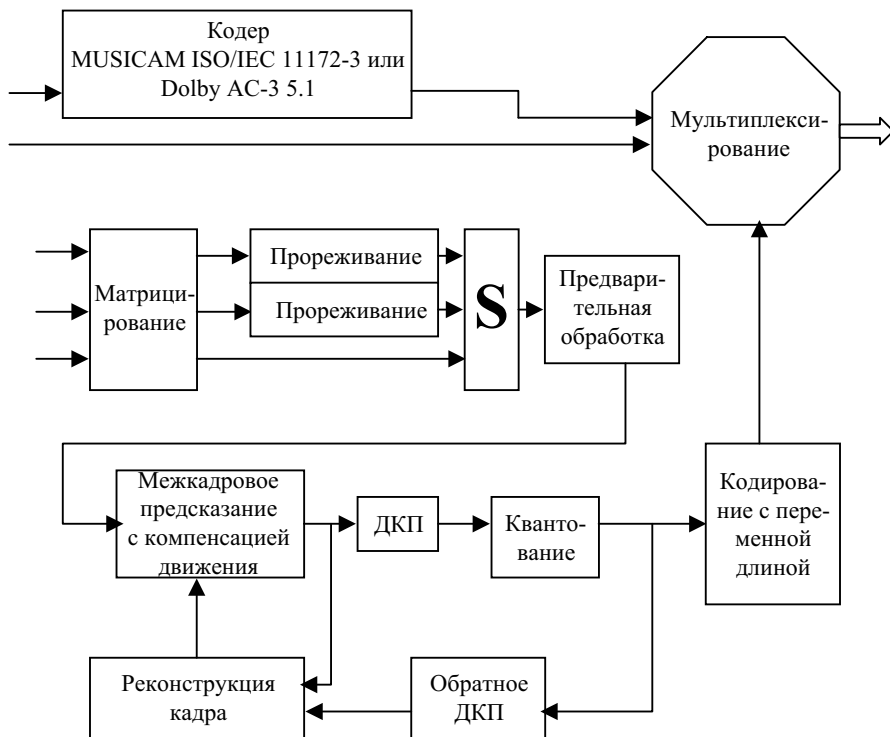


Рис. 2.7. Упрощенная структурная схема цифрового кодера

В качестве исходного используется компонентный телесигнал основных цветов $R1$, $G1$, $B1$, затем он матрицируется в сигнал яркости Y и цветоразностные сигналы U , V или I , Q (разрешение сигнала цветности обычно уменьшается в два или четыре раза); дискретизация, как и в цифровом стандарте 4:2:2 (профессиональное качество), осуществляется с тактовыми частотами 13,5 МГц для сигнала яркости и 6,75 МГц для

цветоразностных сигналов. На этапе предварительной обработки удаляется информация, затрудняющая кодирование, но несущественная с точки зрения качества изображения. Обычно используется комбинация пространственной и временной нелинейной фильтрации.

Основная компрессия достигается благодаря устранению избыточности телесигнала. Различают временную (два последовательных кадра изображения мало отличаются один от другого), пространственную (значительную часть составляют однотонные одинаково окрашенные изображения) и амплитудную (чувствительность глаза человека неодинакова к светлым и темным деталям изображения) избыточности. Устранение временной и пространственной избыточности уже было рассмотрено ранее. После их устранения производится адаптивное квантование полученных коэффициентов ДКП. При этом путем изменения уровня квантования коэффициентов осуществляется поддержание постоянной скорости передачи данных.

Амплитудная избыточность устраняется на этапе кодирования сообщения перед подачей его в канал связи. Не все значения вектора движения и коэффициентов блока равновероятны, поэтому применяется статистическое кодирование с переменной длиной кодового слова. Наиболее короткие слова присваиваются событиям с наибольшей вероятностью.

В 1992 г. на совместном заседании ISO/IEC для кодирования подвижного изображения со звуковым сопровождением применительно к компьютерной записи был утвержден стандарт MPEG-1 [22].

Стандарт MPEG-1 полностью совместим со стандартом JPEG и, по существу, является его дальнейшим развитием. Методы, родственные использованным в этих стандартах, явились основой кодирования аудио- и видеоинформации в некоторых системах связи, например H.261.

Кодировка MPEG-1 поддерживает скорость потока данных до 1,856 Мбит/с и видео без чересстрочной развертки. При этом достигается разрешение типа SIF (352x240/288). Увеличить картинку возможно, но ограничение пропускной способности алгоритма приводит к снижению скорости смены кадров до 15 в секунду. Такая технология подходит для записи и использования мультимедиа приложений на компакт-дисках, но не приемлема для потребностей широкого вещания.

В ноябре 1994 г. после очередной встречи ISO/IEC в Сингапуре был утвержден стандарт MPEG-2, в результате чего работа над проектом MPEG-1 была приостановлена.

Стандарт MPEG-2 является в настоящее время основным стандартом кодирования аудиовизуальной информации в ЦТВ. Можно ожидать, что этот стандарт станет основным для многих приложений, в которых используется передача, обработка или запись аудиовизуальной информации.

Стандарт MPEG-2 состоит из трех основных частей: системной, видео и звуковой.

Видеочасть стандарта описывает кодированный битовый поток для высококачественного цифрового видео. Этот стандарт определяет правила кодирования сигналов как стандартного телевидения, так и ТВЧ. Предусмотрены частоты кадров 25, 30, 50, 60 Гц. Возможны режимы построчной и черезстрочной развертки. Допускаются форматы кадра 4:3 и 16:9.

Качество телеизображения и, соответственно, скорость передачи определяется выбором количества и комбинаций так называемых *I*-кадров (*Intra*-кадры, обрабатываемые только внутрикадровым кодированием), *P*-кадров (*Predictive*-кадры, обрабатываемые межкадровым кодированием в одном направлении) и *B*-кадров (*Bi-directional*-кадры, обрабатываемые межкадровым кодированием в двух направлениях).

Звуковая часть стандарта MPEG-2 определяет низкоскоростное кодирование многоканального звука. Стандарт поддерживает до пяти полных широкополосных каналов плюс дополнительный низкочастотный канал или до семи многоязычных комментаторских каналов. Он также расширяет возможности кодирования моно- и стереозвуковых сигналов в MPEG-1 за счет использования половинных скоростей дискретизации (16, 22,05 и 24 кГц) для улучшения качества при скоростях передачи 64 кбит/с и ниже.

Одним из широко используемых методов обработки передачи звукового вещания в качестве звуковой части стандарта MPEG применяется стандарт ISO/IEC 11172-3 (уровень II) MUSICAM. Описание этого популярного стандарта будет рассмотрено в подразд. 2.5.

Системная часть стандарта MPEG-2 описывает форматы кодирования для мультиплексирования звуковой, видео- и прочей информации, рассматривает вопросы комбинирования одного или более потоков данных в один или множество потоков, пригодных для хранения или передачи.

Мультиплексированный поток MPEG-2 – это или программный, или транспортный поток. Оба типа потоков конструируются из пакетов пакетированных элементарных потоков и пакетов, содержащих другую необходимую информацию.

Программный поток сочетает один или несколько элементарных потоков с общей временной базой в едином потоке. Определение программного потока позволяет также кодировать несколько видео- и звуковых элементарных потоков в несколько программных потоков, которые имеют также общую временную базу и которые, как и одиночный программный поток, могут быть декодированы с синхронизацией между различными элементарными потоками.

Программный поток предназначен для использования в условиях отсутствия ошибок и пригоден для приложений, которые могут включать программную обработку потоков. Пакеты программного потока могут иметь различную и относительно большую длину.

Транспортный поток комбинирует один или более элементарных потоков с одной или более временной базой в один поток. Элементарные потоки используют общую временную базу программы. Транспортный поток предназначен для использования в условиях вероятных ошибок, таких как хранение и передача в среде с шумом или потерями. Пакеты транспортного потока имеют фиксированную длину 188 байт.

Мультиплексированный битовый поток MPEG-2 (программный и транспортный) формируется из двух слоев: внешнего (системного) и внутреннего (слоя компрессии). Системный слой обеспечивает функции, необходимые для использования одного или более сжатых потоков данных. Видео- и звуковая части стандарта MPEG-2 определяют слой компрессии для видео- и звуковых данных.

Одной из характерных особенностей стандарта MPEG-2 является возможность иерархической структуры или масштабируемости битового потока, т. е. такого битового потока, низший уровень которого (базовый поток) может быть декодирован независимо от остального потока.

В стандарте MPEG-2 предусмотрены следующие виды масштабируемости [13]:

пространственная масштабируемость – генерируются два уровня потока с различным разрешением: базовый – с низким разрешением, и расширенный – с высоким разрешением;

масштабируемость по отношению сигнал/шум – генерируются два уровня потока с одинаковым разрешением, но с разным качеством изображения;

временная масштабируемость – генерируются два уровня потока с различным временным разрешением: базовый, который обеспечивает

пониженное значение частоты кадров, и расширенный, который обеспечивает полное временное расширение;

разделение данных – разбиение и передача битового потока по двум или более каналам, причем более значимые данные передаются по более помехоустойчивому каналу;

гибридная масштабируемость – сочетаются различные режимы масштабируемости из указанных выше.

Для реализации масштабируемости в стандарте применяется концепция, согласно которой алгоритм кодирования видеoinформации определяется профилем, а разрешение кодируемого сигнала – уровнем. В настоящее время стандартизованы четыре профиля и четыре уровня, (табл. 2.8).

Таблица 2.8

Профили и уровни MPEG-2 и максимально допустимые скорости

Уровень	Профиль, Мбит/с				
	Простой	Основной	Масштабируемый по отношению сигнал/шум	Пространственно масштабируемый	Профессиональный 4:2:2
<i>HL</i> (высокий) 1920 × 1152	–	80	–	–	100
<i>HL1440</i> (высокий-1440) 1440 × 1152	–	60	60	60	60
<i>ML</i> (основной) 720 × 576	15	15	15	15	20
<i>LL</i> (простой) 352 × 288	–	4	4	4	–

Уровень кодируемого сигнала полностью определяется кодером. Декодеры основного профиля могут декодировать сигналы своего уровня и более низкого уровня с различными скоростями передачи. Скорость цифрового потока одной телевизионной программы определяет качество ее передачи.

Простой уровень со скоростью 1,5...2,5 Мбит/с обеспечивает качество телесигнала, соответствующее магнитной записи в стандарте S-VHS. Основной уровень со скоростью 5...6 Мбит/с соответствует качеству телесигнала SECAM и PAL, а со скоростью 9...10 Мбит/с – студийному качеству телесигнала, преобразованного в цифровую форму. Высокий уровень со скоростью, близкой к 24 Мбит/с, соответствует качеству сигнала ТВЧ.

В качестве примера на рис. 2.8 приведена зависимость качества изображения от скорости цифрового потока (информационной) в режиме

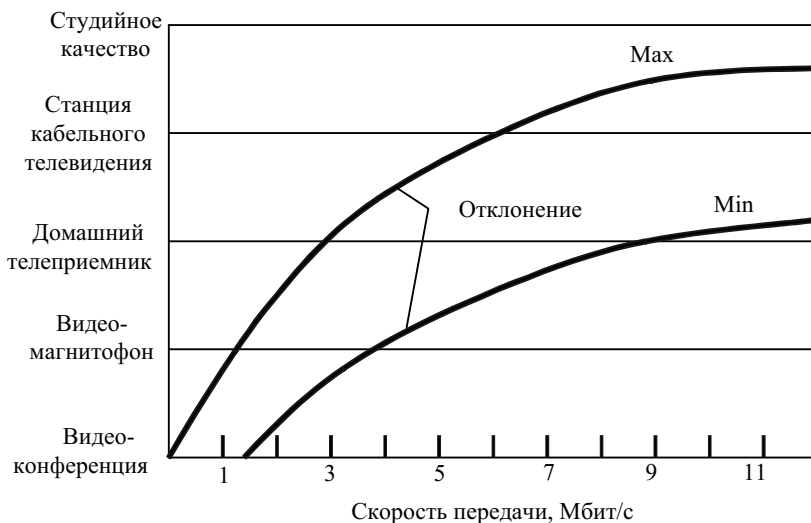


Рис. 2.8. Зависимость качества изображения с цифровой компрессией от скорости передачи цифрового потока

"основной уровень – основной профиль", наиболее употребительном сегодня в спутниковом телевидении [7].

Все эти оценки являются результатом усреднения. Сейчас мировым сообществом разрабатывается статистический подход к оценке качества изображения в ЦТВ-системах со сжатием по стандарту MPEG-2 с целью более строгого решения проблемы компромисса между степенью сжатия, скоростью цифрового потока и качеством изображения и звука с учетом того, что качество сильно зависит от содержания передаваемой сцены.

В настоящее время в мире проводятся исследования по программе MPEG-4, которая должна явиться следующим шагом в кодировании аудиовизуальной информации после MPEG-2. Будущий стандарт предназначен для создания контекстно-ориентированных систем сжатия и универсального языка обработки видео- и аудиоинформации [23].

Кодирование видеосигнала в MPEG-4 имеет объективно-ориентированный подход, использующий метод сегментации. В отличие от MPEG-2, где кодирование видеосигнала основано на кадре как едином объекте, здесь сцена может быть разбита (сегментирована) на ряд независимо закодированных объектов. Это дает возможность взаимодействовать с индивидуально описываемыми объектами на сцене и позволяет проводить простое редактирование (разрезание, вставка, копирование и т. д.) и манипулирование содержанием сцены на уровне битового потока.

Среди других ожидаемых особенностей MPEG-4 – большая помехоустойчивость, улучшенная эффективность кодирования, уменьшение необходимых вычислений, что делает обработку потока доступной в различных оконечных устройствах.

Кодирование звука в MPEG-1 и MPEG-2 основано на частотно-временном преобразовании. В MPEG-4 добавлены два других метода: параметрический метод PARA для кодирования речи и метод линейного прогнозирования CELP (Code-Excited Linear Predictive) для аудио. Благодаря этому в MPEG-4 достигнута более высокая эффективность кодирования звука, чем в MPEG-1, MPEG-2 и Dolby AC-3. Разработано большое количество профилей (более 20), охватывающих диапазон от 2 кбит/с (высокое качество речи) до 320 кбит/с (многоканальное аудио с более хорошим качеством, чем Dolby AC-3). В дополнение к естественному звуку будут такие функции, как структурное аудио для представления синтезируемой музыки от 0,01 до 10 кбит/с, и синтез речи из текста.

Чтобы иметь дело с неоднородными сетями для передачи мультимедийного содержания, MPEG-4 имеет добавленный, опциональный Flexmux слой, который обеспечивает адаптацию к различным протоколам, таким как транспортный поток MPEG-2, RTP (UDP, IP), ATM и т. д.

Таким образом, MPEG-4 должен обеспечить достаточные инструментальные средства для создания и передачи мультимедийных данных, содержащих естественные и синтезируемые звук, видео, другие формы цифровой информации.

В мире также проводятся исследования, направленные на дальнейшее совершенствование алгоритмов цифрового кодирования изображения, в том числе исследуются методы, основанные на использовании динамически изменяемой шкалы квантования, методы, базирующиеся на применении фрактального анализа и др. Можно ожидать, что в ближайшем будущем будет достигнута существенно большая степень сокращения скорости цифрового видеопотока в сравнении с имеющейся в настоящее время.

Современные стандарты ЦТВ

Важность проблемы построения системы ЦТВ характеризуется тем, что ей посвящена значительная часть Рекомендаций МСЭ. На сегодняшний день мировым сообществом уже решен широкий круг вопросов в области стандартизации ЦТВ.

Так, в декабре 1996 г. Федеральная комиссия связи США (FCC – Federal Communications Commission) приняла стандарт ATSC (Advanced Television Systems Committee) для наземного ЦТВ в США. В апреле 1997 г. комиссия приняла второе решение – о принятии таблицы распределения цифрового вещания, правил первоначального распределения и порядка выделения частот для ЦТВ.

Стандарт ATSC построен из четырех отдельных слоев, надежно связанных друг с другом. Верхний слой – это слой изображения, который определяет форматы изображения, включая массив пикселей, соотношение сторон и частоту кадров. Второй слой – слой компрессии цифровых сигналов, где для видеосигналов принят международный стандарт MPEG-2, а для аудиосигналов – сарроунд-звук Dolby AC-3 5.1. Третий слой – слой транспорта пакетированных данных, где данные различного типа организованы в отдельные пакеты. Здесь также применяется стандарт MPEG-2. Нижний слой – слой передачи информации. Он определяет тип модуляции и схему кодирования каналов. Для наземного телевидения используется разработанная компанией Zenith Electronics 8-уровневая система передачи с частично подавленной боковой полосой (8-VSB), которая передает сигналы со скоростью 19,3 Мбит/с через 6-МГц-канал наземного вещания. Стандарт также включает режим 16-VSB высокоскоростной передачи данных для кабельных телесистем. Здесь сигналы со скоростью 38,6 Мбит/с передаются через 6-МГц-кабельный канал.

Таким образом, два нижних слоя – транспортирующий и передающий – определяют скорость передачи данных или пропускную способ-

ность телевещательной системы, в то время как два верхних слоя определяют специфику применений (обычное видео или ТВЧ).

Стандарт ATSC определяет два базовых формата широкого экрана 16:9 с числом строк 1080 и 720.

Пакетизированная структура транспортировки данных придает стандарту большую гибкость в передаче ЦТВ. Пропускная способность такой структуры позволяет по каждому телевещательному каналу передавать несколько программ ТВЧ, большое число звуковых программ, широкий диапазон информационных услуг или комбинацию всего перечисленного.

Пакетизированная структура транспортировки предусматривает также возможность значительного функционального расширения стандарта. Каждый информационный пакет имеет заголовок, который идентифицирует тип передаваемых в пакете данных. ЦТВ-декодеры не воспринимают те пакеты, чьи заголовки они не могут распознать.

По плану FCC, к концу 1999 г. более 50% американских телезрителей будут иметь доступ, по крайней мере, к трем цифровым каналам. Все коммерческие станции должны выйти в эфир в 2002 г., все некоммерческие – в 2003 г. По прогнозам FCC, аналоговое телевидение в США прекратится в 2006 г.

Началом развития ЦТВ – наземного цифрового телевидения в странах Европы – послужила многосторонняя конференция, проходившая в Честере (Великобритания) в 1997 г. На конференции было принято многостороннее соглашение, относящееся к техническим критериям, принципам и процедурам координации при внедрении наземного ЦТВ. Приоритетным для ЦТВ была определена полоса частот 790...862 МГц, которая в Европе практически не используется для аналогового телевидения.

Европейским союзом вещания (EBU) разработан международный проект системы ЦТВ DVB (Digital Television Broadcasting). Этот проект включает разработку пакета стандартов в области ЦТВ (стандарты, определяющие построение кадров в потоке данных, методы канального кодирования и модуляции в наземном DVB-T, спутниковом DVB-S и кабельном DVB-C телевидении и другие). В настоящее время многие из стандартов DVB положены в основу соответствующих европейских стандартов, принятых ETSI (European Telecommunication Standards Institute), а содержащиеся в них спецификации вошли в Рекомендации МСЭ-Р. Для цифрового звукового вещания разработан проект DAB (Digital Audio Broadcasting).

Международные Рекомендации, определяющие построение системы наземного ЦТВ, составили проект деятельности Целевой группы 11/3 МСЭ-Р. В настоящее время Рекомендации МСЭ-Р вместе со стандартами EBU и ETSI составляют нормативную базу для построения в мире системы наземного ЦТВ. В частности, основными стандартами по наземному ЦТВ являются стандарт EBU DVB-T и Европейский стандарт ETS 300 744 [24].

Согласно этим стандартам, в Европе для систем наземного ЦТВ следует использовать метод модуляции COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing), который специально разработан для борьбы с помехами при многолучевом приеме, присущем всем наземным системам вещания.

При COFDM используется ортогональное частотное мультиплексирование совместно с помехоустойчивым канальным кодированием. Сочетание канального кодирования (аббревиатура C) с ортогональным частотным мультиплексированием (аббревиатура OFDM) обозначается как COFDM.

При COFDM последовательный цифровой поток преобразуется в большое число параллельных потоков (субпотоков), каждый из которых передается на отдельной несущей. Группа несущих частот, которая в данный момент переносит биты параллельных цифровых потоков, называется "Символом COFDM". Благодаря тому, что используется большое число параллельных потоков (обычно 1705 или 6817 субпотоков), длительность символа в параллельных потоках получается существенно больше, чем в последовательном потоке данных (соответственно 280 или 1120 мкс – в зависимости от числа используемых субпотоков). Это позволяет в декодере задержать оценку значений принятых символов на время, в течение которого изменения параметров радиоканала из-за действия эхосигналов прекратятся, и канал станет стабильным.

В стандарте эфирного вещания DVB-T предусмотрены два режима модуляции OFDM, названные режимами 8К и 2К, для которых используются два значения рабочих интервалов информационных символов: $T_{U1} = 896$ мкс – для режима 8К и в 4 раза меньшее значение $T_{U2} = 224$ мкс – для режима 2К. Этим рабочим интервалам соответствуют два значения частотного разнеса несущих в групповом спектре OFDM: $\Delta f_1 = 1/896 = 1116$ Гц и $\Delta f_2 = 1/224 = 4464$ Гц, при которых в групповом спектре OFDM содержатся 6817 несущих для первого режима и 1705 несущих – для второго режима модуляции. Общая ширина спектра группового сигнала в обоих случаях равна 7,61 МГц.

Стандартом [24] предусмотрено, что в модеме OFDM могут быть использованы следующие виды модуляции несущих группового сигнала: 4-уровневая фазовая (4-ФМ), 16- и 64-уровневая квадратурная амплитудная (16-КАМ и 64-КАМ) модуляции с равномерным или неравномерным расположением вершин векторов сигнала в кодовом пространстве сигналов.

Выбор конкретного вида модуляции из указанных производится в зависимости от требуемой скорости передачи данных с учетом избыточности, необходимой для их помехоустойчивого кодирования.

Данные, необходимые для выбора вида модуляции в зависимости от требуемой скорости цифрового потока для различных значений относительной скорости сверточного кода и относительной длительности защитного интервала в информационном символе, приведены в табл. 2.9.

Таблица 2.9

Скорость передачи данных при модуляции OFDM

Вид модуляции	Относительная скорость сверточного кода	Отношение сигнал/шум в радиоканале, дБ		Полезная скорость передачи, Мбит/с, при отношении защитного интервала к рабочему интервалу символа			
		Стационарная антенна	Переносная антенна	1/4	1/8	1/16	1/32
4-ФМ	1/2	3,6	5,4	4,98	5,53	5,85	6,03
4-ФМ	2/3	5,7	8,4	6,64	7,37	7,81	8,04
4-ФМ	3/4	6,8	10,7	7,46	8,29	8,78	9,05
4-ФМ	5/6	8,0	13,1	8,29	9,22	9,76	10,05
4-ФМ	7/8	8,7	16,3	8,71	9,68	10,25	10,56
16-КАМ	1/2	9,6	11,2	9,95	11,06	11,71	12,06
16-КАМ	2/3	11,6	14,2	13,27	14,75	15,61	16,09
16-КАМ	3/4	13,0	16,7	14,93	16,59	17,56	18,10
16-КАМ	5/6	14,4	19,3	16,59	18,43	19,52	20,11
16-КАМ	7/8	15,0	22,8	17,42	19,35	20,49	21,11
64-КАМ	1/2	14,7	16,0	14,93	16,59	17,56	18,10
64-КАМ	2/3	17,1	19,3	19,91	22,12	23,42	24,13
64-КАМ	3/4	18,6	21,7	22,39	24,88	26,35	27,14
64-КАМ	5/6	20,0	25,3	24,88	27,65	29,27	30,16
64-КАМ	7/8	21,0	27,9	26,13	29,03	30,74	31,67

В ней также указаны необходимые значения отношения сигнал/шум в эфирном радиоканале для двух случаев эфирного приема – на стационарную, многоэлементную телевизионную антенну и на простую антенну переносного телевизора. Приведенные значения отношения сигнал/шум обеспечивают получение коэффициента ошибок 2×10^{-4} на выходе декодера сверточного кода.

Канальное кодирование используется для повышения помехоустойчивости системы эфирного ЦТВ и согласования форматов передачи данных кадра OFDM и транспортных пакетов MPEG-2. Канальный кодек включает в себя систему внешнего и внутреннего кодирования модема. Такая структура кодера позволяет унифицировать ряд его функциональных узлов для эфирных, спутниковых и кабельных систем цифрового вещания за счет того, что общие для этих систем вещания операции по обработке данных выполняются во внешней системе кодирования, а дополнительная обработка данных, зависящая от вида модуляции и среды передачи, выполняется в составе внутренней системы кодирования.

По этой причине в стандарте эфирного цифрового вещания [24] было принято, что используемые во внешней системе канального кодирования модема OFDM структура цикла обработки данных, методы скремблирования, помехоустойчивого кодирования кодом Рида – Соломона (204, 188, 8) и сверточного перемежения данных остаются такими же, как и в системах цифрового спутникового и кабельного вещания. Кроме того, во внутренней системе канального кодирования модема OFDM используется тот же метод сверточного кодирования, который принят в системе цифрового спутникового вещания.

Принятый для эфирного ЦТВ метод COFDM является более сложным по сравнению с методами квадратурной фазовой и амплитудной модуляции, используемыми в цифровых системах спутникового и кабельного вещания, что существенно повышает стоимость бытового цифрового телевизора и может задержать внедрение ЦТВ.

Очевидно, что переход в наземном ЦТВ в микроволновый диапазон снимет многие проблемы, связанные с требованиями максимальной узкополосности, присущими ОВЧ-вещанию. Такой переход ведет к упрощению методов модуляции и использованию методов спутникового вещания и как следствие – удешевлению аппаратуры пользователей, росту числа приемников ЦТВ.

2.5. Передача звукового вещания

В ряде случаев ставится задача передачи большого числа звуковых программ не в дополнение к телесигналу, а отдельно от него.

При передаче методом двойной ЧМ на поднесущих, размещенных равномерно в полосе видеоспектра, удается передать не более десяти монофонических программ. Главным препятствием являются возникающие из-за нелинейных эффектов внятные переходные помехи, на которые в звуковом вещании установлены особенно строгие нормы. Напомним, что для ЧМ-вещания в большинстве стран Европы используется весь или часть диапазона 87,5...108 МГц.

В случае аналоговой передачи канал вещания уплотняется несколькими сигналами звукового вещания, каждый из которых передается на отдельной несущей с помощью ЧМ. И в этом случае пропускная способность ствола не превышает десяти звуковых программ первого класса качества.

Существенно лучшие результаты достигаются при передаче звуковых сигналов в цифровой форме. Так, в разработанной в ФРГ системе DSR (Digital Satellite Radio) [7] в стволе с полосой 27 МГц передается 16 стереопрограмм высшего класса качества. Сигналы отдельных каналов преобразуются в цифровую форму, объединяются в единый цифровой поток, вводится эффективная защита от ошибок, линейная скорость передачи в канале составляет 20,48 МГц/с.

Широкую известность в последнее время получил стандарт MUSICAM [25], являющийся составной звуковой частью MPEG. Используемый в стандарте MUSICAM алгоритм сжатия основывается на особенности восприятия звуков человеческим ухом – так называемый психоакустический эффект. Человеческое ухо и связанные с ним центры головного мозга воспринимают примерно 10% информации, содержащейся в звуковом сигнале. Остальные 90% являются избыточными, следовательно, их можно не передавать по каналу связи.

Сигнал определенной частоты (тон), воздействуя на ухо, не позволяет различить (маскирует) другие тоны, близкие к нему по частоте и амплитуде. В реальном звуковом сигнале одновременно присутствуют несколько маскирующих тонов на различных частотах. Совокупным действием всех маскирующих тонов определяется граница маскирования – функция от частоты, определяющая минимальную амплитуду воспринимаемых сигналов. Компоненты сигнала, амплитуда которых лежит

ниже границы маскирования, человеческим ухом не воспринимаются, поэтому их можно не передавать.

Цикл кодера MUSICAM (рис. 2.9) (1 кадр) составляет 24 мс. Звуковой сигнал, поданный на вход кодера, поступает на гребенку фильтров, где разделяется на 32 частотные полосы. ИКМ-преобразование выполняется кодером отдельно в каждой полосе. Частота выборки составляет 48 кГц.

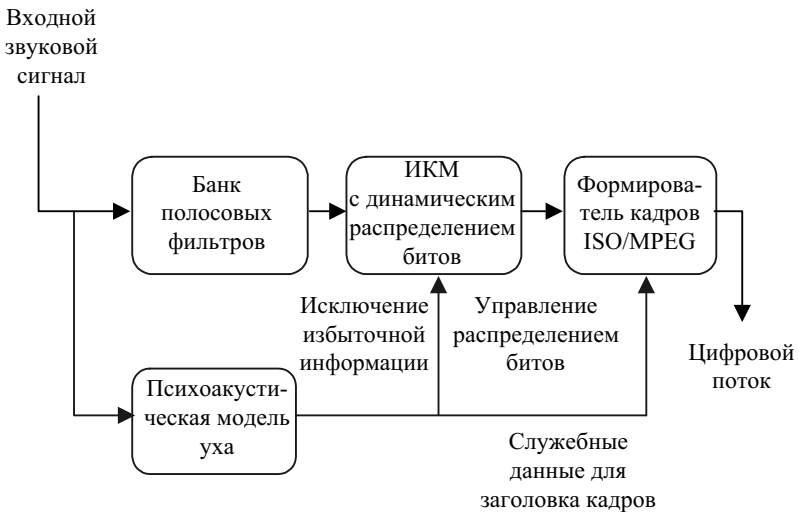


Рис. 2.9. Функциональная схема кодера MUSICAM

Для каждого кадра процессор кодера рассчитывает спектр входного сигнала и границу маскирования, которая служит психоакустической моделью человеческого уха. Далее психоакустическая модель дважды используется для минимизации объема данных. Первый раз, если в одной или нескольких частотных полосах ни одна выборка не превышает минимального значения границы маскирования в этой полосе, – вся информация, связанная с этой полосой (полосами), исключается из передаваемого сигнала. Второй раз – для квантования сигнала в тех полосах, где его уровень выше границы маскирования, количество разрядов динамически изменяется таким образом, чтобы шумы квантования при этом оставались ниже границы маскирования.

Алгоритм MUSICAM предполагает сжатие и передачу одного монофонического канала (режим работы кодера mono), стереофонического

звука с отдельными каналами или двух разных монофонических каналов одновременно (stereo или dual mono) или стереофонического звука со совмещенными каналами (режим joint-stereo).

С точки зрения кодирования, режимы stereo и dual mono абсолютно идентичны. Каналы от начала до конца обрабатываются кодером отдельно. Ровно половина битов каждого кадра отводится для данных "левого" канала, вторая половина – для "правого" канала. Правый канал всегда остается правым, левый – левым, смешивания и наложения сигналов двух каналов не происходит.

В режиме joint-stereo кодер динамически перераспределяет биты в кадре между левым и правым каналами, в зависимости от того, какой канал требует в данный момент большего количества битов для кодирования. В результате в режиме joint-stereo удастся передать более широкий диапазон частот и больший динамический диапазон, чем в режиме stereo (при одинаковой скорости цифрового потока на выходе кодера).

Качество передаваемого сигнала прямо пропорционально скорости цифрового потока на выходе кодера и обратно пропорционально ширине диапазона частот, занимаемого исходным сигналом. Другими словами, для одного и того же исходного сигнала качество передачи будет тем выше, чем выше скорость цифрового потока (меньше степень сжатия). Алгоритм MUSICAM предусматривает различные степени сжатия данных с соответствующей скоростью цифрового потока на выходе 56, 64, 112, 128, 192, 256 и 348 кбит/с.

Для данного стандарта в зависимости от характера передаваемого звукового сигнала и области применения различают следующие уровни качества передачи звуковой информации со сжатием:

Contribution – 384 кбит/с (стерео). Такое качество используется для передачи цифровой мастер-копии из одной студии в другую. Предполагается, что переданная таким образом информация будет храниться в цифровом виде и в дальнейшем может подвергаться многократной компрессии-декомпрессии.

Distribution – 256 кбит/с (стерео). Используется для раздачи сигнала из студии на передатчики радиостанций ретрансляторов. Сигнал, переданный с таким качеством, может быть подвергнут ограниченному количеству циклов компрессии-декомпрессии (обычно не более 5).

Emission – 192 кбит/с (стерео). Предполагается, что сигнал, переданный с качеством Emission, декодируется только один раз и в дальнейшем будет записываться и воспроизводиться аналоговыми методами.

Качество этого уровня используется для непосредственного спутникового вещания, рассчитанного на индивидуальный прием, а также для передачи звукового сопровождения ЦТВ.

Commentary – 64 кбит/с (моно). Это самый низкий уровень качества, он используется только для передачи речевых сигналов (репортажей, комментариев и т. д.).

Началом развития наземного цифрового радиовещания (ЦРВ) в странах Европы послужила Конференция по планированию ЦРВ, проходившая в Висбадене (Германия) в 1995 г. [35]. В результате работы Конференции принято специальное соглашение европейской конференции административных почт и телекоммуникаций (СЕРТ) в отношении использования полос частот 47...68, 87,5...108, 174...230, 230...240 и 1452...1492 МГц для введения наземного цифрового звукового радиовещания.

Приоритетными для развития ЦРВ были приняты полосы частот 216...240 и 1452...1462,5 МГц (табл. 2.10).

Таблица 2.10

Частотные блоки ЦРВ в Европе

Номер блока	Центральная частота, МГц	Полоса частот, МГц	Частотный диапазон, МГц
13A	230,784	230,016...231,552	230...240
13B	232,496	231,728...233,264	
13C	234,208	233,440...234,976	
13D	235,776	235,008...236,544	
13E	237,488	236,720...238,256	
13F	239,200	238,432...239,968	
LA	1452,960	1452,192...1453,728	1452...1462,5
LB	1454,672	1453,904...1455,440	
LC	1456,384	1455,616...1457,152	
LD	1458,096	1457,328...1458,864	
LE	1459,808	1459,040...1460,576	
LF	1461,520	1460,752...1462,288	

В разработанной европейскими странами системе звукового вещания сигналы отдельных каналов в большинстве случаев обрабатываются по стандарту MUSICAM, затем они мультиплексируются в общий поток, сюда добавляются служебная информация, биты помехоустойчи-

вого кодирования, суммарный цифровой поток, имеющий скорость до 2 Мбит/с. Далее общий поток скремблируется и в виде пакетов длительностью 23 мс поступает на вход модулятора (обычно QPSK).

Исходя извышеизложенного, можно сделать следующие выводы.

Для передачи аналогового телерадиосигнала в микроволновом диапазоне предпочтительнее всего использовать ЧМ, обладающую неоспоримыми преимуществами по экономичности и эффективности перед АМ-методами. Это подтверждается ее широким применением в спутниковом вещании и аналоговых радиорелейных линиях СВЧ-диапазона.

Происходит планомерный всеобщий переход к цифровой форме передачи телерадиоканалов, базирующийся на современных цифровых методах сжатия без заметного ухудшения качества исходной аналоговой информации. Однако имеется определенный порог сжатия цифрового потока, после которого уровень качества передаваемого телерадиосигнала снижается. Поэтому для цифровых методов передачи требуется использование либо широкополосных радиоканалов, либо очень сложных высокоуровневых методов модуляции (например, рассмотренный COFDM для ЦТВ). Последнее требование предполагает полную замену имеющегося вещательного оборудования и существенное удорожание приемников пользователей. Так, внедрение наземного ЦТВ в Европе при использовании метода COFDM по предварительным оценкам потребует наличия у пользователей телеприемной аппаратуры стоимостью порядка 1200 дол.

Именно поэтому интенсивное внедрение ЦТВ происходит, главным образом, в спутниковом вещании, где применяются более простые методы модуляции с использованием полос частот аналогового ЧМ-телерадиовещания в СВЧ-диапазоне.

Таким образом, в микроволновом диапазоне возможна передача ЦТВ по широкополосным каналам с использованием достаточно эффективных и экономичных методов модуляции (например, QPSK). Это может сделать переход к ЦТВ более быстрым и с меньшими затратами со стороны как "вещателя", так и пользователя.

В этой связи большой интерес вызывают наземные микроволновые телерадиоинформационные системы, позволяющие с одинаковой эффективностью перетранслировать аналоговые и цифровые спутниковые телерадиоканалы. Особенно перспективны такие системы для осуществления поэтапного перехода наземного телерадиовещания от аналоговой к цифровой форме. Более подробно данные системы рассматриваются в последующих разделах.

Библиографический список

1. ГОСТ 11515-91. Каналы и тракты звукового вещания. Основные параметры качества. Методы измерений.
2. Телевизионная техника: Справочник / Под общей ред. Ю. Б. Зубарева и Г. Л. Глориозова. М.: Радио и связь, 1994.
3. *Новаковский С. В.* Стандартные системы цветного телевидения. М.: Связь, 1976.
4. *Джадд Д., Вышецки Г.* Цвет в науке и технике: Пер. с англ. М.: Мир, 1978.
5. *Певзнер Б. М.* Качество цветных телевизионных изображений. М.: Радио и связь, 1988.
6. *Хлебородов В. А.* На пути к единому мировому стандарту ТВЧ // Техника кино и телевидения. 1988. № 2.
7. Спутниковая связь и вещание: Справочник. 3-е изд. / Под. ред. Л. Я. Кантора. М.: Радио и связь, 1997. 528 с.
8. *Гвозденко А. А.* Спутниковые службы непосредственного телевидения // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. № 4–5. С. 81–109.
9. *Левин Л. С., Плоткин М. А.* Цифровые системы передачи информации. М.: Радио и связь, 1982. 216 с.
10. Цифровое кодирование телевизионных изображений / Под ред. И. И. Цукермана. М.: Связь, 1981.
11. *Игнатъев Н. К.* Дискретизация и ее приложения. М.: Связь, 1980.
12. *Техников Ф. Е., Афонин В. А., Дмитриев В. И.* Теоретические основы информационной техники. М.: Энергия, 1971.
13. Цифровая обработка телевизионных и компьютерных изображений / Под. ред. Ю. Б. Зубарева и В. П. Дворковича. М.: НАТ, 1997. 255 с.
14. *Ярославский Л. П.* Введение в цифровую обработку изображений. М.: Сов. радио, 1979.
15. *Залманзон Л. А.* Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. М.: Наука, 1989.
16. *Оппенгейм А. В., Шафер Р. В.* Цифровая обработка сигналов. М.: Связь, 1979.
17. *Прэнтл У.* Цифровая обработка изображений: В 2 т.: Пер. с англ. М.: Мир, 1982.
18. МККР. Передача компонентно-кодированных цифровых телевизионных сигналов для применения с качеством подачи и скоростью передачи около 140 Мбит/с. Рек. 721. Дюссельдорф, 1990.
19. МККР. Передача компонентно-кодированных цифровых телевизионных сигналов для применения с качеством подачи на третьем иерархическом уровне по рекомендации G.702 МККТТ. Рек. 723.-Дюссельдорф, 1990.
20. Первый в мире мобильный видеотелефон от Kuosera. Новости // Компьютерное обозрение. 1999. № 20. С. 6.
21. Recommendations of the H-Series, CCITT Study Group XV, Report R37, 1990.
22. *Ковалев Л.* MPEG живет и развивается // Компьютерное обозрение. 1997. № 17. С. 19-23.
23. *Скалозуб П.* Мультимедийный стандарт MPEG-4 // ВидеоКвадрат. 1998. № 6(8). С. 21–22.

24. Standard of ETS 300 744. // Digital Braodcasting systems for television, sound and data services. Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. 1996. P. 41.

25. *Высоцкий Г.* Алгоритмы сжатия данных звука ISO/MPEG (MUSICAM) // ТЕЛЕ-Спутник. 1998. № 8(34). С. 54–56.

3. МИКРОВОЛНОВЫЕ ТЕЛЕРАДИОИНФОРМАЦИОННЫЕ СЕТИ

Прежде чем перейти к непосредственному рассмотрению принципов построения микроволновых телерадиоинформационных распределительных сетей, кратко рассмотрим для полноты "картины" существующие в настоящее время вещательные сети:

- 3) эфирные телевизионного и звукового ОВЧ-ЧМ-вещания;
- 2) сети кабельного телерадиовещания (СКТВ);
- 3) спутникового телерадиовещания.

3.1. Традиционные сети телерадиовещания

ОВЧ– и УВЧ-телерадиовещание

Исторически первой сетью телерадиовещания развивалось эфирное распределение в диапазонах ОВЧ и УВЧ (до 800 МГц). Сеть телерадиовещания включает в себя передающую и приемную сети и сеть каналов подачи программ [1, 2]. В состав передающей сети входят теле- и радиоцентры, содержащие необходимые для создания программ комплексы оборудования и помещений, и собственно передающие радиостанции. Радиопередающая станция (РПС) – это совокупность радиопередатчика, антенно-фидерной системы и опоры передающей антенны. Их подразделяют на собственно передающие станции, на вход которых поступает модулирующий сигнал низкой частоты, и ретрансляционные станции или ретрансляторы. Телевизионным ретранслятором называют устройство, предназначенное для приема радиосигнала вещательного телевидения и повторного его излучения; станцию, программы которой ретранслируются, называют головной. Среди ретрансляторов (РТ) различают ретрансляторы-преобразователи, т. е. ретрансляторы с преобразованием частот канала приема в другой частотный канал передачи, и так называемые бустеры – ретрансляторы, излучающие в полосе частот канала приема. Передатчики телевизионного и звукового вещания располагаются на одной РПС. Фрагмент построения такой радиовещательной сети представлен на рис. 3.1.

Мощность телевизионного передатчика изображения определяют в пике огибающей модуляции (для радиосигнала звукового сопровождения с ЧМ на уровне несущей в отсутствие модуляции). В зависимости

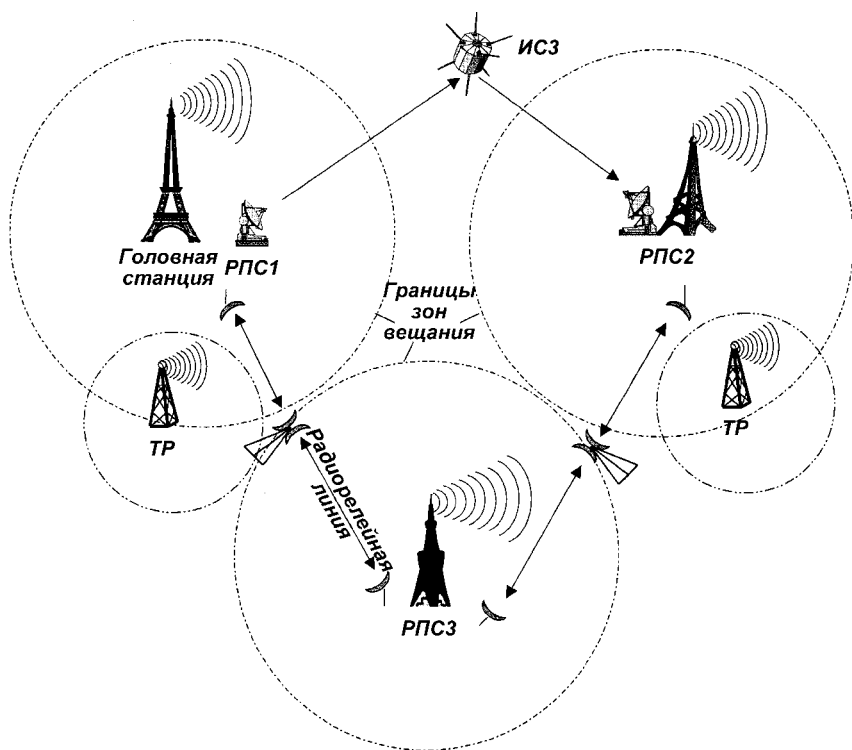


Рис. 3.1. Традиционная сеть телерадиовещания

от ее значения (в телевидении определяющей является мощность передатчика изображения) различают передатчики большой (1 кВт и более) и малой (менее 1 кВт) мощностей; мощность телевизионных ретрансляторов, как правило, менее 1 кВт.

Сети каналов подачи программ служат для передачи сигналов от теле- и радиоцентров до РПС. Для этих целей используют радиорелейные линии, кабельные магистрали и спутниковые системы. Приемная сеть состоит из установок индивидуального пользования и систем коллективного приема. В системах коллективного приема могут использоваться частотные каналы, не применяемые в данной зоне для эфирной трансляции (так называемые каналы распределения).

При построении передающей сети радиовещательные станции размещены так, чтобы обеспечить возможность приема программ для большей части населения. На первом этапе телевидения строились мощные с высокими антенными опорами радиопередающие станции в крупных

административных и культурных центрах. Развитие сети междугородной связи (в первую очередь радиорелейных линий) позволило не только обеспечить обмен программами между такими центрами, но и создать предпосылки для дальнейшего роста передающей сети в пунктах выделения программ.

Ретрансляторы предназначены для обслуживания тех участков зон действия радиопередающих станций, где не обеспечивается прием программ вещания с надлежащим качеством из-за экранирующего влияния рельефа местности, а также для расширения зон обслуживания транслирующей станции. Последнее, как правило, не гарантирует высокого качества вещания, так как при протяженной трассе в связи с малой напряженностью поля при приеме увеличивается вероятность воздействия помех из-за тропосферного или ионосферного распространения сигналов. При существенном влиянии этих помех использование таких ретрансляторов рассматривалось как временное решение.

Создание и развитие систем спутниковой связи предопределило новые принципы построения вещательной сети. Расположение ИСЗ на геостационарной орбите создало предпосылки для организации многопрограммного вещания на огромных территориях и строительства РПС с широкой номенклатурой мощностей, рассчитанных для обслуживания зон разных радиусов. Одновременно с увеличением территории, обеспечиваемой телерадиовещанием, растет число транслируемых в одном пункте программ.

Основу парка передающего оборудования эфирного телевидения составляет аппаратура, значительная часть которой эксплуатируется свыше 10 лет, что ведет к резкому увеличению эксплуатационных расходов. В соответствии с технологическими и санитарными нормами передающие станции эфирного телевидения и радиовещания занимают большие земельные площади под антенные поля и башни. В большинстве стран мира с введением налога на землю и повышением цен на электроэнергию такие радиопредприятия часто становятся экономически неэффективными.

Таким образом, информационная емкость существующих эфирных информационных сетей ограничивается частотным диапазоном, в котором они работают, большим уровнем помех, устаревшим оборудованием. Традиционное вещание в метровом и дециметровом диапазонах поэтому не может удовлетворить потребности современных пользователей.

Сети кабельного телерадиовещания

Возникновение сети кабельного телевидения относится к послевоенным годам (1948 г.) [3, 4], когда появилась потребность передачи телесигнала в местностях, где качество принимаемого изображения не удовлетворяло телезрителей. Однако наибольшее свое развитие кабельное телевидение достигло к началу 90-х годов в больших урбанизированных центрах Европы и Америки. Это было связано с двумя причинами: более высоким качеством изображения, чем у эфирных систем, и простым охватом телезрителей, живущих в плотно заселенном месте, имеющем готовые коммуникации для прокладки кабелей.

Основными элементами СКТВ являются головная станция, магистральные линии и домовые распределительные сети (рис. 3.2). Головная станция обеспечивает прием программ от местных телецентров и спутников, с радиорелейных и волоконно-оптических линий, а также от создаваемой при необходимости в составе сети местной студии. В составе головной станции имеются средства формирования широкополосного сигнала и передачи телеканалов. В помещении головной станции устанавливают также приемные устройства, радиорелейные станции, оборудование волоконно-оптических систем передачи, контрольно-измерительные приборы.

Линии распределительной сети содержат магистральные ответвители, к которым непосредственно подключены короткие субмагистральные, предназначенные для подачи телесигналов в компактно расположенную группу домов. Сигнал на отводах ответвителей может иметь разные уровни (3...15 дБ). К ответвителям подключаются домовые распределительные сети.

В магистральные линии распределительной сети через каждые 500...600 м включены широкополосные усилители для компенсации затухания и коррекции частотной характеристики кабеля.

Чаще всего домовая распределительная сеть начинается установленным в среднем подъезде домовым усилителем, который регулируется так, чтобы получить достаточную интенсивность сигнала на самом удаленном абонентском отводе. От усилителя по существующим каналам прокладывается кабель, к которому на определенных этажах подсоединяются разветвители с 3...6 отводами для подключения через абонентские коробки телевизоров, радиоприемников и декодеров.

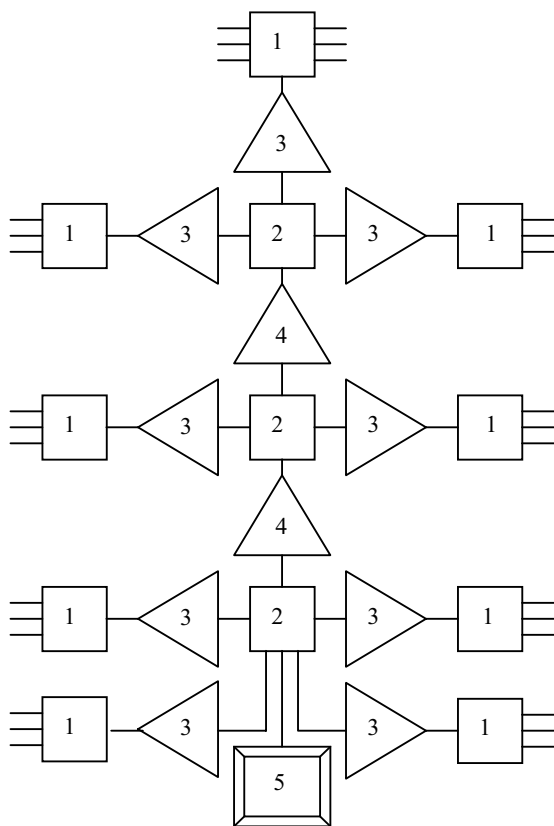


Рис. 3.2. Структурная схема древовидной кабельной сети:

1 – домовая распределительная сеть с абонентскими разветвлениями и отводами; 2 – магистральный ответвитель; 3 – домовый широкополосный усилитель; 4 – магистральный широкополосный усилитель; 5 – головная станция

В кабельных сетях использование частотного диапазона ограничивается запретом на выбор частот, совпадающих с частотами эфирных каналов или занятых источниками других мощных излучений. При увеличении числа каналов свыше 15 весьма существенную роль начинают играть нелинейные искажения второго и третьего порядков. Поэтому активные радиоэлектронные компоненты сети должны иметь выходной уровень сигнала, при котором отношение несущая/искажение составляет не менее 60 дБ. В современных сетях кабельного телевидения для передачи аналоговых сигналов в диапазоне ОВЧ (48...302 МГц) и в

суженном (302...470 МГц) диапазоне УВЧ с использованием частотно-разнесенных каналов с полосой пропускания 8 МГц, частотная структура которых соответствует радиоканалу вещательного телевидения, удастся разместить реально только 29 каналов. Кроме того, количество абонентов кабельной телесети ограничено накоплением интерференционных искажений на магистрали и соответствующим снижением отношения сигнал/шум в элементах сети. Максимальное количество последовательно включенных магистральных усилителей не превышает 7–9 (мал динамический диапазон усилителей). Все это приводит к ограничению магистральных линий и числа пользователей.

Дальнейшим развитием кабельных сетей явились волоконно-оптические линии связи (ВОЛС), которые в настоящее время позволяют передавать информацию со скоростью в десятки Гбит/с. В табл. 3.1 [5]

Таблица 3.1

Применение оптоволоконна

Тип волокна Диаметр сердцевинны, мкм	Многомодовое					Одномодовое
	62,5/125		50/125		Полимерное	
Рабочая длина волны, нм	850	1300	850	1300	650	1300
Применение:						
Гигабитный Ethernet	220 м	550 м	550 м	550 м	–	5000 м
ATM 50 Мбит/с	2000 м	1000 м	2000 м	2000 м	50 м	–
155 Мбит/с	1000 м	550 м	1000 м	2000 м	50 м	–
622 Мбит/с	300 м	2000 м	300 м	500 м	–	
Fibre Channel						
1,062 Гбит/с	175 м	–	500 м	–	–	1000 м
2,125 Гбит/с	–	–	300 м	–	–	2000 м
4,25 Гбит/с	–	–	100 м	–		2000 м

приведены рекомендуемые применения оптоволоконна в зависимости от его размеров и модовости.

Оптоволоконные кабели не подвержены внешним помехам, не боятся сырости, не окисляются и не корродируют. Они имеют низкий уровень потерь – до 0,1 дБ/км. В связи с этим оптоволоконно оказывается незаменимым при прокладке магистральных линий передачи любых

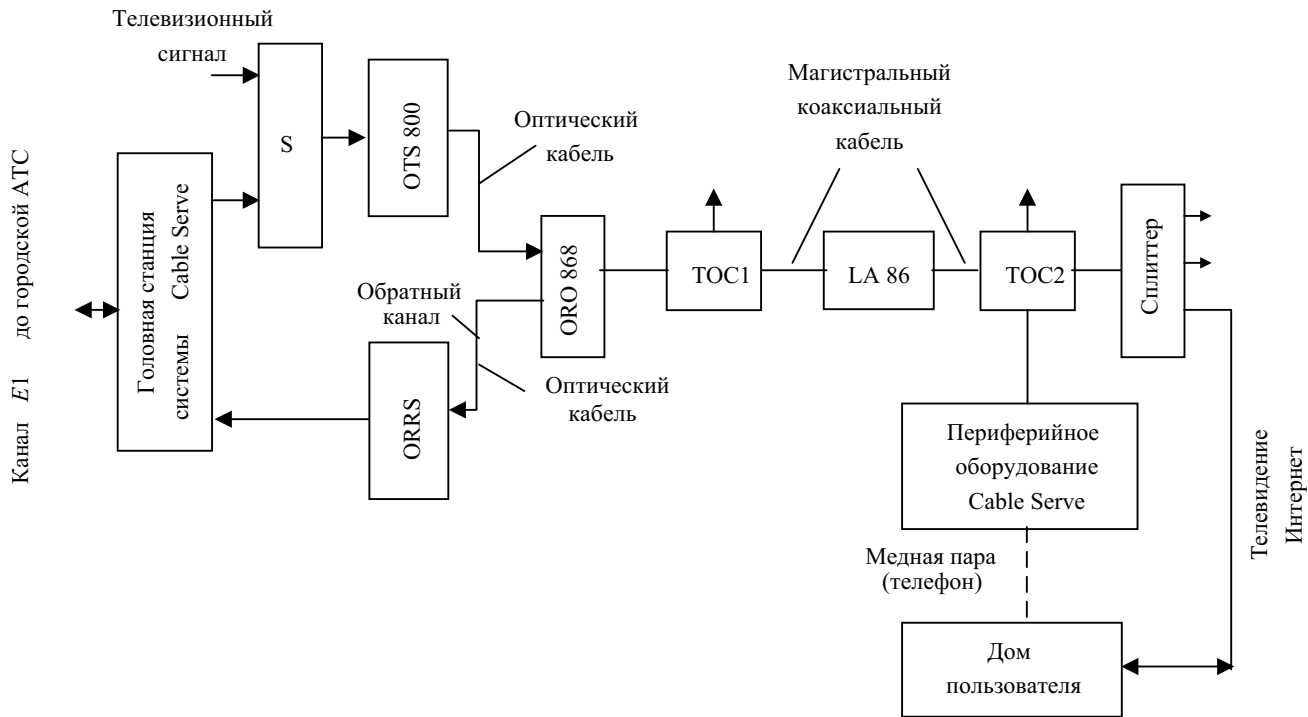


Рис. 3.3. Структурная схема интегрированной оптико-коаксиальной сети на основе систем OptiCat (Hirschmann) и Cable Serve (Hughes)

крупных сетей. Его часто применяют для субмагистральных шин телевизионных кабельных сетей, а также используют вместо многожильных телефонных кабелей на участках между АТС и удаленными концентраторами. Однако использование оптоволокну для непосредственного подключения абонентов телесети к передающей станции редко бывает экономически оправдано. В тех районах, где плотность населения невелика, ресурсы оптического кабеля используются на 5...10%, что не окупает расходы по его прокладке. Поэтому в последнее время для передачи информационных потоков начали широко применять гибридные транспортные магистрали на основе оптических и коаксиальных кабелей [6, 7].

Примером построения гибридной СКТВ является система Cable Serve фирмы HUGHES, позволяющая организовать телефонную связь и передачу данных в стандарте ISDN по оптико-коаксиальным магистралям системы OpticaT фирмы HIRSCHMANN [7,9] (рис. 3.3).

Основными элементами этой сети являются телевизионная и телефонная головные станции. Обе головные станции размещаются в одном помещении (хотя могут устанавливаться отдельно). В прямом канале (от головной станции к пользователям) передаются телевизионные сигналы и цифровой поток ISDN. При этом телевизионные сигналы передаются в полосах 47...600 МГц и 650...862 МГц, а цифровой поток (телефония, Интернет и др.) – на поднесущей 625 МГц. В прямом канале используется квадратурно-фазовая модуляция при скорости передачи 40 Мбит/с. В обратном канале также применяется квадратурно-фазовая модуляция, но скорость передачи ниже 2, 3 Мбит/с. Однако могут использоваться несколько поднесущих с разносом между ними не менее 1,8 МГц. После сумматора "S" телевизионные и цифровые сигналы поступают на вход оптического передатчика OTS8, работающего на длине волны 1,31 мкм и нагруженного на одномодовый оптический кабель. В жилом районе, в месте наиболее плотной застройки устанавливается оптический приемник ORO 868, выполняющий фактически роль районной головной станции. Он способен обеспечить выходное отношение сигнал/шум 59 дБ при уровне мощности на входе 1 мВт, индексе модуляции 4,5% и одновременной трансляции 42 телеканалов. С выхода ORO 868 телевизионные и цифровые сигналы по коаксиальному кабелю поступают на периферийное оборудование системы Cable Serve и через сплиттер на телевизионные приемники в дом пользователя. При необходимости компенсировать потери в коаксиальном кабеле на ма-

гистралы могут устанавливаться магистральные усилители типа LA 86 или DA 86. Один комплект периферийного оборудования может обслужить одновременно до 160 пользователей. При необходимости развести сигналы на несколько домов на магистрале устанавливаются магистральные ответвители ТОС1 или ТОС2. Один оптический приемник ORO 868 способен работать на несколько домов (или комплектов периферийного оборудования).

Каждый из пользователей связан с периферийным центром Cable Serve медной парой через телефонный коммутационный щит.

Сигналы обратного канала смешиваются на ответвителе и поступают в магистральный коаксиальный кабель. Для поддержания требуемого уровня в обратном канале усилитель LA 86 имеет активную вставку обратного канала с коэффициентом усиления 20 дБ. Магистральный оптический приемник имеет в своем составе небольшой оптический передатчик обратного канала с радиочастотным входом, ретранслирующий сигналы в полосе 5...30 МГц. Рабочая длина волны этого передатчика, как и передатчика прямого канала – 1,31 мкм. Для прямого и обратного каналов используются волокна одного кабеля. Приемник обратного канала ORRS и передатчик ОТС устанавливаются совместно с телефонной головной станцией системы Cable Serve.

Таким образом, современные системы кабельного телевидения позволяют абоненту:

- просматривать более 40 телевизионных программ;

- организовывать по обратному каналу запросы к справочным службам, обеспечивать работу устройств охраны квартир пользователей кабельной сети и т. п.;

- автоматически собирать информацию о расходе электроэнергии, газа и тепла;

- иметь дополнительную телефонную линию;

- подключаться к сети Интернет и получать ряд других услуг.

Следует отметить, что СКТВ четко привязана к определенному месту, имеющему требуемую с экономической точки зрения плотность населения и наличие коммуникаций. Поэтому для образования и наращивания СКТВ в настоящее время повышенный интерес вызывают применения микроволновых радиоудлинителей. Это объясняется тем, что именно в миллиметровом диапазоне возможна широкополосная передача через радиоканал потока информации со скоростями близкими к тем, что реализуются в ВОЛС. Однако такое построение уже порождает

новый вид интегрированных сетей, отличных по своему функциональному назначению от СКТВ.

Сети спутникового телерадиовещания

Большое развитие в настоящее время получила сеть спутникового телерадиовещания, объединившая телерадиоинформационные сети целых континентов и позволившая впервые реально ввести цифровое вещание.

В зависимости от размеров зоны обслуживания, содержания источников формирования передаваемой программы принято различать национальные (действующие в пределах одной страны) и региональные (действующие в пределах группы соседних стран) системы спутникового вещания.

В национальной системе передаются, как правило, общедоступные телепрограммы некоммерческого характера на языках данной страны,

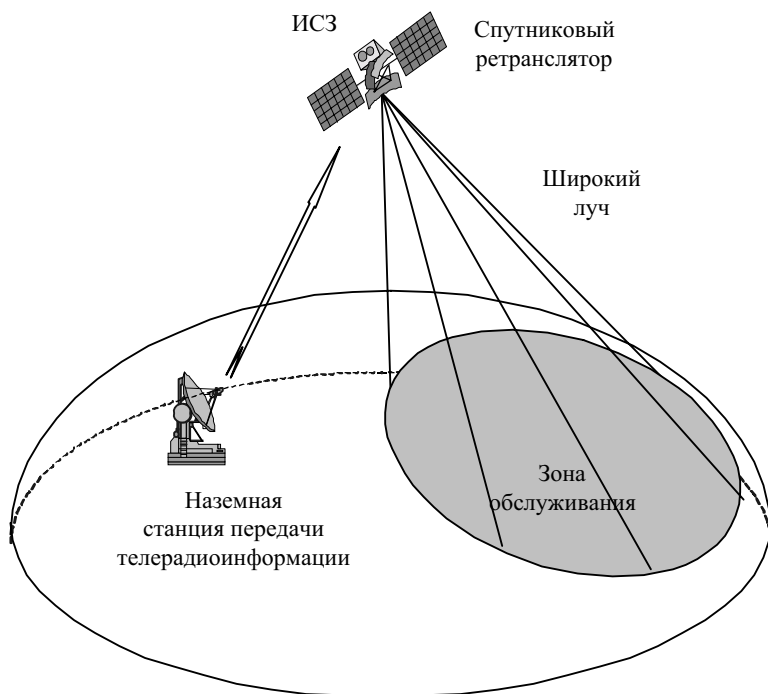


Рис. 3.4. Упрощенная схема спутникового непосредственного телерадиовещания

рассчитанные на прием большей частью ее населения. Именно для таких систем в первую очередь предназначен диапазон 12 ГГц, хотя сегодня многие страны используют для национального телевидения и диапазоны фиксированной спутниковой службы (ФСС).

Региональные системы действуют в основном в рамках ФСС, допускающей подачу сигналов за пределы национальной территории. Программы носят преимущественно коммерческий характер, иногда передаются в закодированном виде и формируются в расчете на определенные категории телезрителей по культурным запросам, профессиональным интересам и другим признакам.

Спутниковое непосредственное телевидение (СНТВ) (рис. 3.4) в мире осуществляется в основном в диапазоне 14/11 ГГц, суммарная полоса частот которого достигает 1 ГГц, а с учетом применения двух поляризаций сигнала – 2 ГГц. Выходная мощность передатчиков составляет 100...200 Вт. На приемной станции используются антенны диаметром 0,6...0,9 м. Ведется подготовка к началу передачи по спутниковым каналам телепрограмм высокой четкости.

Распределение телевизионных каналов различных стандартов в Восточном полушарии (на дуге 113° в. д. – 27,5°з. д.) приведено в табл. 3.2 [10].

Таблица 3.2

Распределение спутниковых телеканалов различных стандартов в Восточном полушарии

Годы	Ноябрь 1996	Ноябрь 1997	Сентябрь 1998
Число телеканалов			
в диапазоне: 6/4 ГГц	136	135	114
14/11 ГГц	403	447	450
Всего	539	582	564
В том числе:			
PAL	296	271	189
SECAM	46	52	28
NTSC	9	10	9
B-MAC	11	6	4
D2-MAC	37	45	40
MPEG	86	150	247

Для построения современных СНТВ характерно стремление установить как можно больше спутников, и соответственно ретрансляционных стволов, в одну позицию на геостационарной орбите. В наиболее популярной в Европе региональной системе Astra для этого используется точка 19° в. д., в которой сосредоточено семь спутников, а в системе Eutelsat – точка 13° в. д. (пять ИСЗ). Это создает большие удобства пользователям, поскольку позволяет принимать несколько десятков, а в перспективе – сотни телепрограмм без переориентации приемной антенны.

Таблица 3.3

Технические данные некоторых спутников телерадиовещания

Параметры систем спутникового вещания, ИСЗ	<i>Eutelsat IF1</i>	<i>Eutelsat IF6</i>	<i>ASTRA 1A, B</i>	<i>ASTRA 1C, D</i>	<i>ASTRA 1E</i>
Позиция на геостационарной орбите	13° в. д.	13° в. д.	19,2° з. д.	19,2° з. д.	19,2° з. д.
Год запуска	1990	1995	1988, 1991	1993, 1994	1995
Расчетный срок существования, лет	9	10	12	13	14
Масса ИСЗ, кг	915	—	1820	2500	—
Мощность источников питания, Вт	3000	—	2309	3300	—
Диапазон, ГГц	14/11; 14/12,5	14/11	14/11	14/11	14/12
Число стволов на ИСЗ	16	16	16	18	18
Зона обслуживания	Суперширокий луч		4 узких луча, Европа		
Мощность на ствол, Вт	50	70	45/60	63	85
Эквивалентно изотропно излучаемая мощность, дБ·Вт	49	46	50	50	50
Полоса частот ствола, МГц	9 × 36; 7 × 72	36	26	26	33
Пропускная способность, каналы	22	16	16	18	18

Технические данные основных спутников Astra и Eutelsat приведены в табл. 3.3.

Принятие в 1977 г. Плана распределения спутникового вещания на Всемирной радиоконференции (ВАКР-77) стимулировало создание в Европе национальных систем с мощными спутниками, работающими в диапазоне 11,7...12,5 ГГц. План этого диапазона разработан для передачи телесигналов с помощью ЧМ и сигналов звукового сопровождения с использованием ЧМ-поднесущей, расположенной выше спектра изображения (т. е. с двойной ЧМ для сигнала звукового сопровождения). Однако допустимы и другие методы передачи (сейчас – это цифровые MPEG-каналы) при условии отсутствия повышения уровня помех по сравнению с допустимыми уровнями для систем, заложенными в Плане. Из планирования был исключен вариант АМ, поскольку в этом случае требуется большая мощность бортового передатчика и возникают трудности совмещения с другими радиослужбами. Размах девиации частоты от пика до пика полного телесигнала выбран равным 12 МГц, что обеспечивает необходимое качество обслуживания. При этом качество, достигаемое при СНТВ, в целом одинаково во всей зоне обслуживания и выше качества на краю зоны обслуживания наземного телевидения, которое заметно выше в центре, чем по краям зоны. За критерий качества в Плане принято отношение сигнал/шум в тракте, которое должно быть не менее 14 дБ в полосе частот 27 МГц в течение не менее 99% времени наихудшего месяца. При этом обеспечивается отношение сигнал/невзвешенный шум порядка 33 дБ для систем, использующих 625 строк, что соответствует примерно 45 дБ на выходе канала изображения.

Реализация Плана за время его существования была незначительной, так как требовала создания спутника очень большой мощности. Конкурентоспособность систем радиовещательной спутниковой службы оказалась невысокой из-за ограниченных национальной территорией зон обслуживания и небольшого числа программ. В соответствии с Планом были реализованы всего несколько систем – в Великобритании, Германии, Испании, Швеции, Франции и Японии. Сети Франции и Германии (TDF, TV-Sat) на сегодня прекратили работу.

Для стран СНГ основным недостатком плановых частотных присвоений было выделение на разных позициях разных частотных каналов и лучей разной ширины; ряд каналов выделялся для локального покрытия. Это делало невозможным использование на всех позициях унифицированного ИСЗ, уменьшало число каналов, доступных абоненту на конкретной территории.

Поэтому ряд стран подали заявки на создание спутниковых сетей с техническими параметрами, отличающимися от плановых. Это нашло свое отражение в принятии нового Плана в 1997 г. на Всемирной радиоконференции (ВИР-97) в Женеве [11]. Согласно новому Плану, устранялись отмеченные недостатки старого и были выделены дополнительные спутниковые каналы для СНТВ. Так, например, только Россия получила столько же орбитальных позиций и почти то же число каналов, сколько имел ранее весь СССР (69 вместо 70).

Существенно увеличить число передаваемых телепрограмм по стандартному стволу геостационарного спутника связи (в 4...10 раз) позволили методы цифрового сжатия видеосигнала по стандарту MPEG. Только в Европе к октябрю 1998 г. число программ, передаваемых в цифровом виде, увеличилось до 260.

Так, начавшийся в известной российской сети "НТВ-Плюс" переход к передаче программ в цифровой форме с компрессией позволил резко в 6...8 раз увеличить число передаваемых программ, что привело к росту ее популярности [12, 13]. Для цифровой передачи выбран стандарт MPEG-2/DVB, обеспечивающий высокое качество изображения и допускающий высокую гибкость при выборе параметров передаваемого сигнала, а самое главное – совместимость с приемными установками, выпускаемыми разными фирмами. В стандарте MPEG-2/DVB ведется все цифровое спутниковое вещание в Европе, а также в некоторых сетях СНТВ в США (например, в сети "Эхостар"). Переход к цифровой передаче сегодня облегчен резким снижением в последнее время стоимости индивидуальной приемной установки (до 200...300 дол. вместе с декодером). При этом аналоговая сеть "НТВ-Плюс" в переходный период будет продолжать действовать.

Для цифровых каналов используется символьная скорость передачи в стволе 27,5 мегасимволов/с, что позволяет передавать информацию со скоростью 38 Мбит/с (при относительной скорости кодирования 3/4). Для каждой из программ выделяется цифровой поток со скоростью 5...8 Мбит/с.

Большое внимание уделяется работам в области интерактивного телевидения, основанного на ряде информационных технологий, позволяющих телезрителям выбирать, что и когда им смотреть. В настоящее время в стадии разработки и тестирования находится большое число приложений интерактивного телевидения: платные фильмотеки, видео-

игры, средства получения индивидуальных программ новостей и дополнительной информации о просматриваемых передачах и пр.

Самый мощный спутник для непосредственного вещания типа Anic F1 заказала канадская компания Telesat Canada фирме Hughes на базе платформы HS-702 с общей мощностью бортовых источников питания 15 кВт. Полезная нагрузка будет состоять из 49 ретрансляторов диапазона 14/11 ГГц и 36 – диапазона 6/4 ГГц, а зона обслуживания будет охватывать Северную и Южную Америку.

С экономической и технической точек зрения использование спутниковой сети вещания наиболее целесообразно в качестве глобальной распределительной сети. Однако спутниковое вещание нуждается в существенных затратах на поддержание своей космической части. Кроме этого, появление широкополосных микроволновых распределительных наземных сетей делает непосредственный спутниковый прием индивидуальным, живущим в одном компактном месте абонентам, нерентабельным.

Таблица 3.4

Сравнительные характеристики традиционных телерадиовещательных сетей

Наименование сети	Достоинства	Недостатки
Эфирное телерадиовещание в метровом и дециметровом диапазонах	<p>Беспроводное распространение сигналов</p> <p>Возможность охвата больших территорий площадью до 1500–10000 кв. км.</p> <p>Возможность непосредственного приема сигналов на телеприемники</p> <p>Наличие развитой инфраструктуры</p>	<p>Ограниченная информационная емкость диапазонов</p> <p>Высокие удельные затраты на канал</p> <p>Необходимость излучения больших мощностей для охвата больших территорий</p> <p>Большое энергопотребление</p> <p>Большой размер санитарно защитной зоны</p> <p>Потребность в сложных капиталоемких специальных сооружениях (мачты, башни)</p> <p>Наличие районов с плохим приемом сигналов вследствие интерференционных явлений</p> <p>Низкая помехозащищенность</p> <p>Большие затраты при переходе</p>

Наименование сети	Достоинства	Недостатки
Сети кабельного телерадиовещания	<p>Невысокие удельные затраты на канал при увеличении числа каналов</p> <p>Возможность предоставления абонентам дополнительных услуг Интернет, телефон и др.</p> <p>Возможность простого контроля абонентов в коммерческой сети</p> <p>Более высокое качество телесигнала по сравнению с традиционным эфирным</p> <p>Возможность непосредственного приема сигналов на телеприемники</p>	<p>Низкая помехозащищенность</p> <p>Большие затраты при переходе к вещанию в цифровом виде</p> <p>Потребность в большом количестве распределительных линий между передатчиками</p> <p>Необходимость выполнения большого объема земляных работ, преодоления естественных и искусственных преград при прокладке кабелей</p> <p>Высокие стоимости этих работ и материалов</p> <p>Низкая надежность линий и оборудования вследствие сложных условий эксплуатации</p> <p>Значительные эксплуатационные затраты</p> <p>Низкое качество приема удаленными приемниками</p> <p>Ограниченная информационная емкость (только для медных кабелей)</p> <p>Сложность изменения конфигурации сети</p> <p>Экономическая неэффективность применения в местах с низкой плотностью населения</p>
СКТВ на оптоволокне	<p>Огромная информационная емкость со всеми преимуществами предыдущей технологии и высоким качеством</p>	<p>Необходимость выполнения дорогостоящих работ по прокладке</p>

Наименование сети	Достоинства	Недостатки
Спутниковое теле- радиовещание	Высокая помехозащищенность	Экономическая нецелесообразность подвода оптоволоконна к индивидуальным абонентам Высокая стоимость одномодового волокна
	Возможность охвата больших территорий площадью свыше 1млн кв. км	Необходимость применения дорогостоящего приемного оборудования с перенацеливаемыми антеннами для приема сигналов с разных ИСЗ
	Высокое качество аналогового вещания вследствие использования частотной модуляции	Трудности с размещением индивидуальных антенн значительного размера
	Открытое распространение сигналов	Недостаточная надежность антенных приводов в плохих погодных условиях
	Значительная информационная емкость вследствие большой емкости диапазона и большого количества ИСЗ – источников сигнала на орбите	Более высокая стоимость приема закрытых программ по сравнению с кабельными сетями
	Быстрый переход на вещание в цифровом виде	Дорогостоящий космический сегмент сети
	Большие возможности по созданию глобальных сетей Область международного сотрудничества	

Каждая из представленных вещательных сетей имеет свои достоинства и недостатки, приведенные в табл. 3.4. Все сети прочно вошли в повседневную жизнь и образуют некий симбиоз вещательных услуг. Там, где затруднен прием эфирного вещания, проложены кабельные сети, а где имеются трудности с прокладкой кабеля, используется беспроводная трансляция. Однако, при всем при этом, предпочтение прак-

тически всегда отдается той сети, которая предоставляет наилучшее качество передаваемого телерадиосигнала.

Именно по этой причине в крупных населенных пунктах нашли такое широкое распространение СКТВ, несмотря на наличие в этих районах широкой сети традиционного эфирного вещания. Однако рост количества программ телевидения с требованием предоставления дополнительных информационных услуг потребовал поиска более эффективных телекоммуникационных систем в качестве альтернативы СКТВ с одной стороны и как наземное расширение спутникового вещания – с другой.

Реализацией таких требований стали микроволновые телерадиоинформационные распределительные сети (МТРС), явившиеся трансформацией классического микроволнового радиорелейного оборудования в зоновое эфирное вещание.

3.2. Принципы построения микроволновых телерадиоинформационных сетей

Основные достоинства МТРС и их классификация

Системы МТРС получили в последние годы широкое распространение как альтернатива современным кабельным сетям, в которых распределительная сеть строится за счет прокладки коаксиальных или оптических кабелей.

Применение таких систем наряду с высоким качеством телесигнала имеет ряд неоспоримых преимуществ перед кабельными сетями:

не требуется дорогостоящая прокладка подземных или воздушных кабельных линий;

легче добиться высокого качества сигнала, так как на пути его распространения отсутствует большое количество усилителей;

компактность и мобильность, не требуется содержания большого штата сотрудников для эксплуатации и ремонта сети;

малое время развертывания и соответственно быстрая окупаемость вложенных средств;

для расширения сети в пределах зоны обслуживания передатчика МТРС не требуется перепроектирования или переделки передающего оборудования;

при возникновении технической или коммерческой необходимости система может быть в короткие сроки демонтирована и установлена в другом месте или продана;

возможность осуществления широкополосного вещания;
готовность к вещанию в цифровой форме и передаче данных.

По сравнению с сетями эфирного телерадиовещания в метровом и дециметровом диапазонах МТРС обладают следующими достоинствами:

существенно более высокое качество передаваемого сигнала;

высокая помехозащищенность;

более низкие уровни излучаемой мощности;

не требуется сложных капиталоемких сооружений (мачт, башен);

низкое энергопотребление;

более высокая информационная емкость микроволнового диапазона;

простой переход к вещанию в цифровом виде;

для большинства систем хорошая совместимость со стандартами передачи спутникового вещания;

малое время развертывания.

Микроволновые распределительные сети в большинстве случаев строятся как наземные местные распределительные сети спутникового вещания. Обладая качеством передаваемого сигнала последних, МТРС не имеют недостатков, присущих СНТВ, что определяется следующими достоинствами МТРС:

абонентскому оборудованию для приема телерадиопрограмм достаточна установка одно-нацеленной антенны с габаритами существенно меньшими, чем требуются в СНТВ;

отсутствует дорогостоящий космический сегмент ретрансляции;

низкая стоимость установки и эксплуатации;

низкие удельные затраты на канал;

малое время развертывания;

простая совместимость и взаимосвязь с наземными информационными сетями;

возможность использования разнообразных типов распределительных линий.

В зависимости от радиуса действия МТРС классифицируются: на большого (более 30 км), среднего (15...30 км), малого (менее 15 км) радиуса действия, отовые структуры (менее 10 км).

По виду передаваемой информации МТРС можно подразделить: на аналоговые телерадиовещательные; аналогово-цифровые телерадиоинформационные вещательные; аналогово-цифровые с наличием обратных цифровых каналов; полностью цифровые с обратными радиоканалами.

Согласно виду обслуживаемой зоны МТПС бывают: всенаправленные круговые (направленность рассматривается от центра круга к его

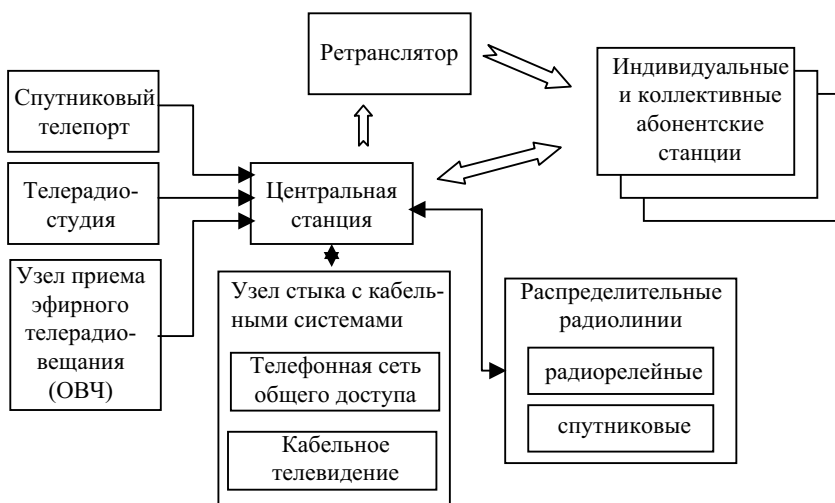


Рис. 3.5. Построение базового комплекса МТПС

периметру); однонаправленные секторные; всенаправленные секторизированные (круговая зона обслуживания делится на определенное количество секторов).

Состав МТПС

В общем случае в состав МТПС (рис. 3.5) входят:

- 1) центральная станция (ЦС);
- 2) распределительные радиолинии или ВОЛС;
- 3) узел стыка с кабельными системами;
- 4) спутниковый телепорт;
- 5) телерадиостудия;
- 6) узел приема эфирного телерадиовещания;
- 7) ретрансляторы;
- 8) индивидуальные и коллективные абонентские станции.

Основой МТПС служат центральные станции (рис. 3.6), предназначенные для приема, обработки и трансляции телерадиоинформации, поступающей к ней через распределительные радиолинии и кабельные сети, а также из спутникового телепорта, телерадиостудии и узла при-

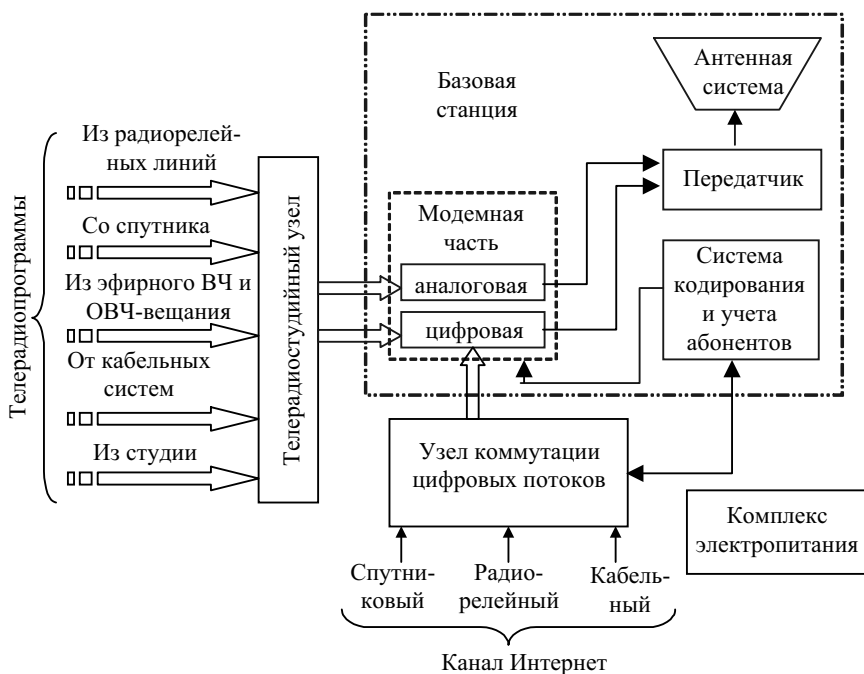


Рис. 3.6. Центральная станция МТРС

ема эфирного вещания. Для обработки и контроля поступающих на ЦС телерадиопрограмм используется специальный телерадиоузел, состав которого может изменяться от простого VHS-видеомагнитофона с телевизорами до студийных цифровых видеокомплексов, позволяющих обеспечить обработку и мультиплексирование цифровых телепрограмм.

Работу с цифровыми потоками данных (доступ в Интернет или локальную интранет-сеть) производит узел коммутации цифровых потоков. Он позволяет сопрячь аппаратуру передатчиков с цифровыми потоками данных, поступающих с радиорелейной и кабельной линий, спутникового канала. Также при необходимости в состав узла коммутации может входить полный комплекс оборудования провайдера Интернет с выходом в ТСОП.

Центральная станция содержит систему кодирования и учета абонентов, построенную на основе компьютерной базы данных, аналоговой и цифровой систем кодирования. Компьютерная база данных постоянно отслеживает индивидуальные запросы абонентов на трансляцию тех или иных телерадиопрограмм и потока данных, имеет выход в ТСОП и пре-

доставляет входные данные для управления системами кодировки вещательных каналов.

Система кодирования и учета абонентов совместно с модемной частью, антенной системой и передатчиком (или приемопередатчиком) составляют так называемую базовую станцию (БС) – главный узел по обеспечению трансляции телерадиоинформации в микроволновом диапазоне.

Модемная часть представляет собой стойку аналоговых и цифровых модемов, обеспечивающих требуемую модуляцию поступающих на них

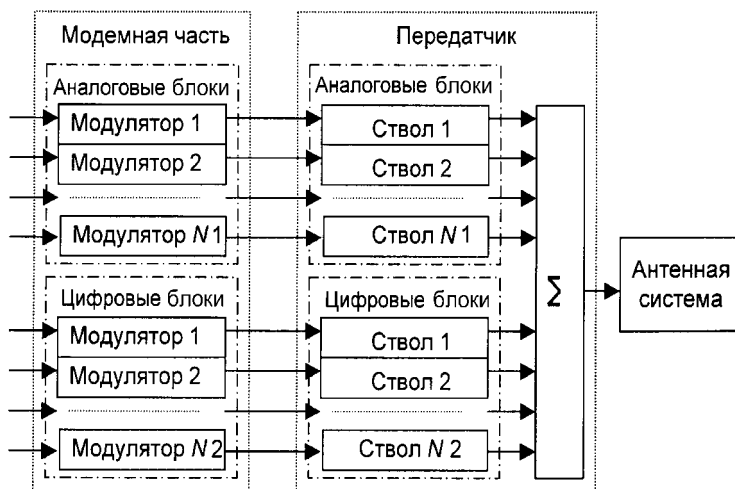


Рис. 3.7. Передатчик с независимыми стволами

сигналов и перенос последних на входную промежуточную частоту передатчика базовой станции. Количество модемов определяется количеством передающих каналов станции.

В зависимости от построения стволов передатчика различают передатчик с независимыми стволами (рис. 3.7) и групповой (с одним выходным усилителем) (рис. 3.8). При первом построении каждый канал МТРС имеет свой отдельный передающий ствол, не зависящий от других. Объединение стволов производится в частотном сумматоре, непосредственно связанном с антенной системой. Такое построение позволяет учитывать особенности передаваемого конкретного канала (метод модуляции, стабильность частоты и др.) и добиваться максимально высокого качества транслируемого сигнала.

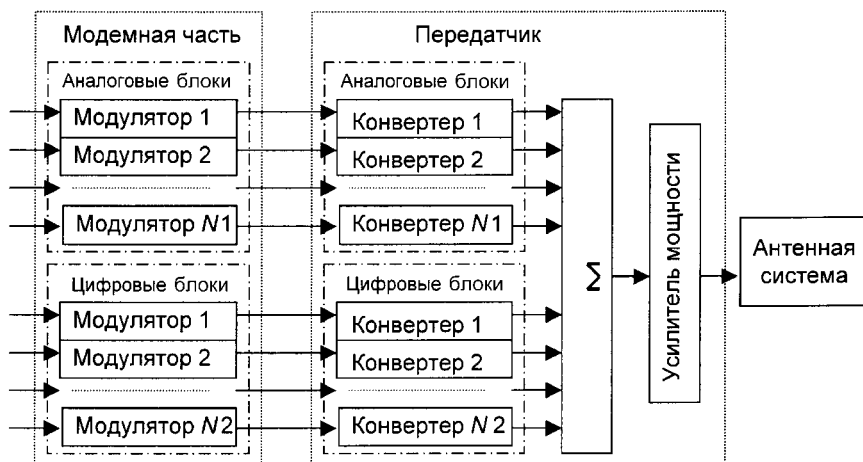


Рис. 3.8. Передатчик с одним выходным усилителем

Групповое построение передатчика более дешевое, но имеет ряд недостатков, связанных с жесткими требованиями на единый для всех каналов выходной широкополосный усилитель мощности. Здесь сигналы после модуляторов в конверторах сдвигаются по частоте вверх, суммируются в устройстве объединения и поступают на широкополосный усилитель мощности. Такое построение удобно для трансляции телерадиопрограмм в длинноволновой части СВЧ-диапазона, где возможна реализация подобного усилителя и его надежная работа при соблюдении всех налагающихся на него требований, особенно по уровням интермодуляции и неравномерности частотно-фазовых характеристик. С повышением частоты групповое построение передатчика становится малоэффективным.

В качестве антенной системы используется фидерный тракт на основе волноводов или коаксиальных кабелей и антенн с суженными диаграммами направленности (ДН) в вертикальной плоскости, чтобы не создавать помех спутниковым приемным установкам. Антенны могут быть всенаправленными с круговой ДН и рупорные секторные с раскрывами от 30 до 270 градусов. Применение тех или иных типов антенн определяется потребностями по величине охвата территории, разрешенному сектору вещания, ограничениями, накладываемыми используемым рабочим диапазоном частот, особенностями создаваемой территориальной телерадиоинформационной сети.

Для качественного приема ЧМ аналоговых и цифровых телерадиоинформационных сигналов спутниковых каналов используется телепорт, в состав которого входят ряд приемных комплексов с антеннами диаметра от 1,5 до 5 м.

Главным образом, инфраструктуру МТРС образуют распределительные радиолинии, которые соединяют студийные центры с ЦС, БС с центральной и между собой, а также образуют соединения с ТСОП и различными линиями волоконной связи (ЛВС). Радиолинии строятся, преимущественно, на основе микроволновых малогабаритных радиорелейных станций и, реже на выделенных спутниковых каналах. Однако из-за большого объема передаваемой информации в МТРС (десятки аналоговых телеканалов, цифровые потоки с суммарными скоростями передачи до 100 Мбит/с) в последнее время в качестве распределительных линий, где позволяют местные условия, применяются ВОЛС. Это особенно важно для цифровых МТРС КВЧ-диапазона, которые призваны обеспечить полный набор современных услуг цифрового доступа как к компьютерным сетям, так и к ТСОП, мультимедийным банкам данных.

Назначение ретрансляторов в МТРС аналогично их назначению в традиционном эфирном вещании – обслуживание тех участков зон действия радиопередатчика ЦС, где не обеспечивается прием транслируемых сигналов с надлежащим качеством из-за экранирующего влияния рельефа местности, а также для расширения зон обслуживания транслирующей центральной станции.

Наибольшее разнообразие имеют абонентские станции приема в МТРС. Они могут быть индивидуальными и коллективными, совместимыми со стандартными спутниковыми тюнерами или выполненными только под определенный тип МТРС, предназначенными исключительно для приема телепрограмм или и потока данных и т.д. Очевидно, что многообразие абонентских станций вполне закономерно и определяется типом МТРС, назначением конкретного абонентского терминала и его ценой.

Построение МТРС

В зависимости от используемых БС антенных систем, как уже отмечалось, зона трансляции МТРС может быть круговая (при всенаправленной антенне) и секторная (при соответствующей антенне или антеннах). В круговой зоне действия БС располагается в центре окружности, радиус которой называют дальностью действия системы. Величи-

на такого радиуса сильно зависит от погодных условий и рельефа местности. Поэтому обычно, под радиусом действия подразумевают расстояние от БС до точки уверенного приема в наихудших погодных условиях для данной местности. При расчетах интерференции между близлежащими зонами вещания базовых станций используется понятие максимального радиуса действия, который определяется как наибольшее расстояние от БС до точки возможного приема сигнала МТРС без учета ослабления радиоволн в гидрометеорах и влияния поверхности ландшафта.

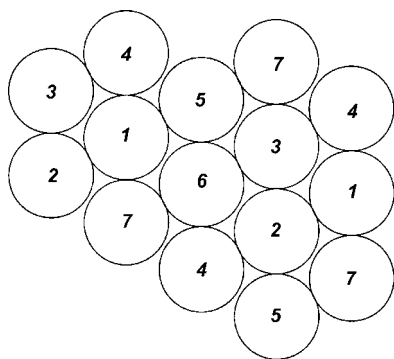


Рис. 3.9. Расположение базовых станций: при круговой зоне трансляции

При круговой зоне трансляции выбор частот вещания близко расположенных БС (или их ретрансляторов) следует выбирать, как показано на рис. 3.9. Здесь изображен ряд круговых зон с номерами от 1 до 7, которые соответствуют семи различным рабочим частотам передачи. Поляризаационное и временное разделение каналов передачи рекомендуется применять внутри зон вещания, а не для обеспечения развязки между близлежащими зонами, чтобы не было никаких предпосылок для возникновения случайных перекрестных помех одной зоны на другую.

Ограниченность частотного ресурса, присущая любой радиосистеме

(но в разной мере), и необходимость вещания в определенной пространственной зоне при обеспечении максимальной эффективности использования мощности передатчика определили организацию вещания по секторам. При этом зона трансляции (включая и случай круговой) делится на четное число (4, 6, 8 и т. д.) угловых секторов, в которых устанавливаются передатчики с антеннами с секторной ДН. Секто-

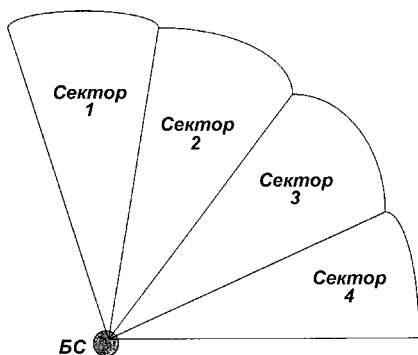


Рис. 3.10. Четырехсекторная зона вещания

ры через один могут обслуживаться одинаковыми (по частоте) передатчиками, что повышает эффективность использования полосы частот в 2, 3, 4 и т. д. раз. Пример построения четырехсекторной зоны вещания показан на рис. 3.10. Как видно из рисунка, наибольшая опасность возникновения межсекторных помех лежит в близкой зоне от передатчика, где возможно наличие высокой плотности излучений от боковых лепестков секторных антенн, что предъявляет к последним высокие требования по обеспечению их подавления. Отстройка сигналов в смежных секторах организуется за счет частотного разноса, смены поляризации или способа модуляции.

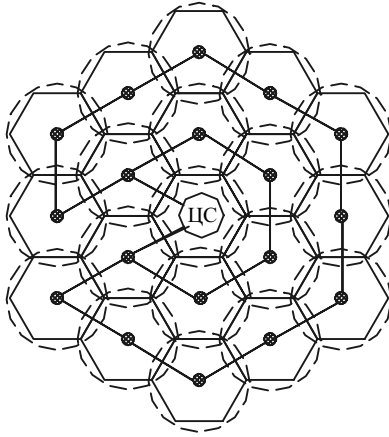
Эффективность использования полосы частот и мощности передатчиков для МТРС КВЧ-диапазона может быть повышена и за счет организации сети по сотовому принципу, основанному на том, что территория вещания подразделяется на небольшие ячейки, своеобразные "соты", каждая из которых обслуживается отдельным передатчиком. Радиус его действия, как правило, невелик – до 3...6 км.

Каждая такая ячейка содержит одну базовую или ретрансляционную станцию, которая работает в определенном частотном канале и связана с соседней ячейкой, образуя таким образом полную зону обслуживания. Ретрансляционная станция содержит два приемопередатчика и размещается в центре ячейки. Эти два приемопередатчика называются базовыми или ретрансляционными в зависимости от выполняемой ими функции. Базовый приемопередатчик использует всенаправленную антенну для обслуживания абонентов своей ячейки, а ретрансляционный приемопередатчик использует направленную антенну (в случае радиорелейной линии) или кабельный канал для установления связи с базовой или ретрансляционной станцией в соседней ячейке.

Сотовое построение для МТРС КВЧ-диапазона является единственным возможным. Это обусловлено быстрым затуханием миллиметровых волн в атмосфере. Удаленные соты соединяются оптоволоконном или другой скоростной линией.

Примеры построения МТРС на основе сотовых структур типа "кольцо" и "звезда" представлены на рис. 3.11. Кольцевые структуры МТРС могут строиться по принципу "кольцо в кольце", который позволяет производить наращивание сотовой сети по периметру существующей зоны действия, образуя внешнее кольцо из БС, соединенных высокоскоростной линией связи. При этом все кольца имеют выход на одну общую ЦС МТРС.

а)



б)

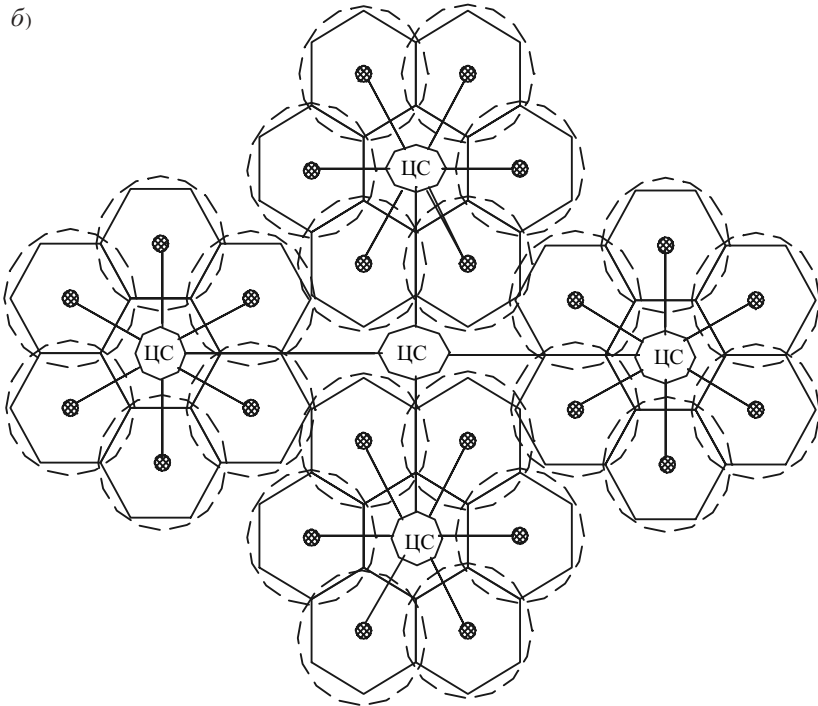


Рис. 3.11. Сотовое строение МТРС: а – "кольцо"; б – "звезда"

⊗ – базовая станция МТРС;

— – линия связи между базовыми и центральной станциями (РРЛ или ВОЛС)

Звездообразная структура построения является наиболее характерной для МТРС и рекомендуется при образовании сети из ряда независимых МТРС с одной центральной и расположенными вокруг нее базовыми станциями. Такая структуризация позволяет создавать распределенную на местности сеть, в состав которой могут входить удаленные МТРС.

Однако построение крупномасштабной телерадиоинформационной сети исключительно на основе МТРС в большинстве случаев нереально. Это связано, во-первых, с тем, что в любом месте найдется хотя бы одна функционирующая информационная система, которая в значительной степени может удовлетворять какую-то часть своих пользователей. Во-вторых, очевидно, что в городских районах с высокой плотностью населения и многоэтажной застройкой при наличии развитой коммуникационной инфраструктуры наиболее эффективно применение СКТВ. В-третьих, к сожалению, в настоящее время в странах СНГ существует значительный малоимущий слой населения, который не в состоянии позволить себе пользоваться услугами платного телерадиовещания. И, наконец, в-четвертых, увеличение потока передаваемой информации требует высокоскоростных линий связи, в качестве которых в наземных магистралях используется ВОЛС, а в глобальных межконтинентальных магистралях – спутниковые линии связи.

Таким образом, реально МТРС в той или иной степени всегда взаимодействует с имеющимися в зоне ее действия и близлежащих районах телерадиоинформационными сетями. При этом, в ряде случаев, взаимное функционирование последних с МТРС позволяет свести на нет присущие им недостатки (см. табл. 3.4), которые устраняют преимущества технологии МТРС.

Пример данного симбиозного построения телерадиоинформационной сети отдельного административного района представлен на рис. 3.12.

Такая сеть образуется двумя подсетями с головными центральными станциями *ЦС МТРС* и *ЦС3 СКТВ*. В состав первой подсети входят *РТ1*, *РТ2* и *ЦС1 СКТВ*, а второй – *ЦС2* и *ЦС4 СКТВ*, *БС1*, *БС2* и *БС3* (*РТ* – ретранслятор МТРС, *БС* – базовая станция МТРС). В качестве источников телерадиосигналов для головных станций подсетей используются каналы *СНТВ* (спутниковый телепорт) и телецентр (телецентр → *РПС* → *ЦС МТРС* и телецентр → *ЦС2 СКТВ* → *БС2* → *ЦС3 СКТВ*). Распределительными линиями для первой подсети служат радиорелей-

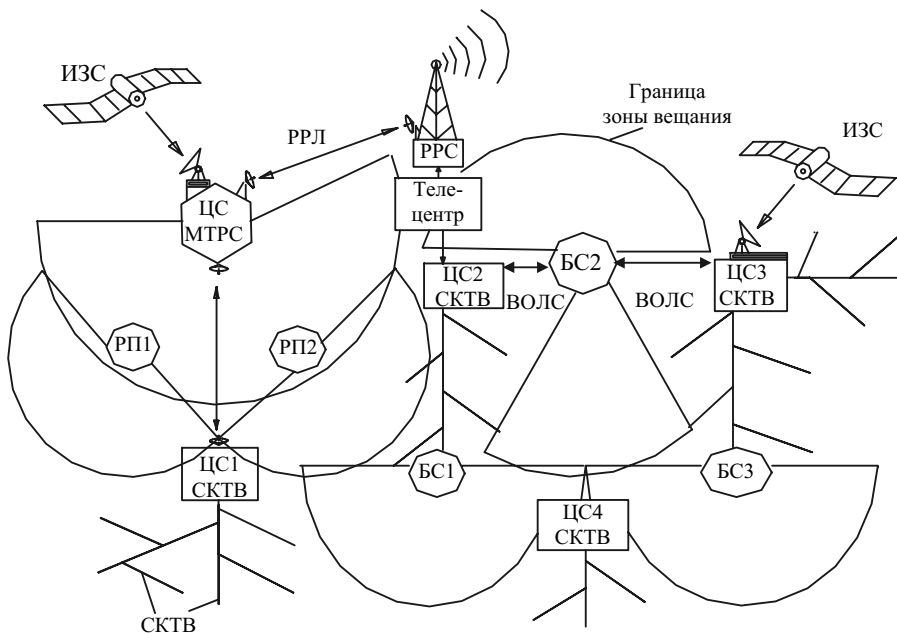


Рис. 3.12. Образование телерадиосети административного района

ные линии ($ЦС\ МТРС \rightarrow ЦС1\ СКТВ$ и $РРС \rightarrow ЦС\ МТРС$), трансляционные каналы $ЦС\ МТРС$ ($ЦС\ МТРС \rightarrow РТ1$, $ЦС\ МТРС \rightarrow РТ2$, $РТ2(1) \rightarrow ЦС1\ СКТВ$), а для второй – кабельные линии ($ЦС3\ СКТВ \rightarrow БС2 \rightarrow ЦС2\ СКТВ$, $ЦС2\ СКТВ \rightarrow БС2 \rightarrow ЦС3\ СКТВ \rightarrow БС3$, $ЦС2\ СКТВ \rightarrow БС1$) и трансляционные каналы $БС3(1)$ ($БС3 \rightarrow ЦС4\ СКТВ$ или $БС1 \rightarrow ЦС4\ СКТВ$).

В первой подсети рабочая зона формируется $МТРС$ в составе $ЦС$ и двух ретрансляторов $РТ1$ и $РТ2$. Область радиотени $МТРС$ заполняет $СКТВ$ с $ЦС1$, имеющей приемную коллективную абонентскую станцию $МТРС$. В данной подсети $МТРС$ выполняет как вещательную, так и распределительную функцию.

Основу второй подсети составляют кабельные линии, а $БС\ МТРС$ являются расширением (дополнением) $СКТВ$ в местах, где затруднена прокладка кабеля или имеется низкая плотность застроек. Так, $БС2$ заполняет такие места между двумя $СКТВ$ с $ЦС2$ и $ЦС3$. $БС3(1)$ не только ведет вещание на выделенный для нее сектор, но и обеспечивает путем

перетрансляции телерадиопрограммами *ЦС4 СКТВ*, которая, в свою очередь, заполняет область радиотени между *БС1* и *БС3*.

Таким образом, взаимодействуя и дополняя друг друга, *МТПС* и *СКТВ* могут полностью обеспечить высококачественной телерадиоинформацией любой административный район с произвольной застройкой и разнообразным рельефом местности.

3.3. Современные виды МТПС

ММДС

Одной из самых первых среди МТПС появилась американская система ММДС. Несмотря на то, что используемый ею диапазон частот относится к коротковолновой части дециметровых длин волн, построение и заложенные технические решения в ММДС позволяют ей легко быть переналаженной и в более высокочастотный диапазон, по крайней мере, до 5 ГГц. Поэтому мы и рассматриваем ее как микроволновую систему.

Появление ММДС связывают с шестидесятыми годами, когда Канада и США создали Информационную службу телевизионных стандартов (ITFS), определившую для местных распределительных систем телевидения в полосе частот 2500...2690 МГц размещение 31 телевизионного канала. Данная система вещания была предназначена для обеспечения телевизионными программами небольших городов и связи между региональными телецентрами. Два канала в полосе 2150...2162 МГц были выделены для служб МДС (Multipoint Distribution Service) – Многоточечной распределительной службы. Данные системы, транслирующие всего один канал платного телевидения для потребителей, на удивление быстро прижились и к концу 70-х – началу 80-х годов обслуживали около миллиона подписчиков. Стремительно развивающиеся сети кабельного телевидения к этому времени предоставляли услугам подписчиков уже 10...20 каналов за ту же абонентскую плату, что заставило компании МДС искать пути расширения рынка. В 1983 г. Федеральная служба связи (FCC) США создала многоканальную систему Multichannel MDS (ММДС) в полосе 2500...2686 МГц с возможностью трансляции до 30 программ телевидения.

Согласно [14], в США к 1997 г. ММДС охвачено уже более 5,5 млн абонентов. В начале 90-х годов системы ММДС работали на всех континентах земного шара, обслуживая от 100 000 до 250 000 абонентов. На Ближнем Востоке и в Австралии опробованы системы, охватывающие

территорию до 10000 квадратных километров, обработаны системы ретрансляции телевизионных сигналов, позволяющие объединить в единую сеть до 25 передающих центров.

Система *MMDS* представляет собой широкополосный передающий комплекс, осуществляющий трансляцию подаваемой на его вход информации в полосе частот шириной до 200 МГц, что позволяет в общем случае передавать до 24 программ в стандарте SECAM. На вход системы могут быть поданы сигналы с приемных телевизионных антенн метрового и дециметрового диапазона, со спутниковой приемной системы или сигнал местной телевизионной студии. Далее групповой сигнал фильтруется и преобразуется вверх в диапазон 2500...2686 МГц, усиливается и подается на передающую антенну. Поскольку прием сигнала на этих частотах возможен только в пределах прямой видимости, очень важно поместить передающую антенну на достаточной высоте, для качественного обслуживания требуемой территории.

Приемная часть оборудования выполнена компактно и состоит из небольшой приемной антенны и понижающего конвертора, который переносит групповой сигнал из диапазона 2,5 ГГц в требуемый диапазон метровых или дециметровых волн. Так как при передаче применяется амплитудная модуляция, принятая в эфирном телевидении, на выходе приемного конвертора выделяются сигналы телевизионных программ в обычном виде. Выход конвертора можно подключить непосредственно к телевизору абонента (в сельской местности, при застройке коттеджного типа), к домовая распределительной сети (при многоэтажной застройке) или к входу головной станции локальной кабельной сети (при сложной разноэтажной застройке, если установить приемную антенну на каждый дом невозможно).

Радиус зоны обслуживания системы *MMDS* определяется высотой подвеса передающей антенны, мощностью передатчика, количеством передаваемых каналов, потерями в антенно-фидерном тракте и коэффициентами усиления передающей и приемной антенны. Технически можно реализовать зону обслуживания в радиусе 50...60 км. Зависимость дальности действия системы от мощности передатчика и высоты подвеса передающей антенны для восьмиканальной системы с передающей антенной с круговой ДН (коэффициент усиления 11,5 дБ), при обеспечении на периметре зоны обслуживания отношения сигнал/шум не менее 49 дБ (профессиональное качество телесигнала) приведена в табл. 3.5 [15].

Таблица 3.5

Высота вышки, м	Видимость до линии го- ризонта, км	Коэффициент усиления при- емной антен- ны, дБ	Радиус действия передатчика, км							
			группового		канального, по мощности, Вт/канал					
			50 Вт, 1Вт/ канал	100 Вт, 2 Вт/ канал	2	8	10	20	50	100
60	44,5	18	4,7	6,5	6,3	12	13,5	9	30	43
		24	9,8	12,5	12	24	26,5	38,5	44,5	44,5
105	54	18	4,4	5,8	5,5	11	13	17,5	34	39,5
		24	9,1	11,3	11	22,5	24,5	35	54	54
150	63	18	4,2	4,7	4,5	10	13	16	28	37
		24	8,4	10,3	10	21	23	32	47	63

В аналитическом виде связь между дальностью действия системы и отношением сигнал/шум (С/Ш) на выходе приемного конвертора абонента может быть получена при помощи выражения [16]

$$C / Ш = P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} - L - 32,4 - 20 \lg F - 20 \lg D - N_k - 107,$$

где P_{TX} – выходная мощность передатчика для одного канала, дБ; G_{TX} и G_{RX} – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, дБ; L – потери в фидере, дБ; F – частота несущей телесигнала, МГц; D – расстояние от передающей антенны до точки приема, км; N_k – коэффициент шума конвертора приема, дБ.

Как видно из табл. 3.5, групповые передатчики в большинстве случаев не могут обеспечить нужное качество вещания для города средних размеров. Причем, с увеличением количества программ, подаваемых на их вход, радиус действия системы будет уменьшаться при эквивалентном значении соотношения сигнал/шум на периметре зоны обслуживания. Так, например, в случае подачи на вход идеального группового 100-ваттного передатчика 16 телепрограмм, мощность на канал составит 1 Вт, а радиус зоны обслуживания – 4,7 км.

Получив некоторую экономию стоимости на передающей части, оператор автоматически понесет дополнительные затраты на приемной стороне за счет необходимости применения более "мощных" антенн.

Стоимость приемной антенны с коэффициентом усиления 24 дБ почти в два раза больше, чем у антенны 18 дБ, и если потребуется несколько сотен антенн, то прежде чем решиться на приобретение груп-

пового передатчика, целесообразно еще раз изучить карту города, принимая во внимание перспективные районы коттеджной застройки.

На рынке стран СНГ, например, стоимость восьмиканальной MMDS в зависимости от мощности передатчиков колеблется от 40 до 140 тыс. дол. При этом радиус зоны покрытия изменяется от 2,8 до 19 км. Системы MMDS предлагают целый ряд фирм, таких как VIEWSONICS Inc. (США), EMCEE Broadcast Products (США), California Amplifier (США), COMWAVE (концерн THOMCAST), ADC ITS Corporation (США), АОЗТ "Вьюсоникс-Р" (Россия – США) и др.

Основными недостатками MMDS являются ощутимая ограниченность частотного диапазона, высокие уровни мощности передатчиков и использование АМ. Эти недостатки большей частью определяются устаревшей концепцией MMDS как простого расширения (дополнения) вещательного эфирного телевидения. Действительно, наличие АМ облегчает прием стандартных телесигналов абонентами, но требует высоких мощностей передатчика, использование диапазона 2,5 ГГц явно определилось тем уровнем развития техники связи, что был на время возникновения MMDS (60-70-е годы), высокие уровни мощности передатчика определяются также желанием по аналогии с традиционным эфирным телевещанием достигать покрытия как можно большей площади вещания, отсюда возникают проблемы по экологической безопасности в ближней зоне передатчика.

В последнее время производители MMDS пытаются приспособить свою продукцию к потребностям современных пользователей (встраиваются дополнительные цифровые каналы вещания, предлагаются услуги Интернет и т. д.), а также найти свою "нишу" в небольших городках, где ощущается большой дефицит в телерадиопрограммах.

Однако следует подчеркнуть, что именно MMDS была первопроходцем в реализации МТРС, именно она показала и доказала преимущества и перспективность МТРС перед традиционными сетями вещания, и, наконец, к настоящему времени это наиболее распространенная система среди МТРС.

LMDS

Развитие миллиметровой техники, отмеченные недостатки MMDS, увеличение каналов телевещания и растущие потребности в услугах МТРС привели во второй половине 80-х годов в США к созданию службы

местной многоточечной рассылки LMDS (Local Multipoint Distribution Servis), базирующейся на частотах 27,5...29,5 ГГц. Главное достоинство LMDS состояло в том, что впервые использовались волны СВЧ-диапазона, которые, в отличие от УВЧ и ОВЧ, ранее считались непригодными для телевизионного вещания.

Правда, некоторое время существовали опасения, что применение новой технологии будет сказываться на качестве передаваемого сигнала. Однако оказалось, что препятствия и помехи, возникающие на линии приема сигнала между передатчиком и приемником, проблем не создают, так как передаваемые сигналы на таких частотах имеет тенденцию отражаться от препятствий практически без потерь для качества. Более того, оказалось, что возможен прием многократно отраженного сигнала на индивидуальную приемную антенну.

Согласно [17], разработка именно сотового построения телерадиовещания, работающего в диапазоне 28 ГГц и использующего технологию LMDS, принадлежит американской компании Cellular Vision (CV). Это на ее имя запатентовано ноу-хау, суть которого состоит в установке в мегаполисе целой сети передатчиков с определенными радиусами действия, работающих по сотовому принципу.

Оборудование для LMDS на нашем рынке предлагают известные фирмы США: Cellular Vision and Telecommunications, Loeb partners, Lucent Technologies и GTE. Следует отметить, что диапазон вещания 28 ГГц разрешен только в Америке, однако и европейские фирмы предлагают свое оборудование для LMDS, например фирма Philips.

В LMDS фирмы Philips система каждой базовой ячейки состоит из широкополосного передатчика и внутренних приемников. В передатчиках использован модульный подход, который позволяет легко добавлять дополнительные каналы или производить модернизацию с целью получения цифровых или интерактивных услуг. Передатчики не нуждаются ни в каких настройках и регулировках, имеют встроенную диагностику и аварийное резервирование. Наружные базовые блоки (ODUs) передают 8 каналов видео, и имеется один свободный горячий резервный канал. Все каналы могут быть объединены в пакет (группу) для осуществления мультиплексирования 8+1, например, 48+6. Передатчик внутреннего базового блока (IDU) имеет интерфейс управления с встроенными средствами диагностики и обслуживания. Взаимосвязь IDU-ODU осуществляется посредством одного коаксиального кабеля и одного кабеля питания.

Приемники абонентов укомплектованы стандартной 15 сантиметровой антенной. Доступны также и другие размеры антенн (по выбору). Миниатюрный размер антенных систем гарантирует, что приемники эргономичны и легко устанавливаются. Приемник-конвертор (downconverters) обрабатывает сигнал в том же самом формате, что и спутниковый сигнал, поэтому приемные блоки (спутниковый тюнер), находящиеся в настоящее время в массовом производстве, могут использоваться без модификации.

Технические характеристики LMDS фирмы Philips:

рабочие частоты, ГГц	27,5 – 29,5
тип модуляции	ЧМ
количество каналов	48
частотный план (горизонтальная и вертикальная поляризация)	4 группы по 1
структура ячейки	edge-fed, зона обслуживания
частотный интервал, МГц	20
кросс-поляризационный интервал, МГц	10
девиация частоты, МГц/В	12
видеоформат	NTSC
предыскажения	CCIR 405-1
полоса частот канала, МГц	10 – 9
аудиоканал	1, 2 или 3
стерео	различные режимы.

MVDS

В Европе (Великобритания) для аналогового телерадиовещания в 1989 г. был выделен диапазон частот 40,5...42,5 ГГц [18,19]. Разработанная для этих целей МТРС получила название MVDS (Multipoint Video Distribution Systems), которое можно перевести как многоточечная служба распределения телевидения.

Первоначально в аббревиатуре M^3VDS использовалась степень 3 над "M", означавшая объемное (трехмерное) распределение.

Такая M^3VDS использовала ЧМ и предназначалась для обслуживания небольших населенных пунктов (от 10 до 100 тысяч населения). С учетом местной (европейской) среднегодовой плотности выпадения осадков, мощности передатчика 100 мВт на один канал и коэффициента шума индивидуальных приемников 8...12 дБ такая система была рас-

считана на передачу 15...25 телеканалов высокого качества на расстояние до 3,3 км.

M³VDS состоит из двух основных частей: центральной распределительной станции и множества приемников индивидуальных пользователей (абонентов). В состав ЦС входят спутниковый телепорт (прием каналов спутникового телевидения), ОБЧ- и УВЧ-приемники и кабельный порт для приема региональных телеканалов, местная телестудия, оборудование передатчиков на основе генераторов Ганна и рупорная антенна с большим углом раскрыва. Расположена БС в отношении зоны обслуживания на периферии последней.

Индивидуальные приемники снабжены параболической антенной диаметром порядка 15 см и являются, по сути, конвертером с промежуточной частотой 950...1750 МГц. Это позволяет использовать стандартный тюнер спутникового телевидения для выделения телевизионных каналов и передачи их на телевизионный приемник. Стоимость приемника абонента с антенной составляет 150...200 дол. США.

M³VDS показала себя высокоэффективной системой в отношении быстрого развертывания и раздачи телевидения, а также низкой себестоимости.

Современные системы MVDS строятся полностью по аналогии с сотовой структурой LMDS, только в более высокочастотном диапазоне 42 ГГц. Наиболее привлекательным качеством MVDS, как и LMDS, является большая ширина предоставляемого диапазона – 2 ГГц. Это почти на порядок превышает диапазон наземного вещания MMDS.

Однако, как уже упоминалось, распространение сигналов в области 40 ГГц имеет свои особенности, которые во многом определяют специфику построения систем MVDS.

Затухание миллиметровых волн в атмосфере значительно выше, чем метровых и дециметровых, и сильно зависит от климатических воздействий. Еще одной особенностью волн этого диапазона является прямолинейность их распространения. Они не способны огибать даже небольшие препятствия, а напротив – отражаются от них практически без искажений. Практика показала, что на частоте 40 ГГц удовлетворительно принимаются сигналы, прошедшие 4-кратное отражение. Это свойство может использоваться при проектировании высокочастотных систем раздачи сигнала.

Малый радиус распространения миллиметровых волн определил применение техники MVDS в сетях с маломощными передатчиками, пост-

роенных по сотовому принципу. Широкая полоса в сочетании с сотовой структурой делает эту технику очень подходящей для организации интерактивных мультимедийных сетей, включающих телевидение, телефонию, видеоконференции, высокоскоростной доступ в Интернет и передачу данных.

Аппаратура MVDS может использоваться как самостоятельно, так и в составе гибридных кабельных сетей, для организации "последней мили".

В системах MVDS могут применяться как аналоговый, так и цифровой способы передачи информации, а также различные типы модуляции. Однако для целей построения мультимедийных сетей актуальна разработка чисто цифровых систем, совместимых со стандартами DVB-C или DVB-S. Это позволяет использовать аппаратуру MVDS в гибридных телевизионных сетях вместо коаксиального кабеля раздачи сигнала абонентам. Кроме того, это дает возможность пользоваться стандартными спутниковыми цифровыми приемниками.

Сравнение двух типов систем выявляет преимущественные стороны их использования.

В "кабельном" типе систем применяются 64-QAM-модуляция и ширина полосы каналов 8 МГц, а в "спутниковом" – QPSK-модуляция и ширина канала 36..40 МГц.

По приблизительной оценке, системы первого типа позволяют пересылать вчетверо больший объем информации, однако радиус их действия, при одинаковом усилении передающей и приемной аппаратуры, меньше примерно в те же 4 раза.

Разницу можно проиллюстрировать сравнением двух систем MVDS итальянской фирмы Technosystem. При тестировании, согласно [20], обеих систем, работающих в полосе 1,2 ГГц, использовались одинаковые антенны, передатчики одинаковой мощности.

В таких условиях "спутниковый" вариант MVDS позволял передавать до 30 телеканалов и обеспечивал прием сигнала на 25-сантиметровую рупорную антенну в радиусе 10 км, а "кабельный" – до 100 каналов, но на расстояние до 4,5 км при условии приема на 60-сантиметровую антенну.

Очевидно, что второй вариант больше подходит для интерактивных систем с передачей больших объемов индивидуальной информации и услугами типа видео по запросу, реализация которых требует очень ши-

рокого спектра. Он также удобен для организации "последней мили" кабельных сетей. В этом случае нет необходимости проводить демодуляцию и демультимплексирование сигнала. Ширина частотного диапазона MVDS позволяет разом конвертировать весь спектр сигнала, поступающего из кабеля, в область миллиметровых волн. На приемной стороне спектр переносится обратно в полосу 50...860 МГц и подается к Спутниковый вариант MVDS также имеет свои преимущества. Он больше подходит для раздачи спутникового сигнала. Кроме того, и это самое главное, он позволяет формировать ячейки большего радиуса, что приводит к экономии дорогостоящих передатчиков. Этот вариант больше подходит для местности с малой плотностью застройки.

Мультимедийная сеть MVDS строится на базе головной станции. При формировании информационных потоков могут использоваться самые разнообразные источники: Интернет, эфирные, кабельные и спутниковые телевизионные каналы, различные местные источники информации. Аналоговые сигналы преобразуются в цифровой вид в MPEG-2 кодерах. Формирование сервисной информации, каналное кодирование и модуляция осуществляются в соответствии с одним из двух стандартов – DVB-C или DVB-S.

На рис. 3.13 изображена типичная структурная схема передающей и приемной частей системы MVDS. После формирования цифровых пакетов каналы модулируются и объединяются для подачи к широкопо-

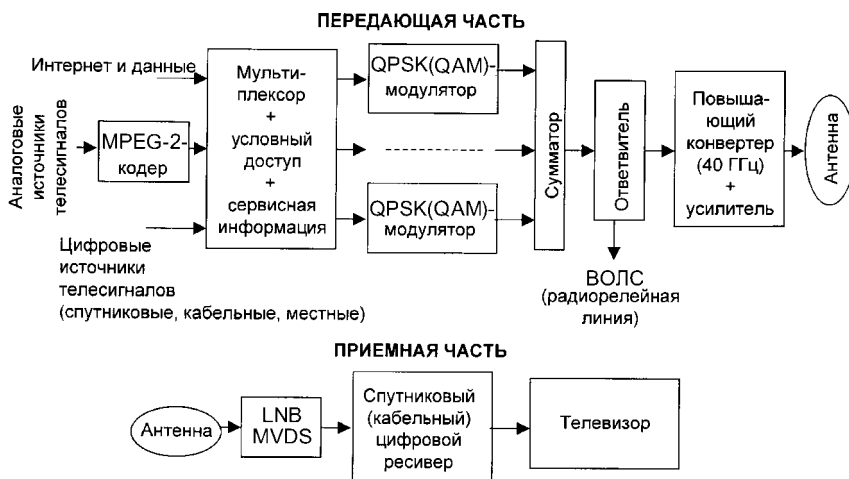


Рис. 3.13. Структурная схема передающей и приемной частей системы NVDS

лосным передатчикам. Возможно также использование индивидуальных передатчиков. В передатчике спектр сигнала переносится в область 40 ГГц, усиливается и передается к антенне. БС могут оборудоваться набором секторных антенн. Это позволяет усилить мощность передаваемого сигнала, а также увеличить количество абонентов за счет повторного использования частоты и смены поляризации.

Мощность твердотельных усилителей, применяемых в передатчиках MVDS, очень невелика. В канальных передатчиках она измеряется десятками милливольт, а в групповых, предназначенных для передачи сотни каналов, – единицами ватт.

Раздача сигнала к сотовым передатчикам может производиться по оптоволокну, релейным линиям или с помощью самой MVDS.

У абонента устанавливается антенна, монтируемая на стене здания, малошумящий конвертор и стандартный ресивер. Для приема могут использоваться антенны различной конструкции – рупорные, микрополосковые или параболические.

Сигналы миллиметрового диапазона практически не подвержены импульсным помехам и шумам ингрессии, которые могут создавать большие проблемы при приеме сигналов эфирного диапазона. Основной источник возможных помех – это отраженные сигналы собственного передатчика. Чтобы максимально застраховаться от нежелательного приема отраженных сигналов, используют приемные антенны с ДН шириной до десятков секунд. Для волн КВЧ-диапазона такую узкую ДН могут обеспечить антенны совсем небольших размеров.

Перенос частоты из миллиметровой области в дециметровую проводится с одним или двумя преобразованиями частоты. При этом возможны проблемы из-за высокой абсолютной нестабильности высокочастотного гетеродина конвертора и сильного ухода частоты передаваемого сигнала (это особенно критично для цифровой информации). Их решением может быть стабилизация частоты гетеродина пилот-сигналом, вводимым на передающей стороне в общий поток. Этот принцип используется, например, в системах Technosystem, совместимых со стандартом DVB-C.

Преобразование вверх сигнала на передающей стороне производится в два этапа. Сперва частота переносится в диапазон 2,3...3,3 ГГц. На этом этапе используется фазовая автоподстройка частоты гетеродина конвертора и ввод пилот-сигнала, синхронизируемого по фазе тем же высокостабильным источником. На втором этапе частота переносится

в диапазон 40 ГГц. На приемной стороне конвертация сигнала происходит в обратной последовательности – сперва частота преобразуется в диапазон 2,3...3,3 ГГц, после чего поступает во второй конвертор с фазовой автоподстройкой, где в качестве опорного используется пилот-сигнал, введенный на передающей стороне.

Сигнал в MVDS может передаваться от ячейки до ячейки по принципу "от основной до подчиненной". Как правило, источники программ и данных располагаются на ЦС основной ячейки.

При реальном развертывании системы деревьями и зданиями будет вызываться блокировка. В этой связи применяются специальные микроячейки, работающие по принципу отклоняющего луча. Сигнал принимается от основной ячейки, усиливается, изменяется поляризация и ретранслируется. Передатчики микроячеек эксплуатируются только в "теневых" зонах и, таким образом, удается избежать интерференционных эффектов, не оказывая влияния на основную структуру ячеек.

Подводя итог, можно перечислить достоинства и недостатки представленных МТРС диапазонов 29 и 42 ГГц.

Главным достоинством является уже упоминавшийся широкий диапазон частот, позволяющий передавать огромные потоки информации. Именно он, в сочетании с небольшим радиусом распространения, делает системы MVDS и LMDS наиболее подходящими для организации мультимедийных сетей. Эффективность использования частотных ресурсов может быть дополнительно повышена за счет применения секторных передающих антенн.

Другой положительной особенностью MVDS и LMDS является возможность использования пассивных и активных ретрансляторов, позволяющих гибко формировать зону уверенного приема в условиях городской застройки.

И, наконец, следует отметить экологическую безвредность систем MVDS и LMDS. Они оперируют высокочастотными, маломощными сигналами, не опасными для человеческого организма. Кроме того, их строительство никак не сказывается на окружающем ландшафте и постройках.

К недостаткам систем MVDS и LMDS можно отнести сильную зависимость дальности их действия от погодных условий, в первую очередь, от влажности. В связи с этим определение радиуса охвата одной соты требует проведения длительных экспериментов в каждой конкретной географической области. Требуется также определить конфигу-

рацию распределения отраженных сигналов в условиях конкретной застройки, причем с учетом того, что постоянное изменение радиуса действия из-за перемены погодных условий приводит к столь же постоянным изменениям этой конфигурации.

МИТРИС

Конверсия микроволновых технологий (рис. 3.14) определила появление первой украинской МТРС – микроволновой интегрированной

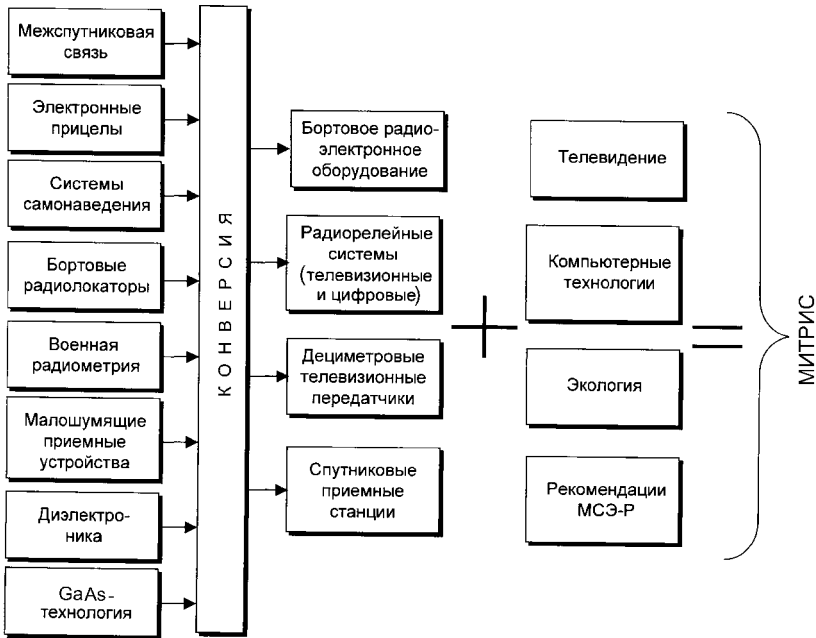


Рис. 3.14. Микроволновые технологии

телерадиоинформационной системы (МИТРИС). При ее создании были учтены недостатки и достоинства существовавших на то время МТРС.

Разработка выполнялась в соответствии с указаниями по уровню электромагнитного поля и границ санитарно-защитной зоны и зоны ограничения застройки в местах размещения средств телевидения и ЧМ-радиовещания. Согласно санитарному паспорту, на 24-канальную систему МИТРИС границы зон с предельно допустимым уровнем плотности потока энергии до $2,5 \text{ мкВт/см}^2$ по основному излучению удалены от антенны на

расстояние в пределах 5 м, а по боковым излучениям в секторах углов 45° от максимума излучения – практически отсутствует.

Экологически безопасная система МИТРИС, основанная на базе новейших конверсионных ресурсов– и энергосберегающих информационных технологий, ориентирована на построение интегрированных сетей, обеспечивающих связь абонента с внешним миром и предоставление ему ряда услуг: многоканальное телевидение и радиовещание, доступ в Интернет и цифровую телефонию, передачу сигналов пейджинга, участие в телеконференциях, дистанционное образование, охранную и противопожарную сигнализацию, централизованное оповещение о чрезвычайных ситуациях, сбор технологической информации для коммунальных служб и т. д.

В основу информационной системы МИТРИС были заложены следующие основополагающие принципы:

беспроводное распространение информационных сигналов с целью их максимальной доступности для приема абонентами;

большая информационная емкость микроволнового диапазона;

высокая помехоустойчивость, что обеспечивается применением частотной модуляции;

экологическая безопасность благодаря малой (до 50 мВт на канал) излучаемой мощности для покрытия заданной территории при использовании частотной модуляции;

использование приемного оборудования массового производства с целью обеспечения максимальной надежности и минимальной стоимости. Это явилось причиной применения конверторов и ресиверов спутникового телевидения в качестве основных составных частей абонентских приемных установок, а также выбора основных передаваемых в системе МИТРИС сигналов;

максимальная унификация элементной базы и технологических процессов с целью повышения надежности разработанного оборудования и удешевления его производства по сравнению с радиорелейным оборудованием;

модульность системы: МИТРИС конструктивно построена таким образом, чтобы ее можно было легко наращивать как по канальной емкости, так и по количеству предоставляемых пользователю услуг;

конструктивно целесообразная компактность составных частей с целью обеспечения экономичной транспортабельности и монтажа на объектах без применения специальных технологических машин и механиз-

мов, что позволяет максимально сократить время развертывания и свертывания системы.

МИТРИС включает в себя ЦС, совокупность БС, активные ретрансляторы, абонентские терминалы, распределительные кабельные и радиорелейные линии.

Центральная станция МИТРИС предназначена для приема входящей информации, подлежащей дальнейшему распределению, ее переработке (при необходимости), формированию и излучению в эфир пакета информационных сигналов. В состав станции входят: приемопередатчик МИТРИС, содержащий СВЧ-приемопередающий модуль с модуляторами и демодуляторами, антенная система, комплекс приема спутникового телевидения "Телепорт", распределительные радиорелейные линии и ВОЛС, аппаратура приема данных Интернет по технологии DirecPC, оборудование сопряжения с телерадиостудиями, комплекс электропитания.

Станция работает следующим образом. Сигналы спутниковых телерадиопрограмм принимаются телепортом и подаются на уровне видео- и аудиосигналов на входы модуляторов соответствующих каналов передатчика. Аналогично, на входы соответствующих модуляторов поступают сигналы с радиорелейных линий или ВОЛС из телестудий и ТСОП. В передатчике сигналы модулируются, преобразуются по частотам и уровням, усиливаются, собираются в групповой сигнал и через антенну излучаются в эфир. Контроль доступа абонентов к информации осуществляется системой кодирования и учета абонентов. Комплекс электропитания предназначен для обеспечения бесперебойного питания оборудования станции в различных ситуациях. Цифровые и аналоговые каналы транслируются на разных частотах и имеют независимую каналообразующую аппаратуру модемной части.

МИТРИС, в отличие от MMDS, работает в более высокочастотном диапазоне 11,7...12,5 ГГц (соответственно реализуется большая канальная емкость), при этом применение ЧМ-сигнала позволяет использовать низкие, экологически безопасные уровни излучаемой мощности – 50 мВт на канал (в 500–1000 раз меньше по сравнению с MMDS). Это позволило, во-первых, получить огромный энергетический выигрыш по потребляемой мощности и использовать маломощные передатчики; во-вторых, резко снизить стоимость оборудования ввиду огромной серийности выпускаемых компонентов спутникового телевидения. Кста-

ти, именно такой подход позволяет без больших дополнительных затрат транслировать и цифровые сигналы спутникового телевидения.

При выборе диапазона рабочих частот МИТРИС (12 ГГц) принимались во внимание следующие основные факторы.

1. Система МИТРИС, предназначенная для передачи нескольких десятков (40...50) телевизионных программ, требует занятия общей полосы частот около 1,5 ГГц. Высококачественные характеристики антенно-фидерного и усилительно-преобразовательного трактов сравнительно несложно реализуется в полосе частот, составляющей около 10% от несущей. Таким образом, область рабочих частот должна находиться в пределах 15 ГГц.

2. Регламент Радиосвязи отводит для фиксированной и радиовещательной служб, к которым можно отнести МИТРИС, полосы частот в диапазоне 10,7...14,8 ГГц.

3. В указанной области частот отсутствует резонансное поглощение радиоволн, а увеличение затухания последних компенсируется некоторым повышением потенциала радиолиний (адаптация к условиям распространения радиоволн).

4. Уровень естественных и промышленных помех в данной полосе частот существенно меньше, чем в полосе, где работает система MMDS и ненамного выше, чем в диапазоне LMDS.

5. Размеры и массы элементов антенно-фидерного тракта и СВЧ-устройств малы. Так, размеры поперечного сечения используемого стандартного волновода составляют $19 \times 9,5$ мм, а для получения узкой ДН порядка $5...7^\circ$ требуется диаметр параболической антенны не более 30 см.

6. При таком диаметре малая длина волны ($l < 3$ см) позволяет получить коэффициент усиления антенны примерно 30 дБ. Снижение массы малогабаритных устройств достигается за счет использования металлизированных несущих конструктивов из легкой керамики, композитов и т. д.

7. Выбор указанного диапазона позволяет использовать для приемных и передающих устройств, а также ретрансляторов системы МИТРИС дешевые элементы и устройства приемников спутникового телевидения, продаваемые на мировом рынке в огромных количествах по низким ценам и имеющие на сегодня самые высокие значения параметров. Так, розничная цена конвертора 11,7...12,5 ГГц с коэффициентами шума и усиления соответственно до 1 и порядка 30...40 дБ составляет 20...50 дол.

8. Требования к точности изготовления элементов и устройств выше, чем для диапазонов 3...6 ГГц, но они оказываются приемлемыми. Например, отклонение поверхности зеркала антенны от номинальной должно быть не менее $\lambda_0/20$, т. е. составлять 1...1,5 мм, что реализуемо при стандартных технологиях.

Система МИТРИС, представляющая собой законченный комплекс распределения телевизионных каналов, близка по структуре к спутниковым системам. Для приема сигнала в ней также необходимы антенна, конвертор и тюнер. Однако, в отличие от систем спутникового телевидения, передатчик МИТРИС расположен на земле. Она позволяет осуществлять прием сигналов высокого качества абонентам в зоне их прямой видимости на расстояния:

- до 5 км – только на облучатель конвертера (без антенного зеркала);
- до 15 км – на антенну диаметром 20...25 см;
- до 30 км – на антенну диаметром 60 см;
- до 40 км – на антенну диаметром 90 см;

При этом выдерживаются следующие технические параметры МИТРИС:

диапазон рабочих частот, ГГц	11,7...12,5
ширина полосы частот одного радиоканала, МГц	18
шаг сетки частот, МГц	28
вид модуляции	ЧМ
максимальное количество каналов цветного телевидения или цифровых потоков со скоростью 34 Мбит/с	43
мощность, излучаемая одним радиоканалом, Вт	0,05
поляризация излучаемых радиоканалов	линейная
количество звуковых поднесущих каждого радиосигнала в полосе частот 5...8,5 МГц	до 4-х
стабильность гетеродина в интервале рабочих температур $-50...+60^{\circ}\text{C}$	$2,5 \times 10^{-5}$
подавление сигнала гетеродина в спектре выходного сигнала, дБ, не менее	60
подавление гармонических и комбинационных сигналов на выходе передатчика, дБ, не менее	60
соотношение видеосигнал/визометрический шум на предельных дистанциях при подаче на вход передатчика контрольных сигналов, дБ, не менее:	

на профессиональном приемнике	54
на бытовом тюнере	49
коэффициент шума приемного конвертера, дБ, не хуже	1,0
передающая всенаправленная антенна:	
ширина ДН, град:	
в горизонтальной плоскости	360
в вертикальной плоскости	4
коэффициент усиления, дБ, не менее	16
потери в передающем фидерном тракте, дБ	0,05
электропитание	220 В, 50 Гц
энергопотребление, Вт/канал, не более	40
габариты 24-канального передатчика совместно с передающей антенной, м	диаметр 1,0×1,6
масса передатчика на один радиоканал, кг, не более	1,5
масса передающей антенны, кг, не более	25
радиус санитарно-защитной зоны в основном лепестке ДН, м	5

По характеру передаваемой информации каналы МИТРИС распределяются следующим образом:

РтС – каналы ретрансляции спутниковых телерадиопрограмм (РтСц – цифровых каналов);

РтЭ – каналы ретрансляции эфирных программ государственных и коммерческих телерадиокомпаний;

Всб – каналы для вещания телерадиопрограмм собственных телерадиостудий;

"П-int" – каналы вещательной передачи данных согласно технологии "Direc PC";

"ПК" – каналы для приема-передачи данных компьютерных сетей;

ПТ – каналы цифровой телефонии;

ППСИ-каналы приема-передачи специальной информации.

Как показала практика эксплуатации МИТРИС, объединение МИТРИС с головными станциями кабельного телевидения в единую систему служит наиболее рациональным путем создания интегрированной сети с учетом экономических и технических аспектов ее реализации. Телепрограммы со студий на ЦС МИТРИС доставляются с помощью радиорелейных станций в диапазонах радиочастот 11, 13, 15, 18 и 22 ГГц.

С помощью системы МИТРИС предусматривается обмен программами различных операторов кабельного телевидения, а также трансляция

ция телевизионных программ и организация прямого эфира других телекомпаний.

Переход телерадиовещания на цифровую основу, увеличение количества пользователей Интернет, бурное развитие компьютерных телекоммуникаций и успешное распространение MVDS и LMDS определили в 1998 г. создание миллиметровой системы МИТРИС-КВЧ, которая имеет то же сотовое построение.

МИТРИС продемонстрировала все преимущества МТРС и предоставила своим пользователям высококачественный прием телерадиоинформации, недоступный многим традиционным вещательным системам. При этом обеспечивается функционирование в одной системе как аналоговых, так и цифровых каналов, что сейчас особенно важно для поэтапного перехода телекоммуникационной индустрии полностью на цифровую основу.

3.4. Распределение полос частот и электромагнитная совместимость МТРС со спутниковыми радиослужбами

Распределение полос частот между различными службами радиосвязи проводится МСЭ на конференциях радиосвязи на базе исследований, проводимых в странах-членах МСЭ и представляемых в исследовательские комиссии сектора радиосвязи.

Основным международным документом, регламентирующим использование частот является Регламент радиосвязи [21], содержащий Таблицу распределения полос частот между службами, отдельные технические ограничения, накладываемые при совместном использовании частот различными службами, процедуры координации систем, а также правила регистрации частотных присвоений в Бюро радиосвязи МСЭ.

Анализ загрузки разрешенных полос частот радиоэлектронными средствами свидетельствует о явной перезагруженности ряда частотных диапазонов (2, 4, 8, 11 ГГц) и недозагруженности других (13 ГГц). Очевидно, требуется продолжение проведения конверсии и модернизации распределения радиочастотного спектра в интересах операторов, предоставляющих услуги населению.

В основном полосы частот, занимаемые МТРС, отданы радиовещательным службам, к которым они и относятся. Однако к диапазону работы MMDS приближаются мобильные средства связи и ШПС компьютерных радиодлинителей, а в Европе полоса LMDS отдана под фик-

**Полосы частот, распределенные согласно Регламенту радиосвязи и
Национальной таблице распределения полос частот**

Полоса частот, ГГц	Виды служб
2,5...2,7	<i>MMDS</i>
2,17...2,2	Подвижная спутниковая (космос – Земля)
2,484...2,52	Подвижная спутниковая (космос – Земля), мобильная связь
2,52...2,67	Радиовещательная спутниковая
2,67...2,69	Подвижная спутниковая (космос – Земля)
11,7...12,5	<i>МИТРИС</i>
10,7...11,7	Фиксированная спутниковая (космос – Земля, Земля – космос), радиорелейная связь
11,7...12,5	Радиовещательная спутниковая, радиовещательная, подвижная
12,5...12,75	Фиксированная спутниковая (космос – Земля, Земля – космос)
12,75...13,25	Фиксированная спутниковая (Земля – космос), радиорелейная связь
27,5...29,5	<i>LMDS, МИТРИС-КВЧ</i>
25,5...27,5	Фиксированная подвижная спутниковая
27,5...28,5	Фиксированная спутниковая (Земля – космос), фиксированная, подвижная
28,5...29,5	Фиксированная спутниковая (Земля – космос), фиксированная, подвижная
29,5...30	Фиксированная спутниковая (Земля – космос), подвижная спутниковая (Земля – космос)
40,5...42,5	<i>MVDS</i>
39,5...40,5	Фиксированная спутниковая (космос – Земля)
40,5...41,5	Радиовещательная спутниковая, радиовещательная
41,5...42,5	Радиовещательная спутниковая, радиовещательная
42,5...43,5	Фиксированная спутниковая (космос – Земля)

сированную наземную и спутниковую службы, что требует четкого частотного разграничения с ними.

Поскольку МТРС являются наземными микроволновыми радиосистемами, то, как и для радиорелейных систем, при их развертывании

следует учитывать положения Регламента радиосвязи о совместном использовании полос частот со спутниковыми системами. Это вызвано тем, что при совместном использовании общих полос частот могут появиться взаимные помехи и возникает проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС), т. е. создания таких условий, при которых уровни взаимных помех не превышают допустимых значений и являются взаимоприемлемыми. В настоящее время наиболее актуальна проблема ЭМС между различными спутниковыми системами, а также между спутниковыми системами и наземными радиолиниями. Это объясняется наличием широко развитой сети радиорелейных линий, увеличением вещательных площадей МТРС и быстрым ростом числа спутников на геостационарной орбите, которая является практически ограниченным природным ресурсом [22]. С целью обеспечения ЭМС вводится целый ряд ограничений на различные параметры как спутниковых, так и наземных радиосистем. Для спутникового телевидения одним из основных параметров является плотность потока мощности, создаваемого у поверхности Земли излучаемым сигналом. Она определяется ЭИИМ (эффективная изотропная излучаемая мощность – произведение коэффициента усиления антенны на мощность передатчика) спутника и характером распределения по спектру мощности излучаемого со спутника сигнала. Так, согласно [23] требуется, чтобы в полосах, совместно используемых спутниковой и наземной радиорелейной системами прямой видимости, максимальная плотность потока мощности, создаваемая на поверхности Земли излучениями со спутника, включая

Таблица 3.7

Максимальная плотность потока мощности на поверхности Земли

Угол прихода радиочастотной волны θ , град, относительно горизонта	Плотность потока мощности дБ·Вт/м ² , в полосе частот, ГГц				
	2,5–2,69	3,4–7,75	8,025–11,7	12,2–12,75	17,7–19,7 ¹
$\theta \leq 5^\circ$	-152	-152	-150	-148	-115
$5^\circ < \theta \leq 25^\circ$	-152 + + 0,75 ($\theta - 5$)	-152 + + 0,5 ($\theta - 5$)	-150 + + 0,5 ($\theta - 5$)	-148 + + 0,5 ($\theta - 5$)	-115 + + 0,5 ($\theta - 5$)
$25^\circ < \theta \leq 90^\circ$,	-137	-142	-140	-138	-105

¹ Любая полоса шириной 1 МГц, остальные – 4 кГц.

излучение отражающего спутника, при всех условиях и методах модуляции не превышала следующих величин (табл. 3.7):

С другой стороны, в полосах частот, которые совместно используются системами спутниковой службы и наземными радиосистемами прямой, видимости, согласно [24], к наземным радиолиниям выдвигаются следующие требования:

1) мощность, подводимая ко входу антенны любого передатчика наземной радиосистемы, не превышала, дБ·Вт:

+13 для 1...10 ГГц,

+10 для 10...15 ГГц,

+10 выше 15 ГГц;

2) максимальное значение ЭИИМ любого передатчика такой радиосистемы не превышало +55 дБ·Вт.

При мощностях передатчиков до 100 мВт МТРС диапазонов 12 и 28 ГГц, где они работают совместно со спутниковой радиовещательной службой, не могут быть источником помех .

Библиографический список

1. Сети телевизионного и звукового ОВЧ ЧМ вещания: Справочник / *М. Г. Локишин, А. А. Шур, А. В. Кокорев, Р. А. Краснощекоев*. М.: Радио и связь, 1988. 144 с.
2. Проектирование и техническая эксплуатация телевизионной аппаратуры / Под ред. *Е. В. Новаковского*. М.: Радио и связь, 1994. 360 с.
3. *Жованик А. А., Жованик Р. А., Жованик А. А.* Кабельные сети телевидения: возможности и перспективы развития // *Зарубежная радиоэлектроника*. 1992. № 1. С. 73–91.
4. *Каневский А. Л.* Кабельное телевидение. М.: Знание, 1991. 64 с.
5. *Жамалетдинов Н. М., Сатовский Б. Л.* Использование оптического кабеля для передачи гигабитных скоростей // *Вестник связи*. 1999. № 6. С. 44–47.
6. *Песков С., Таценко В., Шишов А.* Интегрированная интерактивная оптико-коаксиальная система кабельного телевидения на основе оборудования фирмы HIRSCHMANN // *ТЕЛЕ-Спутник*. 1997. № 10(24). С. 72–74.
7. *Песков С., Таценко В., Шишов А.* Критерии выбора головного оборудования при построении кабельных сетей коллективного телевизионного приема (КСКТП) // *ТЕЛЕ-Спутник*. 1999. № 3(41). С. 54–59.
8. *Севальнев Л. А.* Передача сигналов цифрового телевидения с информационным сжатием данных по кабельным линиям связи // *ТЕЛЕ-Спутник*. 1998. № 1(27). С. 72–76.
9. *Песков С., Таценко В., Шишов А.* Интегрированные интерактивные сети передачи информации на основе коллективных сетей кабельного телевидения // *ТЕЛЕ-Спутник*. 1998. № 6(32). С. 62–64.
10. *Кужк К. И.* Спутниковая связь на пороге 21 века // *Электросвязь*. 1999. № 4. С. 14–19.
11. Новый всемирный план спутникового телевизионного вещания / *Н. В. Зубарев, Л. Я. Кантор, И. С. Поволоцкий, В. В. Тимофеев* // *Электросвязь*. 1998. № 4. С. 9–11.

12. Кантор Л. Я. Развитие спутникового непосредственного вещания в России // Электросвязь. 1999. № 4. С. 22–25.
13. Левченко В. Н. Спутниковое телевидение. СПб.: ВНУ-Санкт-Петербург, 1998. 288 с.
14. Оборудование для комплексной реконструкции городских систем телерадиовещания на базе MMDS и широкополосных кабельных сетей. М.: АО ТЕЛЕСЕТ, 1997. 102 с.
15. Атрашкевич А. Критерии выбора оборудования системы MMDS // ТЕЛЕ-Спутник. 1997. № 10(24). С. 76–77.
16. Баиндурашвили Г. Л., Козин О. В. Новые возможности MMDS (комплексный подход VIEWSONICS к созданию систем) // ТЕЛЕ-Спутник. 1998. № 10(36). С. 66–68.
17. Уразова С. Хроника "скачущего" сигнала // ТЕЛЕ-Спутник. 1998. № 8(34). С. 38–41.
18. Pilgrim M., Searle R. P. MM-Wave Direct-to-Home Multichannel TV Delivery System // IEEE MTT-S, Int. Microwave Symp. Digest, Long Beach, Calif. June 13–15, 1989. Vol. 1. P. 1095–1098.
19. Pilgrim M., Carver R. D., Barnes B. C. M³ VDS–40 GHz_z Multichannel TV to the Home // 20-th European Microwave Conf., Digest., Sept. 10–13, Budapest, Hungary, 1990. P. 299–304.
20. Бителева А. MVDS или беспроводные сети на миллиметровых волнах // ТЕЛЕ-Спутник. 1999. 1 (39). С. 54–56.
21. Регламент радиосвязи. М.: Радио и связь, 1985. Т. 1. 509 с.
22. Кантор Л. Я., Тимофеев В. В. Спутниковая связь и проблема геостационарной орбиты. М.: Радио и связь, 1988. 168 с.
23. МККР. Максимально допустимые величины плотности потока мощности, создаваемой на поверхности Земли спутниками фиксированной спутниковой службы, используемыми совместно с радиорелейными системами прямой видимости полосы частот выше 1 ГГц. Рек. 358–3. Дюссельдорф, 1990.

4. СИСТЕМЫ ИНТЕРНЕТ-ДОСТУПА

Данная глава написана в связи со все возрастающим интересом к расширению доступа в мировую сеть Интернет и формированию корпоративных интрасетей. В настоящей главе отразились состояние развития и последние тенденции практически всех имеющихся к настоящему времени систем Интернет-доступа, технологии доступа которых чаще всего дополняют друг друга, формируя разветвленную разноскоростную сеть. При этом старые низкоскоростные (узкополосные) технологии все больше уступают новым, и в частности, микроволновым системам на базе МТРС.

Точно определить количество пользователей и подписчиков Интернет практически невозможно. По некоторым оценкам, количество организаций подписчиков приближается к 20 млн, в то время как по оценкам таких органов, как МСЭ, количество пользователей (не платящих индивидуальную плату) достигает 50 млн. По ряду прогнозов, только в Западной Европе к концу 2001 г. ожидается прирост подписчиков до 40 млн.

Уже сегодня передача данных по сети Интернет сопровождается постоянными "заторами", и в будущем ситуация едва ли станет лучше. Помимо всего прочего, перегрузки сети крайне затрудняют реализацию мультимедийных приложений, требующих широкой полосы частот для передачи звука и видео. Никому не хочется несколько минут ждать появления на мониторе сложного графического изображения или несколько часов – загрузки большого файла. Появление множества новых приложений мультимедиа и передачи данных сформировало потребность в крупномасштабном использовании высокоскоростной экономически оправданной системы коммуникационных связей.

Современный Интернет представляет собой комплекс средств хранения, обработки и предоставления информации. Основные составляющие этого комплекса следующие.

Информационные ресурсы. Это, прежде всего, мощные серверы, оборудованные высокоемкими устройствами хранения данных, а также высокоскоростные системы поиска необходимой информации.

Коммуникационные ресурсы, обеспечивающие объединение разнородных сетей в единую систему и предоставляющие средства быстрой передачи данных.

Способы доступа к ресурсам сервис-провайдера ISP (Internet Service Provider), а через него – к информационным ресурсам всей сети, не зависимо от места расположения источника информации.

Качество работы сети Интернет определяется всем комплексом в целом, однако пользователи оценивают этот сложный комплекс, главным образом, по последней составляющей – системе абонентского доступа.

Под термином "доступ" к ресурсам Интернет-провайдера следует понимать соединение компьютера абонента с сервером-источником для передачи или приема информации. Пользователю необходимо подключиться к ближайшему ISP, а далее, используя ресурсы внешних (магистральных) каналов провайдера, абонент получает доступ ко всей сети Интернет.

Следует отметить, что при передаче мультимедийных приложений через Интернет трафик носит сугубо асимметричный характер. Почти весь трафик сосредоточен в направлении от сервера к пользователю. Это особенно справедливо для передачи аудио- и видеоприложений. В связи с этим неудивительно что в Интернет все активнее используется вещательный способ предоставления услуг.

Возможность использования существующей инфраструктуры линий связи в качестве системы Интернет-доступа определяется многими факторами, в частности:

- степенью ее территориального развития, т. е. способностью охватить максимально возможное количество потребителей;
- потенциально достижимой и реальной скоростью передачи данных;
- наличием свободного ресурса;
- величиной затрат на ее развертывание (дооборудование) и эксплуатацию.

Среди всего существующего в настоящее время разнообразия наиболее широко применяются системы доступа к ISP, использующие:

- коммутируемые линии ТСОП;
- выделенные линии тех же телефонных сетей.

В последнее время появились новые системы доступа на основе:

- сетей кабельного телевидения;
- спутниковых каналов связи;
- беспроводных систем связи;
- микроволновых телерадиоинформационных сетей.

По своим потребительским характеристикам системы абонентского доступа отличаются прежде всего:

способом предоставления канала пользователю (разделяемый или выделенный ресурс);

типом используемого физического канала связи (проводный телефонный, кабельный телевизионный, спутниковый), который, в свою очередь, определяет:

максимально возможную скорость передачи данных;

надежность соединения и достоверность передачи (вероятность ошибки) информации;

наиболее удобное время суток для эксплуатации системы доступа.

Все это, в итоге, определяет тип окончного оборудования, удобства работы, величину эксплуатационных расходов, и, наконец, стоимость единицы объема информации в той или иной системе абонентского доступа.

4.1. Системы доступа по телефонным линиям

Исторически первыми системами абонентского доступа, которые нашли массовое применение, являются системы на основе ТСОП.

Доступ по коммутируемой телефонной линии

Доступ к ресурсам провайдера осуществляется по коммутируемой телефонной линии, а все, что необходимо для передачи данных – это модем (рис. 4.1). Абонент сначала "дозванивается" по известному номеру телефонного провайдера, если телефон не занят, – устанавливается

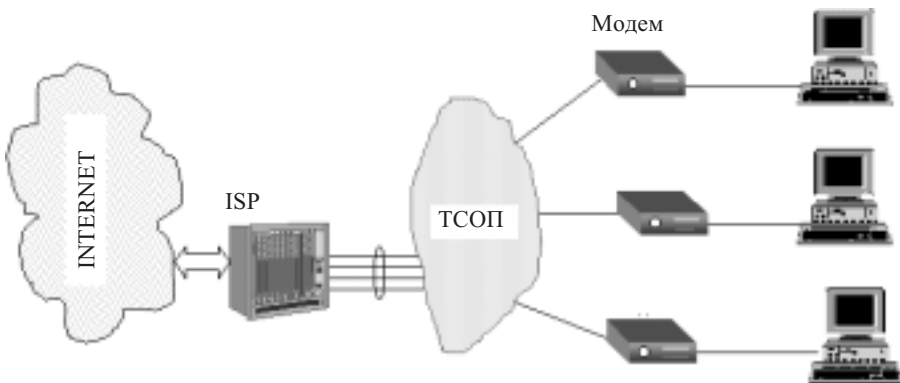


Рис. 4.1. Система Интернет-доступа по коммутируемой телефонной линии

связь с сервером доступа. Скорость передачи данных ограничена полосой частот стандартного телефонного канала, которая составляет 3400 Гц. Теоретически достижимая в таком канале скорость передачи, при оптимальных виде модуляции и способе кодирования, составляет 64 кбит/с, и сегодня уже созданы устройства, обеспечивающие скорость передачи информации, близкую к предельной – 56 кбит/с (в протоколе V.90) [1]. Однако достичь такой скорости передачи данных удалось только в одном направлении – от провайдера к конечному потребителю – за счет использования режима цифровой передачи данных. В обратном направлении данные "текут" со скоростями, не превышающими 33,6 кбит/с, поскольку они передаются в обычном аналоговом режиме с использованием протокола V.34.

Сравнительные скорости передачи данных для разных телефонных модемов без учета фактора качества линий связи приведены в табл. 4.1. На практике эти значения могут отличаться в меньшую сторону на 10...20%.

Таблица 4.1

Сравнение скоростей передачи данных в различных протоколах

Протокол	Скорость передачи			
	бит/с	байт/с	кбайт/мин	Мбайт/ч
V.21	300	74	4,2	0,26
V.22	1200	200	12	0,6
V.22bis	2400	600	36	2
V.32	9600	1200	70	4
V.32bis	14400	1800	106	6
V.34	28800	3600	211	12
V.34+	33600	4200	246	14
V.90	42000	5250	308	18
V.90	50000	6250	366	22

Достоверность передачи обеспечивается аппаратными средствами модема либо программным способом; в обоих случаях коэффициент ошибок не хуже 10^{-4} , что вполне достаточно для работы большинства приложений.

Коммутируемые линии отличаются высоким уровнем помех и низкой устойчивостью соединения, что проявляется в срывах связи абонента с сервером-источником. Кроме потерь времени, это вынуждает отказываться от приема "длинных" файлов, а также существенно ограничивает количество серверов, с которых абонент может получать данные. Поэтому большинство абонентов вынуждено работать ночью, когда интенсивность нагрузки на телефонные сети и уровень помех существенно ниже, чем в дневное время.

Поскольку коммутируемая телефонная сеть изначально не была предназначена для работы наложенных компьютерных сетей, при массовой работе абонентов в Интернет ее характеристики начинают ухудшаться. Объясняется это тем, что пользователи, работая в Интернет часами и даже сутками, создают нехарактерную для телефонной сети нагрузку, что может полностью парализовать работу последней.

Оборудование для коммутируемых линий сравнительно недорогое. Оплата услуг Интернет-доступа в таких системах – почасовая и не зависит от количества переданной информации. Тем не менее, такая система расчетов получила наибольшее распространение.

Доступ по выделенной линии

Для организации доступа используются те же физические линии ТСОП, однако оборудование для выделенных линий позволяет организовать существенно более скоростной канал, хотя и требования к качеству соединительной линии при этом значительно выше. Кроме того, поскольку соединения между абонентом и провайдером постоянные, то на АТС коммутационное оборудование не используется, а каналообразующее – жестко закреплено за абонентом, что снижает коэффициент использования оборудования и повышает стоимость его эксплуатации. Упрощенная схема такой системы доступа представлена на рис. 4.2.

Провайдер выделяет абоненту порт оборудования передачи данных, что также повышает стоимость соединения. Скорость передачи данных по выделенной линии может достигать 2 Мбит/с и выше. Соединения существенно более устойчивы к воздействию помех (отношение сигнал/шум 10...19 дБ, а коэффициент ошибок не хуже 10^{-6}), их качество практически не зависит от времени суток, а объемы получаемой абонентом информации ограничены только его потребностями – заказной скоростью на порту и также пропускной способностью внешних каналов провайдера.

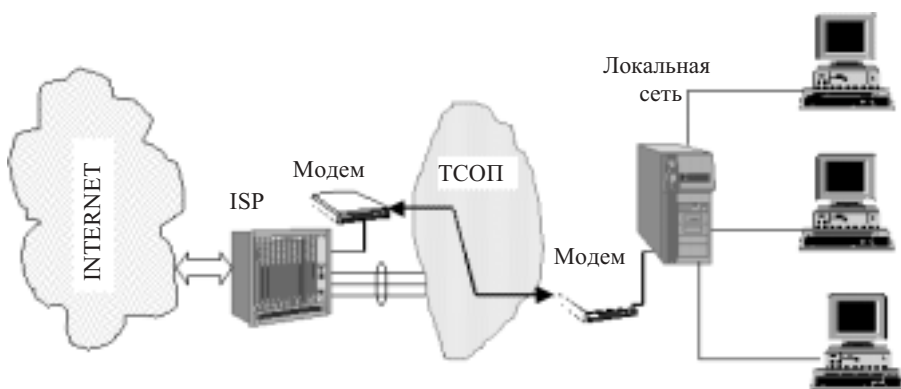


Рис. 4.2. Система Интернет-доступа по выделенной линии

Существуют, однако, технологии, позволяющие добиться скоростей в десятки Мбит/с с использованием витых медных пар. Они позволяют использовать медные пары для передачи широкополосного сигнала, достигающего мегагерцового диапазона. Такие технологии получили название Digital Subscriber Line (DSL – цифровые абонентские линии) [2]. Внедрение некоторых разновидностей не требует радикальной перестройки телефонной сети.

Частотный диапазон телефонных линий принципиально ограничивается не свойствами медной пары, а коммутационно-усилительными устройствами телефонного тракта. При внедрении DSL все элементы сети, отфильтровывающие высокие частоты, удаляются. Сама же медная пара способна передавать сигналы мегагерцового диапазона, правда, с большим затуханием, пропорциональным длине линии и частоте сигнала.

DSL-технологии, в первую очередь, различаются способами модуляции несущей. Для них характерно применение современных типов модуляции, эффективно использующих спектр. Однако большинство типов DSL находятся только в разработке.

К работающим моделям, в первую очередь, относится Asimetric Digital Subscriber Line (ADSL – асимметричная цифровая абонентская линия). По всему миру запущено множество пилотных проектов, а в Северной Америке она довольно широко используется и на коммерческой основе.

Популярность этой технологии отчасти объясняется тем, что она работает при существующей длине медных пар и не требует дорогостоя-

шей переделки сети. Особенностью ADSL является несимметричность прямого и обратного потоков, делающая эту технологию удобной для предоставления доступа к мультимедийным услугам Интернет.

Структурная схема системы изображена на рис. 4.3. Приемопередатчики ADSL устанавливаются в помещении АТС и в здании абонента. Между собой блоки ADSL соединяются обычной двухпроводной скрученной парой.

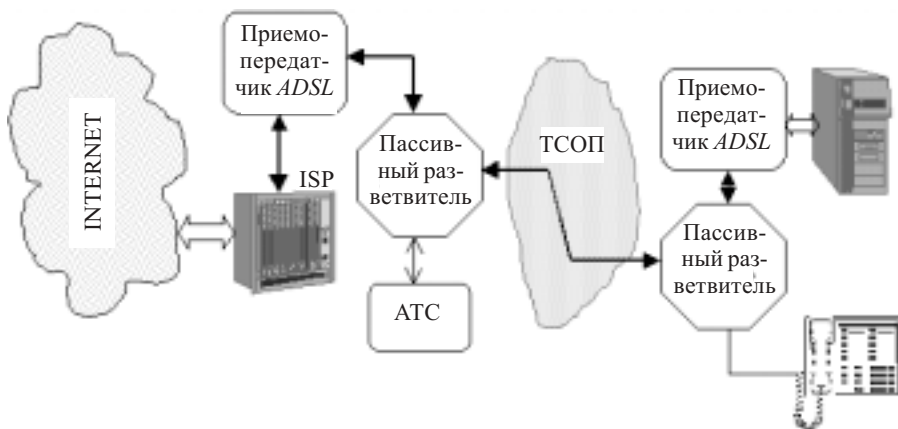


Рис. 4.3. Применение ADSL системы Интернет-доступа

Для развязки с существующим телефонным оборудованием применяются пассивные разветвители, обеспечивающие непрерывность работы обычного телефона даже в случае выхода из строя блока ADSL. Со стороны пользователя блок ADSL обеспечивает цифровой стык к услугам, требующим широкой полосы пропускания. Со стороны АТС блок ADSL подключается к провайдеру Интернет или другой цифровой магистральной сети.

Данная технология обеспечивает одновременное использование обычных телефонных услуг, передачу данных со скоростью до 9 Мбит/с в направлении к абоненту и до 640 кбит/с в обратном направлении. Однако реальные скорости обычно ниже. Их величина зависит от нескольких факторов: толщины проводов, длины участка витой пары, наличия ответвителей. Чем толще и короче провода, тем меньше затухание высокочастотной части сигнала и выше достижимая скорость. Отсутствие ответвителей приводит к удлинению проводов и, как следствие, к снижению возможной скорости передачи. В табл. 4.2 представлены мак-

Таблица 4.2

Максимальные скорости потока ADSL в зависимости от длины витой пары

Скорость, Мбит/с	Дальность, км
1,544	5,47
2,048	4,8
6,312	3,6
8,448	2,7

Максимальные скорости передачи, достижимые при использовании технологии ADSL, в зависимости от длины витой пары.

В ADSL доступная полоса частот витой пары разделена на три части, как показано на рис. 4.4. Низкочастотная часть диапазона, занимаемая аналоговым телефонным каналом, отделяется от каналов данных с помощью вилки направляющих фильтров, что гарантирует телефонные услуги даже в случае сбоя ADSL-системы. Разделение верхнего

и нижнего потока может осуществляться как с помощью фильтров, так и за счет ортогональности сигналов встречных направлений.

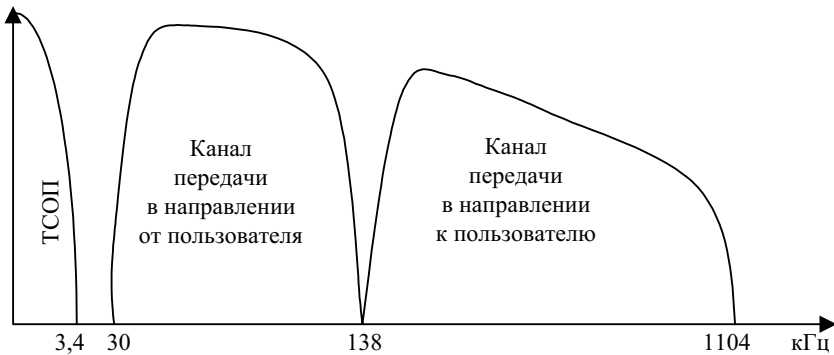


Рис. 4.4. Частотный спектр ADSL-системы

и нижнего потока может осуществляться как с помощью фильтров, так и за счет ортогональности сигналов встречных направлений.

Североамериканский вариант ADSL использует discrete multitone (DMT – дискретную многотоновую) модуляцию. Основная идея этого типа модуляции заключается в разбиении доступной полосы частот на большое число подканалов. DMT способна распределить данные таким образом, что пропускная способность каждого подканала максимизируется. Если какой-либо подканал не может быть использован для передачи данных, он может быть выключен и при этом использование доступной полосы частот оптимизируется. DMT перераспределяет энергию и количество передаваемых бит для различных подканалов в зависимости от отношения сигнал/шум в рассматриваемой части полосы частот.

Одна из основных сложностей реализации ADSL связана с необходимостью борьбы с импульсными помехами, поражающими рабочий спектр. При этом для одних приложений более критична потеря информации, а для других – задержка ее передачи. Таким образом, объем корректирующей информации должен зависеть от характера приложения. Это обстоятельство усложняет протокол работы и конструкцию модемов, следовательно, увеличивает их стоимость.

Скоростной модификацией ADSL является технология VDSL. Основным фактором повышения скорости является сокращение длины медной пары, в результате которого уменьшается затухание сигнала и снижается действие помех. Это позволяет использовать более скоростные варианты КАМ-модуляции и снизить объем корректирующей информации.

VDSL-технология предполагает, что участки медных пар не превышают 300 м. При этом она позволяет получить скорость 52 Мбит/с в прямом направлении и 2,3 Мбит/с в обратном.

Серьезным препятствием к внедрению VDSL пока является высокая стоимость требуемой реконструкции сети, добавляющаяся к дороговизне VDSL-терминалов.

Модемы для выделенных линий значительно дороже, чем для коммутируемых – от 200 до 2500 дол., а стоимость порта составляет от 100 до десятков тысяч долларов в месяц. Поэтому выделенный канал могут позволить себе лишь организации, нуждающиеся в качественном высокоскоростном доступе.

4.2. Система доступа по сети кабельного телевидения

Сети кабельного телевидения в городах по степени охвата потенциальных потребителей не уступают телефонным – телевизионный кабель уже проведен почти в каждую квартиру, а пропускная способность одного канала кабельной сети на два-три порядка выше, чем в традиционных системах, использующих ТСОП. Именно поэтому использование кабельных ТВ-сетей позволяет предоставить услуги, недоступные пользователям телефонных систем из-за низкой скорости, и существенно сгладить проблему абонентского доступа.

Для организации Интернет-доступа в СКТВ рядом с передающей телевизионной станцией устанавливается головное оборудование, которое формирует каналы передачи информации и обеспечивает обмен данными между Интернет-провайдером и абонентами (рис. 4.5). На абонентской стороне размещается кабельный модем.

Для передачи данных в прямом направлении, как правило, выделяется один телевизионный канал дециметрового диапазона, ресурсы которого делятся между абонентами путем временного разделения.

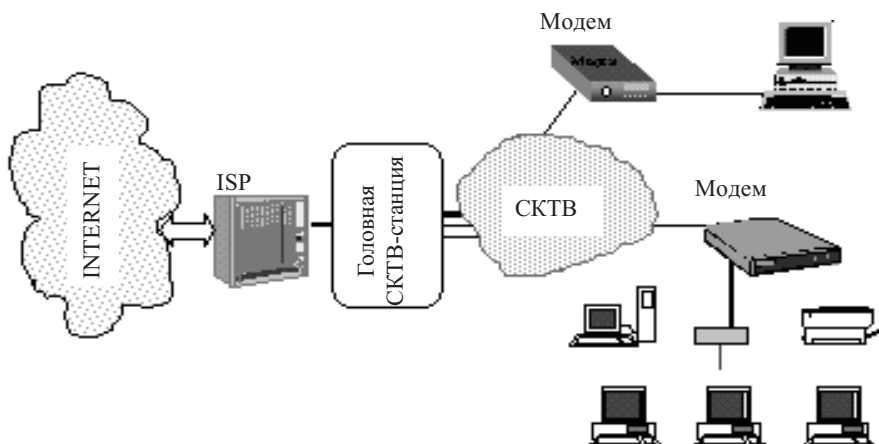


Рис. 4.5. Система Интернет-доступа по СКТВ

Обратный канал организуется либо по ТСОП, либо в полосе обратного канала кабельной сети. Очевидно, что системы второго типа могут внедряться только в СКТВ с обратным каналом, который обеспечивает необходимую ширину полосы и требуемое усиление.

Скорость передачи информации в разных системах сильно различается. Она, в первую очередь, зависит от используемого типа модуляции. Спектр прямого канала свободен от помех. Это позволяет использовать в нем высокоэффективные способы модуляции типа 64-КАМ или 256-КАМ. В реально существующих системах применяются типы модуляции от QPSK до 64-КАМ.

Таблица 4.3

Скорость передачи информации в зависимости от типа модуляции

Тип модуляции	Полезная скорость, бит/сЧГц
QPSK	1,5
16 КАМ	3
64 КАМ	5
256 КАМ	7

Ориентировочные значения скорости передачи полезной информации в полосе 1 Гц в зависимости от типа модуляции приведены в табл. 4.3.

Обратный канал в СКТВ организуется в полосе до 30...70 МГц, которая часто бывает поражена внешними шумами. Поэтому в обратном канале предполагается ис-

пользование QPSK или максимум – 16-QAM. Ширина полосы обратного канала у разных производителей сильно различается: борьба с шумами требует сужения полосы, а желание увеличить скорость передачи – ее расширения.

Системы кабельных модемов различаются также протоколами доступа к ресурсам прямого и обратного каналов. Некоторые из них организуют работу каналов на базе протокола Ethernet. Другие используют принцип АТМ, предусматривающий возможности организации различных уровней сервиса.

В качестве конкретного примера рассмотрим систему SpeedDemon фирмы Phasecom [3]. Общая структура такой схемы, использующей в качестве кабельных линий оптоволокно, представлена на рис. 4.6. Данная система кроме предоставления обычного асинхронного режима Интернет-доступа позволяет реализовать увеличение пропускной способности обратного канала и обеспечить симметричный сервис, когда обычно требуется одинаковая ширина полосы в обоих направлениях.

Увеличение пропускной способности обратного канала решается при помощи так называемой блок-конвертации. Она заключается в том, что несколько обратных каналов в диапазоне 5...42 МГц (приходящих к узлу от разных групп абонентов) конвертируются на узле вверх и "укладываются в штабель", занимая диапазон 5...244 МГц. Далее этот частотный "штабель" передается по одному оптоволокну на головную станцию, с использованием одного оптического передатчика. Установленное на головной станции оборудование осуществляет обратное преобразование обратных каналов в их первоначальные частоты. Это решение продемонстрировано на рис. 4.6. Если узел обслуживает 2000 абонентов без использования блок-конвертации обратных каналов, то все пользователи делят один диапазон 5...42 МГц. С использованием блок-конвертации 2000 абонентов разбиваются на группы примерно по 500 каждая, и каждая из них пользуется своим обратным каналом шириной тех же 5...42 МГц, т. е. 2000 абонентов имеют четыре обычных обратных канала.

Для обеспечения симметричного сервиса при проведении видеоконференции или связи между отдельными ЛВС через СКТВ используются трансверторы. Поясним их назначение.

Как уже отмечалось, весь спектр, используемый в СКТВ, делится на диапазон обратного канала 5...42 МГц и диапазон прямого канала

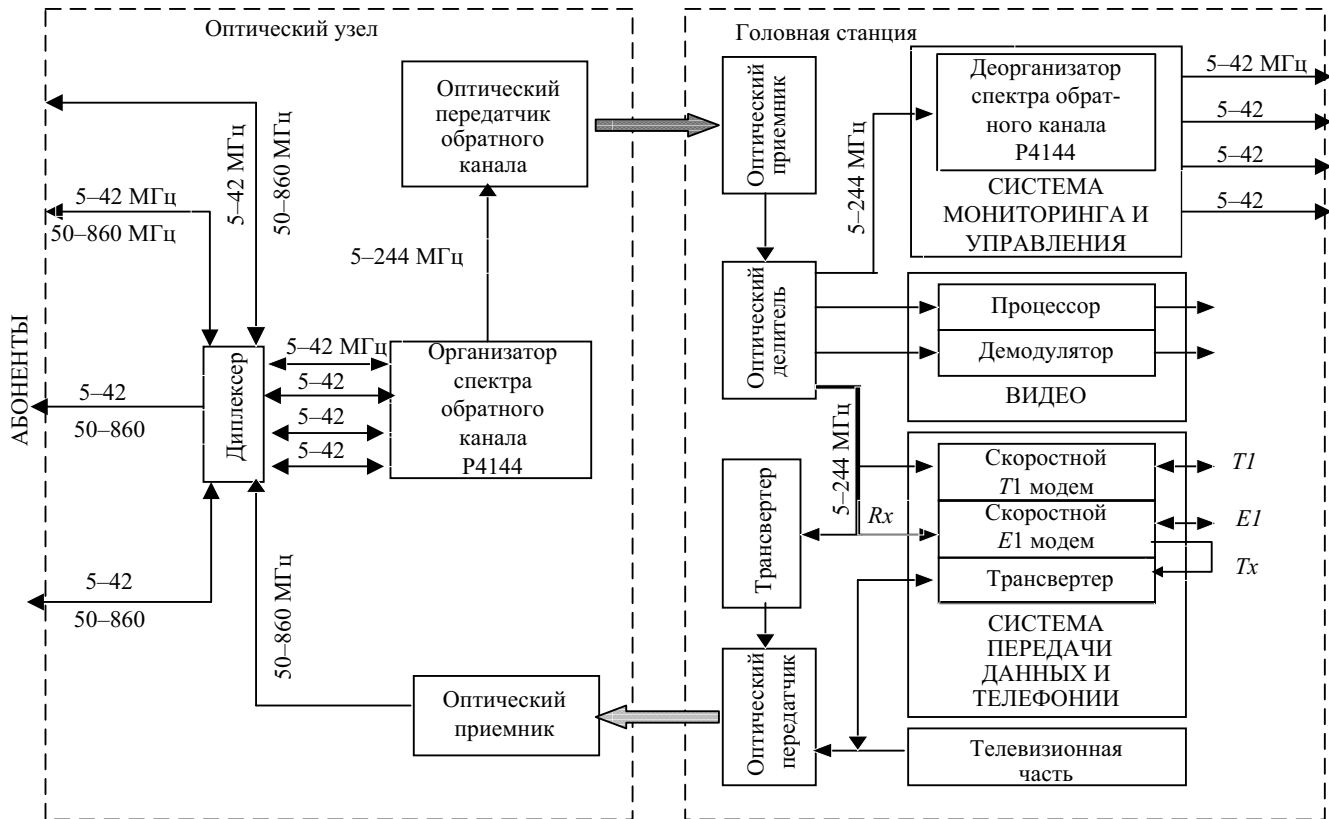


Рис. 4.6. Система Интернет-доступа по СКТВ фирмы Phasecom

50...850 МГц. Предположим теперь, что имеются два модема (А и Б) в сети, которые передают какую-то информацию на какой-то частоте в диапазоне 5...42 МГц (к головной станции) и принимают на какой-то частоте в диапазоне 50...850 МГц (от головной станции). Пусть модем А передает на частоте 22 МГц и принимает на частоте 500 МГц, в то время как модем Б передает на частоте 32 МГц и принимает на частоте 600 МГц. Очевидно, что сигнал, посланный модемом А на частоте 22 МГц, сможет быть воспринят модемом Б лишь на частоте 600 МГц после конвертации вверх. Таким образом, сигнал с частотой 22 МГц должен быть конвертирован на частоту 600 МГц (и, может быть, понадобится ремодуляция, если способы модуляции в прямом и обратном каналах отличаются). Эту процедуру как раз и обеспечивает трансвертер на головной станции.

Система, обеспечивающая симметричный сервис связи двух ЛВС, показана на рис. 4.7. Минимальная конфигурация системы включает следующие компоненты:

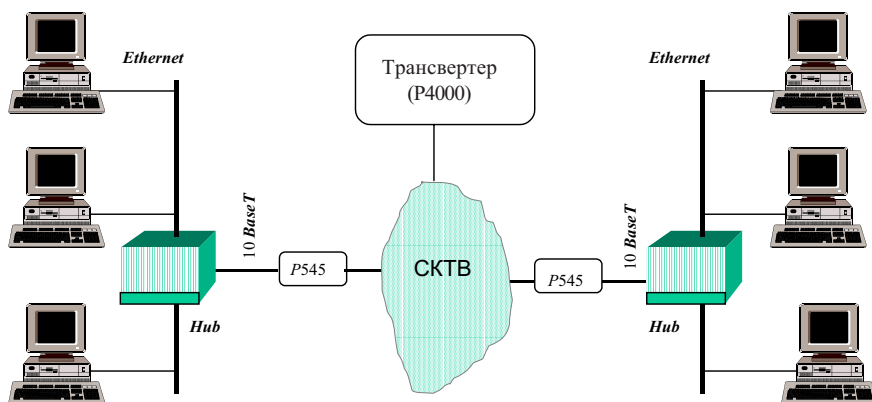


Рис. 4.7. Симметричная система передачи данных в СКТВ

- 1) два кабельных интерфейса P545: один на локальной сети, другой – на головной станции или удаленной сети;
- 2) NMS (Network Management System) – Программное обеспечение под Windows, позволяющее осуществлять дистанционный контроль и администрирование системы, включая конфигурирование и диагностику;
- 3) трансвертер, устанавливаемый на головной станции.

Кабельный модем P545 использует КАМ-модуляцию. Занимаемая при этом полоса спектра составляет 1,5 МГц, что позволяет использовать один телевизионный канал для нескольких модемных линий.

Данная система идеально подходит для любых соединений между небольшими ЛВС. Она также может использоваться для доступа в Интернет пользователей через СКТВ обеспечивая скорость 2,048 Мбит/с.

На сегодняшний день параллельно создаются два стандарта высокоскоростной передачи данных по кабельным сетям [4]. Один из них, DOCSIS, разрабатывается консорциумом Multimedia Cable Network System (MCNS). Этот стандарт оптимизирован под передачу IP-пакетов и не привязан к другим стандартам передачи мультимедиа. Ширина прямого канала 6 МГц соответствует ширине телевизионного канала в стандарте NTSC. Типы модуляции 64-КАМ или 256-КАМ позволяют передавать суммарный поток около 30 или 42 Мбит/с соответственно.

Для выделения обратного канала отведен диапазон 5...42 МГц. Ширина полосы обратного канала может принимать 5 различных значений, причем допускается модуляция QPSK или 16-КАМ. Максимальная скорость в обратном канале – 10 Мбит/с. В качестве транспортного механизма используется протокол Ethernet.

Другой стандарт входит в семейство DVB. Он предполагает передачу данных с помощью транспортных пакетов MPEG-2, поверх которых работает протокол ATM.

Прямой канал организуется в полосе телеканала шириной 6, 7 или 8 МГц, в котором может совмещаться передача телевизионного сигнала и данных. Допустимые типы модуляции в таком канале – 16–256 КАМ, а максимально достижимая скорость передачи – 56 Мбит/с. Кроме того, стандарт предусматривает возможность создания отдельных "невещательных" каналов передачи данных шириной от 200 кГц до 2 МГц. В них используется QPSK. Максимальная скорость в таких каналах составляет 3 Мбит/с. Ширина обратного канала может колебаться от 200 кГц до 4 МГц. Заданный стандартом тип модуляции QPSK позволяет получить максимально скорость 6 Мбит/с.

В отличие от DOCSIS, DVB не имеет жесткой ориентации на передачу Интернет, а стандартизирует передачу разнотипных данных в интерактивных DVB-сетях. Конструкция систем кабельных модемов DVB жестко не привязана к определенным физическим параметрам сети. Правда, такая открытость делает их конструкцию более сложной по сравнению с системами стандарта DOCSIS.

Оба стандарта имеют свои плюсы и минусы и оба находятся в стадии становления. Однако, если системы кабельных модемов DVB находятся в экспериментальной фазе, то системы первого варианта стандарта MCNS, DOCSIS 1.0, уже выпускаются серийно.

В настоящее время реально действующие проекты созданы не только в США и Канаде. Финская компания Telecom Finland открыла первую кабельную сеть для высокоскоростной передачи данных из Интернет тысячам жителей района Лаппинранта, расположенного в 200 км восточнее Хельсинки. За 79 дол. в месяц пользователи получают неограниченный доступ в Интернет. Представители компании пояснили, что в эту сумму также входит арендная плата за пользование кабельным модемом Zenith, поддерживающим скорость 4 Мбит/с, и стоимость сетевой платы для персонального компьютера.

В Венгрии услуги Интернет представляют пять операторов СКТВ. Например, будапештский оператор TVNET, обслуживающий 21 тыс. абонентов СКТВ, имеет, по его данным, 75 корпоративных подписчиков на услуги передачи данных. В зависимости от класса обслуживания квартирный доступ в Интернет стоит 40...240 дол. в месяц. Разработаны планы по предоставлению доступа в Интернет частным лицам, которым это обойдется в 25 дол. в месяц.

Несколько действующих проектов есть в Москве. Так, московская телекоммуникационная корпорация "Комкор" планирует предоставление интерактивного видеосервиса, телефонных и мультимедийных услуг, а также высокоскоростного доступа в Интернет по СКТВ. Стоимость подключения одной квартиры обойдется компании в 300 дол.

Таким образом, все двунаправленные системы, в которых оба канала приема и передачи формируются в телевизионном кабеле, обеспечивают существенно более высокую скорость обмена данными. Однако кабельная сеть является прекрасной приемной системой для внешних помех, которые в диапазоне частот обратного канала достаточно интенсивны. Кроме того, в большинстве кабельных сетей для формирования обратного канала требуется установка в магистральных усилителях дополнительных модулей, а используется обратный канал сегодня только для обеспечения Интернет-доступа.

Системы однонаправленные, с обратным каналом по телефонной линии, могут работать практически в любой СКТВ. Однако расходы абонента увеличиваются из-за необходимости приобретения еще и телефонного модема, а также оплаты услуг телефонного доступа к провайдеру.

Стоимость абонентского модема для кабельной системы выше, чем для коммутируемой линии, и составляет не менее 350 дол.

Высокие скорость передачи данных и надежность оборудования, удобный интерфейс дают возможность одним модемом обслуживать нескольких потребителей (локальную сеть). Масштабируя головное оборудование, можно повысить скорость в обратном канале до 10 Мбит/с и обеспечить передачу симметричного трафика, что позволит предоставлять услуги с интегрированным сервисом, например, одновременную передачу данных и речи (телефонная связь), видеоконференции.

Поэтому системы Интернет-доступа по кабельным сетям имеют хорошие перспективы. Однако существуют причины, сдерживающие внедрение этих систем. Прежде всего, для обеспечения двунаправленных систем магистральное оборудование СКТВ должно обеспечивать передачу сигналов в обратном канале, что в большинстве случаев требует дополнительных затрат от кабельного оператора. Другим недостатком является то, что система Интернет-доступа может предоставлять услуги в пределах, ограниченных кабельной сетью, а техническая возможность полноценного объединения СКТВ разных операторов, как правило, отсутствует.

Системы передачи данных по сетям СКТВ справедливо относятся к локальным городским системам. Однако потребность в Интернет существует и за пределами городской черты, где нет возможности предоставить доступ по СКТВ, а качество телефонной связи достойно сожаления. Для решения этой проблемы предназначены различные беспроводные системы Интернет-доступа, среди которых прежде всего следует выделить системы доступа по спутниковым каналам приема.

4.3. Система доступа по спутниковым каналам

Системы Интернет-доступа, использующие спутниковые ретрансляторы, относятся к национальным системам, поскольку охватывают территорию, как правило, сравнимую с размерами государства [5, 6]. Одной из первых таких систем (рис. 4.8) появилась техника DirectPC, на сегодняшний день широко распространившаяся.

Обратный канал в DirectPC организуется по коммутируемой или выделенной телефонной линии. Запрос от абонента поступает на специальный сервер головного вещателя (наземной станции спутниковой связи). Если запрашиваемая информация на этом сервере отсутствует, то он начинает искать ее в сети, после чего передает абоненту по спутни-

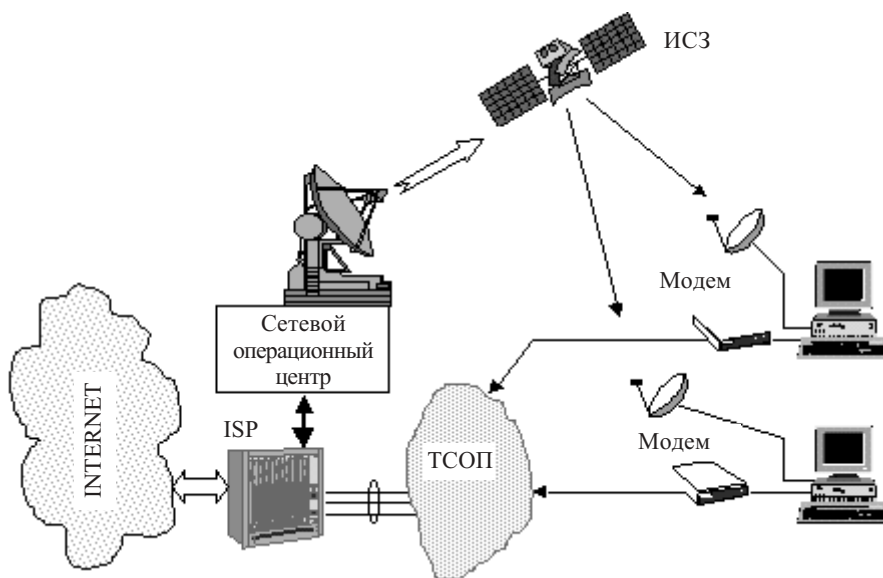


Рис. 4.8. Система Интернет-доступа по спутниковым каналам приема

ковому каналу. Основным минусом этой техники являются возможные задержки ответа, определяемые временем посылок по обратному каналу и поиск информации в общей сети. DirecPC гарантирует скорость передачи 400 кбит/с, что заметно ниже пропускной способности стандартного транспондера, составляющей 40 Мбит/с.

Компанией Hughes Network System разработана и внедрена технология DirecPC(*tm*) [7], к достоинству которой следует отнести невысокую стоимость оборудования приемной спутниковой станции (меньше 800 дол. с антенной диаметром 0,9 м) и фрагментарную систему оплаты спутниковых ресурсов только за реально полученные данные. Широкая популярность систем DirecPC(*tm*) способствовала разработке корпоративных решений DirecPC Network Edition в различных операционных средах (MS Windows'NT, Novell NetWare, RedHat Linux). Корпоративные решения DirecPC(*tm*) часто используются ISP для увеличения своих канальных ресурсов, так как в принципе позволяют при непрерывной работе закачать за месяц до 100 Гбайт данных. Но сеть DirecPC(*tm*) особенно эффективна при обслуживании большого числа кратковременно работающих индивидуальных клиентов, а не долговременно занимающих общую несущую, так как использует метод TDMA (Time Division Multiple

Access) для управления доступом. Некоторое время сервис-оператор Восточной Европы, американская компания NetSat Express, пытался организационными методами ограничивать использование ISP-систем DirecPC(tm). Естественно, это средство оказалось несостоятельным. Поэтому компания NetSat Express нашла самое верное средство отвлечения провайдеров от технологии DirecPC (tm) – она представила на рынке специальную технологию спутникового Интернет для провайдеров NetSattt Access Plus (tm).

Предлагается два вида систем: активные, основанные на приемо-передающей наземной спутниковой станции (PES) и пассивные – Receive Only (RO), использующие в качестве запросного канала (Uplink) наземный доступ в Интернет. DirecPC(tm) – это индивидуальная система потому, что для выхода в Интернет достаточно коммутируемого канала, типичного для индивидуального клиента сети, а для присутствия в Интернет выделяется только один IP-адрес, который для корпоративного решения разделяется между сетевыми клиентами при помощи проху-сервера. К тому же высокий уровень цен за трафик с трудом допускает провайдера в цепочку "сервис-провайдер DirecPC(tm) – пользователь DirecPC (tm)". NetSat Access Plus(tm) для выхода в Интернет использует выделенный канал – спутниковый для активных и наземный для RO. Для присутствия в сети Интернет система NetSattt Access Plus(tm) имеет сетку IP-адресов, зарегистрированную в INTERNIC, поддерживает первичные и вторичные имена доменов типа yourhost. yourcompany.com, ведет статистику потребления ресурсов своими пользователями. И что особенно важно, оплата трафика не превышает стоимость наземного доступа в Интернет, ориентирована на постоянное использование канала и передачу больших объемов данных.

Особенно привлекательным для отечественных провайдеров будет наличие гарантированной информационной скорости – Committed Information Rates (CIR). Например, система NetSat Access RO(tm) с каналом 1 Мбит/с при гарантированных 256 кбит/с позволяет получать в месяц от 66 до 260 Гбайт данных.

Перечислим основные достоинства системы NetSat Access Plus(tm) для провайдеров:

- прямой спутниковый доступ в Интернет-магистраль через спутник Orion 1;

- пассивная система NetSat Access Plus RO с наземным каналом в Интернет не требует дополнительных разрешений;

активная система NetSat Access Plus (*tm*) может быть использована в IP-телефонии;

круглосуточное ежедневное обслуживание;

зона текущего распространения системы NetSat Access Plus(*tm*) практически ограничена сейчас 30° в. д., но с августа 1999 г. для нее будет использоваться спутник Orion 2a, и зона ее распространения отодвинется до 60° в. д. (т. е. вся европейская часть России).

При организации скоростного доступа к Интернет неизменно встает проблема самого медленного звена в сети – обратного канала запроса пользователь→провайдер.

Действенной попыткой в решении этой проблемы стало появление спутниковых технологий передачи Интернет по вещательному принципу. Передача ведется в протоколе UDR/IP. При этом ликвидируются задержки из-за поиска страниц, пересылок запросов и подтверждений.

Распространенной формой "вещания" Интернет является техника Werbcasting, предлагающая циклическую передачу набора наиболее популярных страниц. Информация принимается абонентами и сохраняется в компьютере. Идея вещания Интернет появилась при обнаружении того факта, что большую часть трафика сети составляет передача 2...3-х десятков сайтов. Вещание этих сайтов может полностью или частично удовлетворить многих пользователей сети и снизить нагрузку в самой сети.

Сегодняшние реализации Werbcasting позволяют циклически передавать гигабиты информации со скоростями до 10 Мбит/с.

Наиболее приближенным к принципу вещания телепрограмм является метод передачи данных Data carousel. Он удобен для трансляции электронных периодических изданий, каталогов, игр и т. д. Может использоваться для передачи Интернет.

При использовании Data carousel операторы сети собирают данные у различных провайдеров, а затем вещают их по заранее составленному расписанию. Отбор абонентом информации, загружаемой в его компьютер, может проводиться с помощью электронного гида, аналогичного телевизионному. Для оплаты услуг также могут использоваться механизмы платного телевидения.

Несмотря на невозможность полной индивидуализации передаваемых данных, использование в спутниковых сетях вещательных техник имеет хорошие перспективы из-за доступности и дешевизны услуг.

Следует отметить, что спутники обеспечивают не только односторонние широкополосные вещательные услуги, но и предоставляют целый ряд полностью интерактивных услуг, обеспечивая двухсторонние связные каналы. Так, в системе мобильной спутниковой связи INMARSAT помимо телефонной и факсимильной связи осуществляется передача данных со скоростью 56 или 64 кбит/с [8]. Для Интернет-доступа открыты также все глобальные низкоорбитальные системы Iridium, Globalstar и ICO.

Интересен проект американской глобальной низкоорбитальной системы спутниковой связи Teledesic, предназначенной в основном для обеспечения доступа в реальном масштабе времени стационарным и подвижным абонентам в сеть Интернет. Проект предложен компаниями Microsoft Corp. и McCow Cellular Communication, а для его воплощения в жизнь создана фирма Teledesic Corp. К реализации проекта присоединилась фирма Boeing, которая будет главным подрядчиком по проектированию, строительству и вводу в эксплуатацию сети Teledesic. В 1998 г. к разработке системы присоединилась компания Motorola, которая отказалась от ранее предложенного ею проекта Celestri. Теперь проекты Teledesic и Celestri объединяются в единый проект Internet-In-Sky ("Интернет в небесах").

Космический сегмент состоит из нескольких сотен (288) ИСЗ, располагаемых на круговых орбитах на высоте 700 км с наклоном 98° . Диапазон частот – 30/20 ГГц с общей полосой частот 400 МГц. Предусмотрена межспутниковая связь (8 межспутниковых линий на каждом ИСЗ) в диапазоне 60 ГГц. Пропускная способность межспутниковой радиолинии 1,5 Гбит/с. Сеть строится на принципах АТМ-коммутации. Мобильные и стационарные абонентские терминалы будут работать на скоростях от 16 до 2000 кбит/с.

Наземный сегмент предусматривает использование абонентских стационарных терминалов с антеннами диаметром 0,16...1,8 м, мобильных терминалов с антеннами диаметром 0,08 м. Между центральной станцией системы и специальными крупными пользователями предусматривается организация сверхширокополосных каналов с пропускной способностью 155 Мбит/с...2 Гбит/с.

Широко рекламируется проект европейской глобальной низкоорбитальной телекоммуникационной спутниковой системы Sky Bridge [9]. Система предназначена для обеспечения высокоскоростных интерактивных услуг связи в компьютерных сетях, а также услуг телефонии и

видеосвязи. Разработка – французской фирмы Alcatel Espace. Стратегическим партнером по созданию космических аппаратов является компания Loral. Зона охвата системы составляет $\pm 68^\circ$ относительно экваториальной плоскости.

Космический сегмент состоит из двух симметричных группировок по 32 спутника (по четыре спутника в восьми плоскостях), расположенных на высоте 1457 км. Основной диапазон частот в системе – 14/11 ГГц. В системе обеспечивается передача информации со скоростью не менее 60 Мбит/с в направлении к абоненту и не менее 2 Мбит/с – от абонента.

Наземный сегмент имеет абонентские станции, станции сопряжения с наземными сетями (порядка 200 станций для 90% абонентов), центр спутникового контроля и станции слежения, телеметрии и управления. Система доступа основана на технологии ATM. Предполагаемый срок ввода в эксплуатацию – 2001–2003 гг.

Однако стоимость пользовательского трансивера для работающих связанных спутниковых систем оценивается более чем в 1000 фунтов, что ограничивает его массовое применение.

4.4. Беспроводные системы

Цифровая мобильная сотовая связь предоставляет возможность подключения к сотовому телефону ноутбука и передачи по мобильной сети данных со скоростями в несколько килобит в секунду [10]. Такие потоки могут устраивать пользователя при работе с электронной почтой, но не с мультимедийными приложениями.

В настоящее время разрабатывается универсальная мобильная система связи UMTS, в перечень основных услуг которой включен глобальный доступ в Интернет, что считается ключевым проводником быстрого развития этой системы [11,12]. Одна из основных задач проекта UMTS – создание недорогого терминала (до 100 дол), обеспечивающего все виды услуг связи (речь, данные, видео и т. п.) при скорости передачи по радиоканалу до 2 Мбит/с в условиях микросотовой и пикосотовой структуры. При этом радиотерминал должен работать в сетях частного и общего пользования, которые обслуживаются разными операторами, и должна обеспечиваться регистрация абонентов при переходе из одной сетки в другую.

Среди множества систем абонентского доступа особое место занимает стандарт цифровой европейской беспроводной связи DECT (Digital European Cordless Telecommunications), утвержденный в 1992 г. ETSI [13].

В данное время стандарт DECT становится одним из ведущих в беспроводных технологиях, особенно после принятых дополнений, связанных с аутентификацией абонентских станций взаимодействия сетей DECT ISDN и сетями сотовой связи стандарта GSM. Технология DECT была разработана для применения в составе с учрежденческими АТС, в офисах с высокой плотностью размещения персонала и интенсивным трафиком. В DECT предусмотрена связь с ISDN, подключение к абонентскому терминалу передачи данных.

В данном стандарте базовая станция работает в диапазоне частот 1880...1900 МГц, в котором выделены 10 физических радиоканалов с шириной полосы 1,728 МГц. В свою очередь, каждый физический радиоканал содержит 12 логических разговорных каналов, разнесенных во времени (TDMA). Во временной области физический радиоканал разбит на кадры длительностью 10 мс, а каждый кадр состоит из двух частей по 5 мс.

В течение первой половины кадра идет поочередная передача информации по 12 разговорным каналам от базовой станции к абонентскому терминалу, а в течение второй половины – в обратном направлении (от абонента к базовой станции). Все остальное время портативный терминал занят обменом управляющей информацией и поиском наилучшего канала. При этом во временных интервалах полного TDMA-кадра информация может передаваться со скоростью 1,52 Мбит/с. Радиус действия системы может составлять для портативного терминала до 50 м (внутри помещений) и до 200...300 м – (на открытой местности).

Существующие технологии на основе ИК-излучения из-за крайне ограниченного радиуса действия (до 10 м при рассеивающем излучении и до 400 м при направленном) применимы в локальных сетях, территориально ограниченных одним помещением или зданием. К важнейшим преимуществам ИК-излучения можно отнести его абсолютную устойчивость к радиопомехам и практически полную защищенность от перехвата потока данных при направленном излучении.

Несмотря на достаточно продолжительную историю использования ИК-излучения в средствах связи, рынок продуктов этого типа для компьютерных коммуникаций существует лишь несколько лет и представлен фирмами Laser Communications (адаптер IfraLAN с направленным излучением на расстояние до 25 м и скоростью передачи до 3 Мбит/с), A.T.Schindler Communications (адаптер FIRLAN с направленным излучением, 380 м, 3 Мбит/с), Photonic (адаптер Collaborative PC&PCMCIA

с рассеивающим излучением, 10 м, 1 Мбит/с), Spectrix (адаптер SpectrixLite с рассеивающим излучением, 10 метров, 15,5 кбит/с).

Для компьютерных сетей имеются специальные беспроводные локальные сети Wireless LAN (WLAN) стандарта IEEE 802.11, принятого в 1997 г. [14] и построенного на основе использования специального ШПС. Отличительной чертой такого радиосигнала является наличие избыточности цифрового кода, гарантирующее высокую достоверность (безошибочность) и помехоустойчивость передачи данных. При этом используется очень низкая мощность излучения, что реализуется миниатюрным приемопередатчиком, способным уместиться в маленькой сетевой компьютерной плате.

Стандарт 802.11 обеспечивает функционирование беспроводной связи стационарных, портативных и мобильных станций и включает спецификации для двух уровней – физического и канального, точнее, уровня доступа к среде (MAC – Medium Access Control) в полосе частот 2,4...2,483 ГГц и скоростей передачи данных 1 и 2 Мбит/с. При этом на физическом уровне возможно применение двух различных методов модуляции радиосигнала с расширением спектра: метод прямой последовательности (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum) и со скачущей перестройкой частоты (FHSS – Frequency Hopping Spread Spectrum).

В методе прямой последовательности сигнал, несущий данные, модулируется 11-битовой последовательностью Баркера. Избыточные биты называются чипами. Название "прямая последовательность" обязано тому, что процесс расширения применяется непосредственно к каждому биту информации. Каждый DSSS-приемник должен знать код расширения спектра. Различные коды позволяют нескольким DSSS-передатчикам работать в одном диапазоне без взаимных помех. Получив весь сигнал данных, приемник использует коррелятор для удаления чипов и формирования сигнала исходного размера.

Метод скачущего переключения частоты состоит в том, что передатчик и приемник переключаются на узкополосные несущие разной частоты в определенной последовательности, которая кажется случайной. Схема предусматривает разделение выделенной полосы частот на 79 поддиапазонов, каждый шириной 1 МГц. Обычно существуют три набора из 22 частот, при этом минимальная частота переключений должна составлять 2,5 скачка в секунду. Это значение выбирается с таким расчетом, чтобы за время работы на одной из несущих частот можно

было передать один пакет и в случае искажения пакета повторить его передачу на втором скачке.

Протокол канального уровня стандарта 802.11 использует схему, известную как Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA) или множественный доступ с контролем несущей и избеганием коллизий. Она очень похожа на спецификацию MAC-уровня для стандарта 802.3 – Ethernet, лишь взамен определения столкновений протокол предусматривает их предотвращение. При передаче данных в радиочастотном диапазоне это сделать легче. MAC-уровень привлекает к своей работе физический уровень, оценивая значение энергии в передающей среде. Чтобы определить, свободен ли канал, физический уровень использует алгоритм CCA (Clear Channel Assessment – оценка занятости канала). Это обеспечивается измерением энергии принимаемого радиосигнала в антенне. Если мощность принятого сигнала не превышает определенного порогового значения, то канал считается свободным и MAC-уровень устанавливает соответствующий статус канала. В противном случае канал объявляется занятым.

Несмотря на то, что ШПС стандарта 802.11 обеспечивают подавление узкополосных и импульсных помех, проблема помехоустойчивости каналов связи стоит весьма остро, поскольку диапазон 2,4 ГГц широко используется промышленными и бытовыми устройствами.

Компания Lucent Technologies предлагает сетевые карты WaveLAN и радиомосты WavePoint для организации беспроводной локальной сети согласно стандарта 802.11. Характеристики сетевой карты и моста приведены в табл. 4.4 и 4.5 соответственно.

С помощью сетевых карт WaveLAN можно соединить два и более компьютера в одну локальную сеть в пределах прямой видимости. Такая сетевая карта вставляется в свободный слот компьютера и работает как обычная кабельная сетевая карта. Разница состоит в том, что вместо кабеля к ней подключается антенна.

Сетевой мост WavePoint предназначен для соединения локальной сети с удаленными компьютерами (сетями) по беспроводным каналам передачи данных в топологии типа "звезда", а также для использования в качестве ретранслятора в топологии "точка-ретранслятор-точка". Он предусматривает установку двух сетевых карт WaveLAN, каждая из которых настраивается на свой диапазон частот и поддерживает независимую подсеть удаленных абонентов с пропускной способностью 2 Мбит/с. Мост имеет интерфейсы под витую пару и коаксиальный кабель.

В общем случае сетевые радиомосты представляют собой сочетание в одном устройстве программно-технической реализации моста (иногда маршрутизатора) с сетевым интерфейсом Ethernet и радиомодема.

Таблица 4.4

Технические характеристики карты WaveLAN

Наименование параметра	Значение
Полоса частот	2400...2483,5 МГц
Число перестраиваемых подканалов	13
Модуляция сигнала	<i>Direct Sequence Spread Spectrum (QPSK)</i>
Способ расширения базы сигнала	11-разрядный код Баркера
Вероятность ошибки	Не хуже 10^{-8}
Скорость передачи данных	2 Мбит/с
Дальность связи	Без дополнительного усиления – 10...25 км в зависимости от типов применяемых антенн, длины и типа кабеля
Чувствительность приемника	90 дБм·Вт на скорости 2 Мбит/с и 93 дБм·Вт – 1 Мбит/с
Выходная мощность	15 дБм·Вт
Потребляемый ток	В режиме ожидания – 9 мА (3,3 В и 5 В питание) В режиме приема – 230 мА В режиме передачи – 330 мА
Рабочая температура	0...55° С
Совместимость	<i>Windows 95</i> <i>Windows NT NDIS Miniport driver</i> <i>Novell 3.x, 4.x</i> <i>Unix (v.4, SCO, FreeBSD), Unixware, Linux</i> <i>Apple/Macintosh</i>
Гарантия	3 года

Одной из самых последних разработок в области технологий беспроводной связи является система Bluetooth (Голубой зуб) [15], для разработки которой объединились компании Ericsson, IBM, Intel, Nokia и Toshiba. Bluetooth будет использовать нелицензируемый в Европе ра-

Технические характеристики моста WavePoint

Характеристика	Описание
Возможности	Два слота для PCMCIA (EAM или PC IEEE card Ext.) Spanning Tree Algorithm IEEE 802.1D Transparent Bridging Multicast delay Фильтрация протоколов Access Control Table Manager DHCP and BOOTP Site Survey Tools Поддержка роуминга
Управление	Программное обеспечение WaveMANAGER/AP Совместимость с SNMP MIB I-II Windows based user interface
Индикация	4 индикатора: питание активность сети Ethernet LAN активность слота А WaveLAN активность слота В WaveLAN
Интерфейс	Ethernet 802.3 10Base-T (Разъем RJ 45) 10Base-2 (Разъем BNC) WaveLAN 2 слота для WaveLAN /PCMCIA
Размеры	50 × 185 × 261 мм
Вес	1,75 кг
Питание	Встроенный модуль питания Автовыбор ~100/240 В 50/60 Гц 0,2 А
Температура	0...+40° С
Характеристики корпуса	Модульное исполнение Пластмассовый корпус Металлическая плата для установки на стене, в стойке или на столе
Гарантия	12 месяцев

диодиапазон 2,45 ГГц, который отведен для нужд индустрии, медицины и науки. Выделенная полоса частот разделяется на 79 поддиапазонов, каждый шириной 1 МГц. Передатчик и приемник переключаются

на узкополосные несущие разной частоты в predeterminedенной последовательности согласно FHSS. По сравнению со стандартом 802.11 для беспроводных локальных сетей, в котором минимальная частота переключений составляет 2,5 скачка в секунду, технология Bluetooth предусматривает 1600 переключений в секунду и более короткую длину пакетов. Это обеспечивает устойчивую работу в зашумленной среде и ограничивает помехи от микроволновой аппаратуры. Максимальная скорость передачи составляет 1 Мбит/с. Для дуплексного режима используется разделение по времени, т. е. передача в противоположных направлениях выполняется в одном и том же радиоканале в последовательно выделенных отрезках (слотах).

Технология Bluetooth может поддерживать один канал для передачи в асинхронном режиме, до трех синхронных голосовых каналов или канал для одновременной передачи данных в асинхронном режиме и голоса в синхронном. Каждый синхронный голосовой канал имеет полосу пропускания 64 кбит/с, в то время как асинхронный канал может поддерживать асимметричную передачу со скоростью 721 кбит/с в одном направлении и 57,6 кбит/с в обратном или симметричную со скоростью 432,6 кбит/с в обоих направлениях.

В технологии Bluetooth реализованы схемы прямого исправления ошибок Forward Error Correction (FEC) и автоматического запроса на повторение Automatic Repeat reQuest (ARQ). Первая схема предусматривает наличие в передаваемом пакете избыточной информации, позволяющей исправить ошибку. Во второй схеме каждый следующий после передачи временной слот используется приемником для подтверждения.

В настоящее время устойчиво проявляется тенденция продвижения беспроводных информационных технологий в СВЧ-диапазон. Главным препятствием на этом пути является практически полное распределение данного диапазона между различными службами как гражданского, так и военного применения. Поэтому локальные радиосистемы передачи данных интенсивно осваивают КВЧ-диапазон. Так, предлагается построение локальной беспроводной сети в одном помещении в диапазоне 60 ГГц, где отсутствуют промышленные помехи и космический фон. Главное условие работы такой системы – наличие прямой видимости между файл-сервером и рабочими станциями. Это позволяет обеспечить конфиденциальность и максимальную скорость передачи данных (до 160 Мбит/с), резко уменьшить уровень электромагнитного излучения в помещении и увеличить эффективность локальной сети в целом.

Применение микроволновых цифровых радиорелейных станций позволяет обеспечить более высокие скорости передачи и в ряде случаев более надежную связь, но при более высоких финансовых затратах. Радиорелейные станции не используются в качестве индивидуальных систем доступа и поэтому здесь не рассматриваются.

Таким образом, беспроводная передача данных имеет ярко выраженную тенденцию к продвижению вверх по рабочим частотам, что определяет повышенное внимание к микроволновому диапазону.

4.5. Микроволновые телерадиоинформационные сети

Большой интерес в настоящее время вызывает передача Интернет и данных посредством МТРС. Большие зоны вещания МТРС и возможность их интеграции с информационными услугами Интернет позволяют оператору МТРС и провайдеру Интернет совместно легко обслуживать пространственно удаленных пользователей. Это открывает огромные возможности для начального развертывания, а в дальнейшем и расширении Интернет-услуг.

Запрашиваемые пользователями через ТСОП данные транслируются оператором МТРС прямым потоком в специально выделенном одном или нескольких цифровых телевизионных каналах, каждый из которых может разделяться еще на ряд подканалов передачи данных. В каждом из подканалов обычно обеспечивается скорость трансляции прямого потока данных из Интернет порядка 10 Мбит/с. Суммарная же скорость передачи прямого потока информации из Интернет может достигать 54...68 Мбит/с.

В целом системная производительность позволяет взять на обслуживание и обеспечить сервис нескольким десяткам тысяч пользователей Интернет (от одной головной станции). Структурная схема реализации быстрого однонаправленного беспроводного доступа в Интернет для МТРС приведена на рис. 4.9. Один кабельный модем, подключаемый к тому же кабелю снижения, что и телевизионный приемник, обеспечивает обслуживание как индивидуального пользователя с одним компьютером, так и коллективного абонента, имеющего корпоративную ЛВС, которая может включать в себя до нескольких десятков компьютеров.

Возможны различные варианты размещения оборудования провайдеров Интернет и соответствующие им схемы взаимоотношений. Это может быть размещение оборудования одного провайдера в нескольких

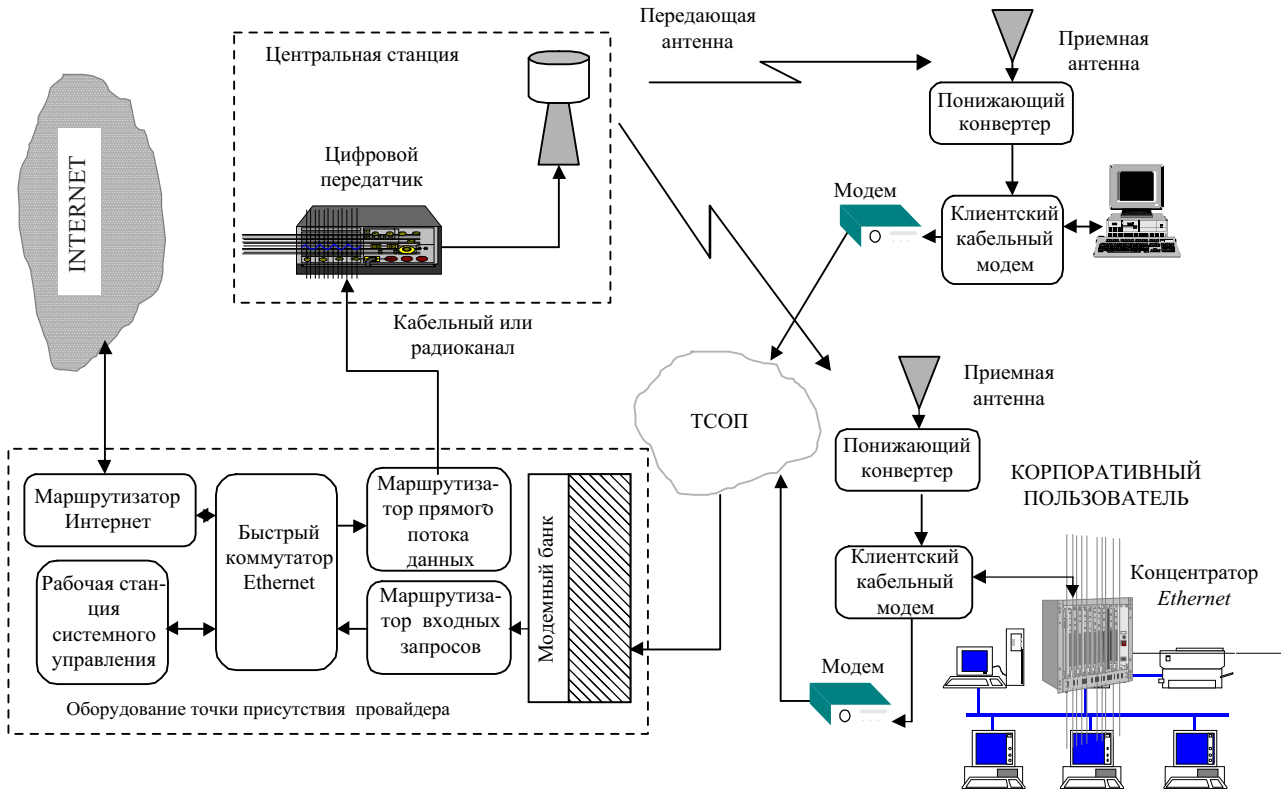


Рис. 4.9. Структурная схема Интернет-доступа на основе МТРС

местах либо партнерское взаимодействие беспроводного и проводного сервис-провайдера Интернет. Примером использования высокоскоростного доступа к Интернет в системе МТРС может служить также чисто проводное подключение через местного провайдера группы удаленных пользователей, находящихся, например, изолированно (рис. 4.10).

К настоящему времени опробуется также двунаправленный доступ в Интернет через МТРС, когда и данные (прямой поток), и запросы (обратный поток) передаются по радиоканалу. Реализация центральной части такой системы приведена на рис. 4.11. В этом случае как в центральной станции, так и у абонентов устанавливаются приемопередатчики и используются кабельные модемы с обратным каналом. Дополнительными возможностями такой системы будут в ближайшее время поддержка IP-телефонии и полного двунаправленного мультимедиа-сервиса. Однако распространение таких систем тормозится дороговизной приемопередающего оборудования абонента и требуемым дополнительным радиоресурсом.

Фирма COMWAVE и корпорация ADC Telecommunications Inc. предлагают систему Интернет-доступа на базе MMDS [16]. Выделенный для трансляции цифровой телевизионный канал шириной 6 МГц делится на 3 подканала по 2 МГц. В каждом из подканалов обеспечивается скорость передачи данных 10 Мбит/с, а после автоматической коррекции ошибок – около 9 Мбит/с. При этом используется 64-КАМ модуляция. Общая скорость передачи на радиочастотный канал шириной 6 МГц составляет 30 Мбит/с (27 Мбит/с для абонентов).

Для эффективного обслуживания абонентов предложена секторная высокочастотная передача данных, как показано на рис. 4.12. При этом имеется 6 секторов по 60 градусов каждый, между которыми распределены два высокочастотных канала ($A1$ и $B1$) с разными несущими частотами.

Предлагаемый кабельный модем абонента ССМ-201 (фирмы COMWAVE) позволяет работать с отдельным компьютером по интерфейсу 10BaseT, поддерживать до 20 компьютеров при помощи концентратора Ethernet, обеспечивать скорость обратного потока данных (запрос к провайдеру через ТСОП) 28,8 кбит/с.

Количество возможных активных абонентов в единичном секторе при потоке 50 кбит/с на абонента составляет 540, а при пятикратной загрузке – 2700. Абонентская плата в такой системе MMDS в месяц за 9 Мбит/с поток предполагается 150...300 дол., в то время как плата за

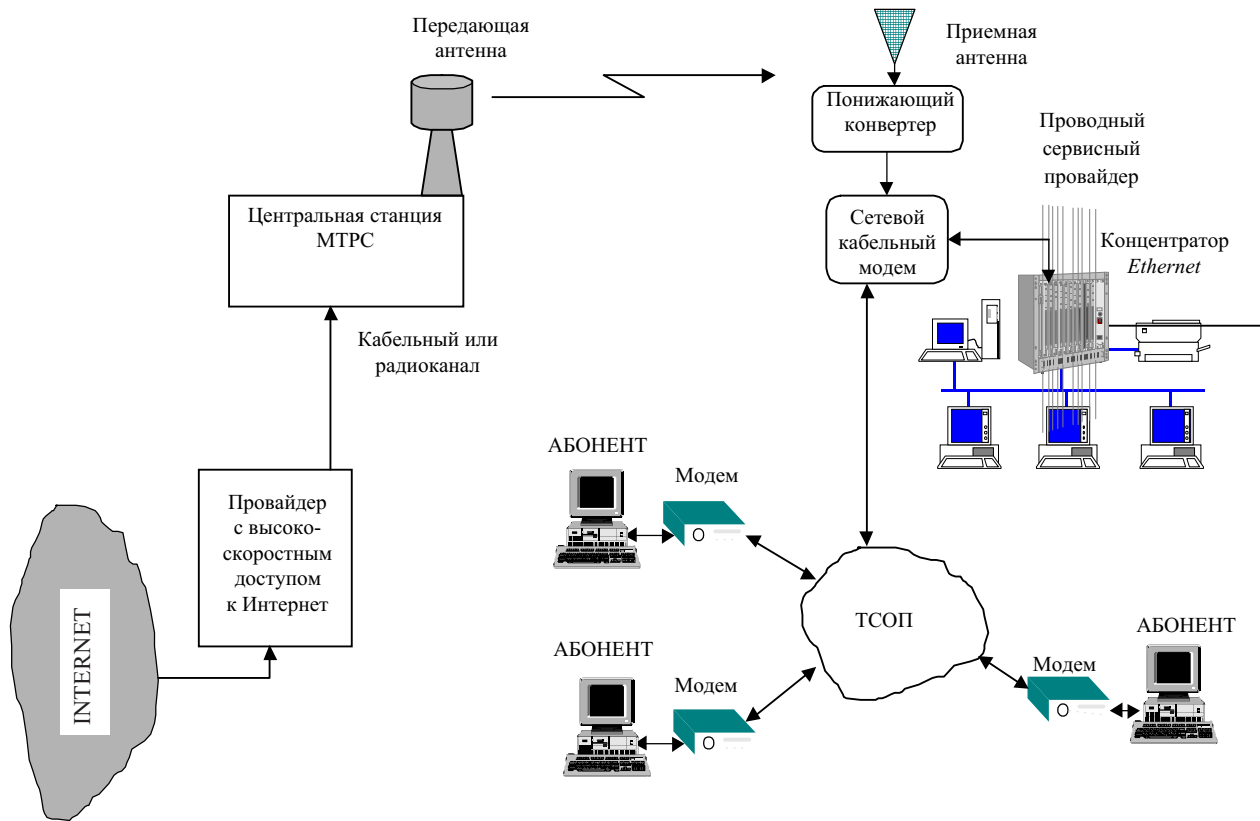


Рис. 4.10. Пример подключения изолированных абонентов к высокоскоростному доступу в Интернет

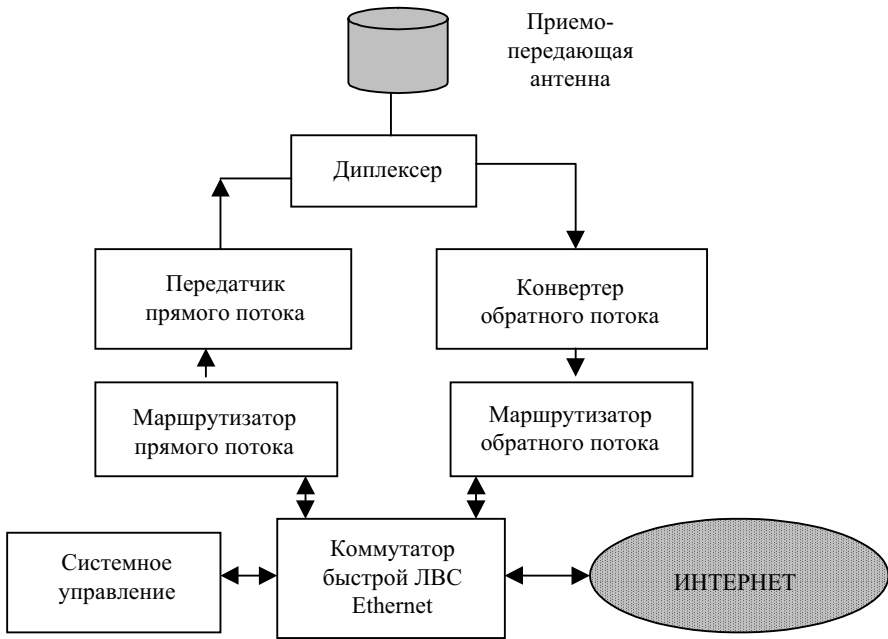


Рис. 4.11. Двухнаправленная беспроводная система быстрого доступа в Интернет

поток в 1,544 Мбит/с по выделенной кабельной линии почти в два раза выше.

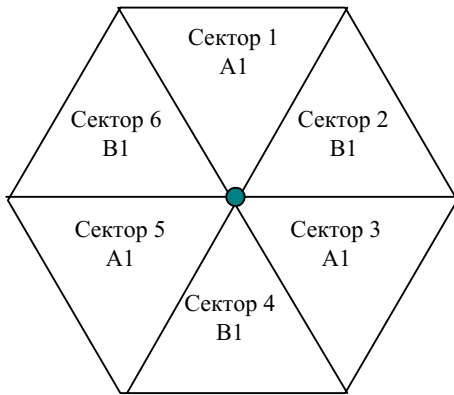


Рис. 4.12. Секторизация высокочастотной передачи данных

Основным тормозом развития Интернет-доступа через MMDS по-прежнему является ее частотная ограниченность, причем часть рабочего диапазона MMDS совпадает с частотами работы ряда радиодлинителей компьютерных сетей. Применяемый в MMDS высокоуровневый тип модуляции требует определенных условий распространения радиоволны и повышенного отношения сигнал/шум на выходе конвертера абонен-

та. Все это требует высоких уровней передающей мощности и оказывает отрицательное влияние на экологическую обстановку. Кроме этого в настоящее время цена только КАМ-декодера составляет порядка 400 дол., что существенно удорожает абонентское оборудование.

Еще одним фактором, сдерживающим распространение MMDS для Интернет-доступа, является отсутствие какой бы то ни было стандартизации такого оборудования. Поэтому существует опасность приобретения системы, разработка которой велась в тупиковом направлении и в будущем не подлежит апгрейду.

Интересные возможности для организации интерактивных мультимедийных сетей открываются при использовании беспроводных сотовых сетей, работающих в области КВЧ-диапазона, где традиционно используются диапазоны 27...30 ГГц (LMDS, МИТРИС-КВЧ) и 40...42 ГГц (MVDS).

Специфика беспроводных сетей на миллиметровых волнах делает их очень подходящими для передачи Интернет. Самым важным их преимуществом перед MMDS является широкий рабочий диапазон частот. Он составляет около 2 ГГц, т. е. в 10 раз больше диапазона, стандартно выделяемого для систем MMDS. Небольшой размер сот позволяет индивидуализировать предоставляемые внутри соты услуги. Размер соты зависит от мощности передатчика и типа используемой модуляции. QPSK-модулированный сигнал обычно передается на 8...12 км, а КАМ-модулированный – на 2...6 км.

Система LMDS позволяет предоставлять прямые каналы передачи данных с 2 Мбит/с, а предлагаемый для нее новый метод передачи обещает реализовать возможность пользоваться услугами в 54 Мбит/с [17].

В настоящее время системы MVDS, как было уже отмечено в предыдущей главе, предлагают полностью цифровой вариант трансляции ЦТВ. Передача данных осуществляется по любому из цифровых каналов, причем в системах "спутникового" типа идет прямая ретрансляция спутникового Интернет-канала, используются каналы шириной 36...40 МГц с QPSK.

Более перспективными выглядят МТПС с обратным радиоканалом.

В системах MMDS для этих целей предлагается разрешенный в США диапазон частот 2,15...2,36 ГГц. При этом в качестве передающей и приемной антенны используется антенна головной (центральной) станции MMDS. Здесь опять же возникает вопрос о занятости данного диапазона мобильными средствами связи и радиоудлинителями. Кроме того,

какой должен быть уровень излучаемой мощности передатчика абонента, чтобы его сигнал "пробился" к антенне головной станции. Уже с энергетической точки зрения требуется только секторная антенна. Представленные в предыдущем разделе беспроводные системы наглядно демонстрируют, сколько требуется сложных методов кодирования, модуляции и обработки сигнала, чтобы осуществлять передачу данных в диапазонах 2...2,5 ГГц.

Образование обратных радиоканалов в МТРС КВЧ-диапазона на частотах, выделенных на краю вещательного диапазона систем, отчасти решает проблему обратного канала. Однако радиус действия обратного канала будет по крайней мере в два раза меньше, чем максимальный радиус вещания из-за невысокого коэффициента усиления антенны головной станции. Зато такой обратный радиоканал способен передавать поток со скоростями 2 Мбит/с, поддерживать симметричные услуги (видеоконференцсвязь и пр.).

Основным недостатком такого способа формирования обратного радиоканала является невозможность его использования всеми многочисленными абонентами, так как увеличение выделения частот в вещательном диапазоне под обратные каналы уменьшает число транслируемых системой телерадиоканалов. Правда, количество пользователей, которые могут себе позволить обратные каналы с потоками в 1 и более Мбит/с, немного.

Такая система обратного канала в настоящее время обрабатывается в миллиметровой системе МИТРИС для работы с ЛВС и образованием телефонных линий в районах, не превышающих в радиусе охвата 3...5 км.

В эксплуатируемой системе МИТРИС на 12 ГГц опробуется новая система формирования обратного радиоканала путем создания ряда радиоконцентраторов и связующих симплексных радиорелейных линий или радиомостов. Данная система позволяет не только реализовать обратный радиоканал, но и организовать беспроводную ЛВС среди абонентов.

Упрощенная схема такой системы показана на рис. 4.13. Данные от абонента при помощи специального абонентского передатчика в диапазоне 40...42 ГГц направляются не на центральную станцию, а на ближайший радиоконцентратор. Последний принимает, демодулирует сигналы обратных радиоканалов от целой группы абонентов и формирует путем мультиплексирования единый цифровой поток, который затем модулируется, преобразуется вверх в диапазон приема антенны и передается к ней. Таким образом, при росте числа абонентов не требуется

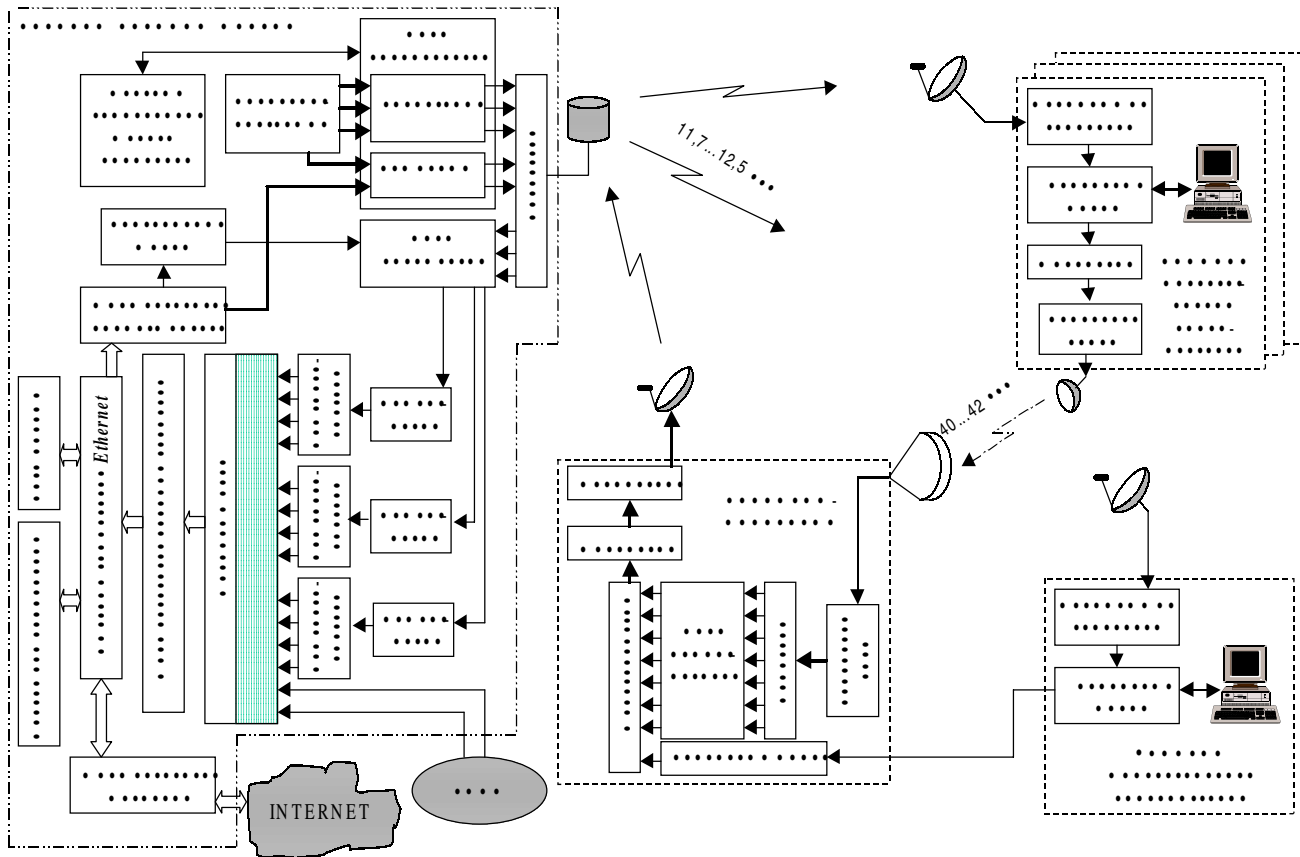


Рис. 4.13. Обратный канал через радиоконцентратор

пропорциональное увеличение частотных каналов под обратный радиоканал в рабочем диапазоне системы.

Радиоконцентратор, располагаемый вблизи от станции, может быть соединен с ней посредством кабельной линии, что позволит еще более увеличить пропускную способность обратного канала абонентов, не урезая радиоресурс системы.

Использование стандартных компьютерных радиомодемов для формирования обратного радиоканала не эффективно из-за их ограниченной пропускной способности и наличия в них дуплексного режима передачи. Последнее для МТРС излишне, да и само наличие радиомодема может обеспечить пользователю помимо МТРС выход в Интернет, правда, более низкого качества.

Очевидно, что для обратного канала могут быть с успехом применены передатчики УКВ-, ВЧ- и ОВЧ-диапазонов. Однако главной трудностью при этом служит полная загрузка указанных диапазонов средствами связи и вещания.

Таким образом, проблема обратного канала передачи данных в МТРС так же актуальна, как в спутниковых и кабельных сетях.

В заключение следует отметить основные преимущества МТРС перед другими системами доступа в Интернет:

- быстрота развертывания системы;

- большой обхват пользователей с минимальными затратами на коммуникации;

- возможность принятия отдельными абонентами потоков со скоростями 1...2 Мбит/с и более;

- простая интеграция по радиоканалам со средствами беспроводной и спутниковой связи;

- большая информационная емкость;

- возможность поэтапного наращивания количества абонентов.

4.6. Интегрированный подход к построению сети ИНТЕРНЕТ-доступа

Многообразие существующих в настоящее время систем, предоставляющих доступ к Интернет и другим глобальным и национальным сетям ни в коем случае не свидетельствует о полном вытеснении одних систем другими. Наоборот, все это многообразие и создано для того, чтобы дополнить и усовершенствовать существующую структуру доступа, предоставив при этом еще целый ряд услуг, которые были недо-

ступны имеющимся системам. Ведь появление высокоскоростных распределительных сетей на базе ВОЛС не устранило Интернет-доступ через ТСОП, а наоборот позволило усовершенствовать структуру ТСОП путем шунтирования перегруженных участков последней (это относится и к скоростям передачи, и к возможности дозвониться). Поэтому в таких структурах качество доступа в Интернет стало определяться исключительно состоянием абонентской линии и возможностями местной АТС абонента. Далее, появление спутникового одностороннего сервиса и МТРС позволило еще больше разгрузить ТСОП за счет взятия на себя этими системами трансляции прямого канала к абонентам и, тем самым, еще более расширить список предоставляемых услуг в области интрасетей, сформированных на базе ТСОП, МТРС и других систем доступа.

Однако между системами доступа существуют и принципиальные различия, определяемые пропускной способностью канала связи, возможностью количественного охвата пользователей, способом передачи данных и т. д. В этой связи складывается своеобразная уровневая иерархия систем доступа, которую иллюстрирует табл. 4.6.

Наиболее высокий уровень имеют глобальные распределительные системы (магистральные ВОЛС и распределительные спутниковые системы), обеспечивающие системам доступа всех более низких уровней высокоскоростной выход к глобальным и национальным сетям. Остальные уровни определяются своей пропускной способностью и возможностью обеспечить более низким уровням каналы доступа с приемлемой для них скоростью передачи данных. В этом отношении МТРС занимает промежуточное место между спутниковыми системами и СКТВ, что может позволить МТРС занять место связующего звена между этими двумя важными системами, увеличив при этом наземный сегмент спутниковой сети и расширив инфраструктуру замкнутых местных СКТВ.

Пример построения подобной сети для административного района показан на рис. 4.14. Основой сети служит синхронная оптоволоконная сеть кольцевой структуры стандарта SONET (Synhronous Optical Network – синхронная оптическая сеть), оперирующая скоростями передачи, кратными 51,84 Мбит/с. Она имеет восемь соответствующих уровней с пропускной способностью от 51,84 до 2488,32 (51,84×8) Мбит/с. Кадры в SONET состоят из синхронных транспортных сигналов (СТС), представляемых 810 байтами (СТС-1) в матричной форме. Матрица имеет

Уровни предоставления Интернет-доступа

Уровень	Наименование систем Интернет-доступа	Скорость передачи информации в канале			Степень охвата
		прямом		обратном	
		Типовое значение	ное значение	Максимальное значение	
1	Магистральные ВОЛС	Десятки Гбит/с	Сотни Гбит/с	—	Глобальное и национальное распределение
2	Спутниковые распределительные системы	До 10 Мбит/с	Десятки Мбит/с	—	
3	Спутниковые системы индивидуального доступа	До 400 кбит/с	10 Мбит/с	1 Мбит/с	Местные, зоновые, индивидуальные и коллективные линии связи
4	МТРС	34 Мбит/с	68 Мбит/с	2 Мбит/с	
5	СКТВ	До 10 Мбит/с	42 Мбит/с	8 Мбит/с	
6	Выделенная телефонная линия	2 Мбит/с	8 Мбит/с	2 Мбит/с	
7	Беспроводные системы	64 кбит/с	2 Мбит/с	Сотни кбит/с	
8	Коммутируемая ТСОП	28,8 кбит/с	56 кбит/с	33,6 кбит/с	

90 столбцов и 9 рядов, каждым элементом которой является байт. Двадцать семь байтов кадра СТС-1 представляют служебные данные, а оставшиеся 87 столбцов (минус 9 байт накладных расходов при передаче 9 рядов) содержат данные. Таким образом, кадр СТС-1 может нести 744 байта информации. В SONET передача кадров СТС-1 осуществляется каждые 125 мкс, что эквивалентно передаче 8000 кадров в секунду.

Применение такой синхронной транспортной сети служит для объединения БС МТРС и ЦС СКТВ с центральным порталом, имеющим высокоскоростной выход через ВОЛС или спутниковую линию связи на крупного провайдера Интернет или другой глобальной (национальной) сети, а также для обеспечения связи с ТСОП, администрирования сети

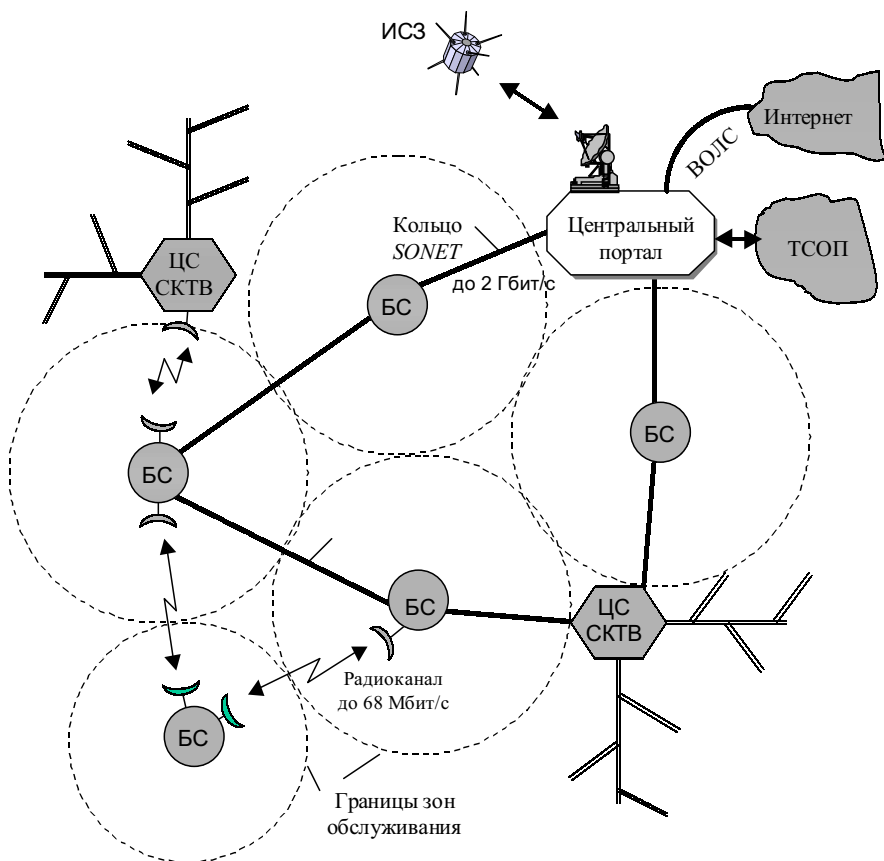


Рис. 4.14. Построение цифровой сети на основе синхронной оптоволоконной системы SONET, МТРС и СКТВ

и коммутации всей передаваемой в сети информации. Центральный портал может выполнять все функции ЦС МТРС, кроме вещательной.

Структурная схема центрального портала показана на рис. 4.15. Интерфейсы внутреннего оборудования портала соответствуют стандартам стыка линий оптической связи (система администрирования, сервер провайдера), G.703 (коммутатор потоков 2,048 Мбит/с) и MPEG. Поэтому для их совместной передачи и выделения в синхронной транспортной сети применяются АТМ-коммутаторы, имеющиеся как на центральном портале, так и на БС МТРС и ЦС СКТВ.

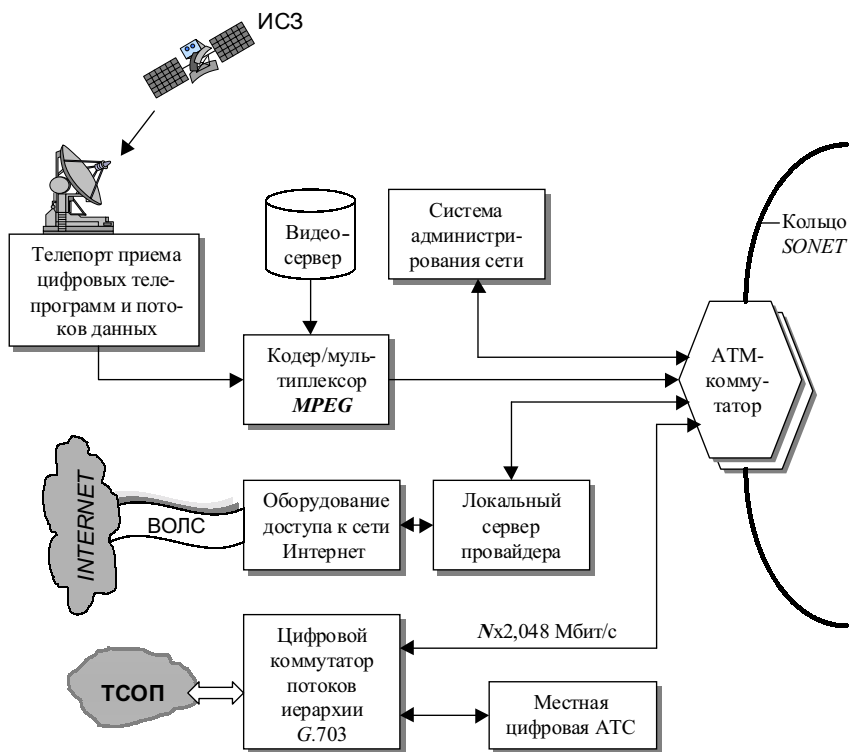


Рис. 4.15. Структурная схема центрального портала

Такое построение сети Интернет-доступа может полностью обеспечить потребности района крупного города или административного центра и небольшого городка. Использование в ней систем МТРС позволяет провести ее быстрое развертывание и поэтапное наращивание, не дожидаясь завершения прокладки транспортной сети ВОЛС, что позволит местному провайдеру более быстро окупить стоимость затрат на строительство сети, а пользователям без задержек приобщиться к мировой сети Интернет.

Таким образом, можно с уверенностью заключить, что предоставление услуг Интернет-доступа системами МТРС имеет большую перспективу, особенно во взаимосвязи с другими системами доступа. Это позволяет построить современную высокоскоростную цифровую сеть с предоставлением всего спектра телекоммуникационных услуг.

Библиографический список

1. *Тригуб С.* Протокол V.90 – Что дальше? // Компьютерное Обозрение. 1999. № 22. С. 16–19.
2. *Лукьяненко С.* Системы Интернет-доступа // ТЕЛЕ-Спутник. 1999. № 6 (44). С. 44–46.
3. *Эфрон М.* Передача данных через сети кабельного телевидения // ТЕЛЕ-Спутник. 1998. № 7(33). С. 56–60.
4. *Бителева А.* Способы доставки мультимедиа // ТЕЛЕ-Спутник. 1999. № 6 (44). С. 48–50.
5. Мультимедийная платформа EUTELSAT // ТЕЛЕ-Спутник. 1998. № 9(35). С. 52–58.
6. *Беттс Д.* Спутники на информационной супермагистрале // ТЕЛЕ-Спутник. 1997. № 10(24). С. 64–68.
7. *Брусиловский Л., Есаков П.* Спутниковый Интернет NetSat Access Plus(tm) для провайдеров // ТЕЛЕ-Спутник. 1999. № 6 (44). С. 47.
8. *Колюбакин В.* Спутниковая система мобильной связи INMARSAT // ТЕЛЕ-Спутник. 1998. № 12(38). С. 30–33.
9. *Кук К. И.* Спутниковая связь на пороге 21 века // Электросвязь. 1999. № 4. С. 14–19.
10. *Сидоренко Ю.* Цифровая сотовая связь как транспорт передачи данных // Компьютерное Обозрение. 1997. № 42(115). С. 12–16.
11. *Толмачев Ю. А.* Универсальные мобильные системы связи. Перспективы развития // Электросвязь. 1999. № 4. С. 4–7.
12. *Пасечник С. Г.* UMTS – универсальная мобильная телекоммуникационная система // Мир связи и телекоммуникаций. 1999. № 4(6). С. 36–39.
13. *Пасечник С. Г.* Абонентский радиодоступ на основе стандарта DECT // Мир связи и телекоммуникаций. 1998. № 1(3). С. 14–18.
14. *Бараи Л.* Беспроводные локальные сети, или на волю, в пампасы // Компьютерное Обозрение. 1998. № 18(137). С. 18–22.
15. *Бараи Л.* Bluetooth – беспроводная технология коммуникаций // Компьютерное Обозрение. 1998. № 24(143). С. 32–33.
16. *Андерсон П., Атрашкевич А.* Трансляция цифровых программ и обеспечение высокоскоростного доступа к Интернет с помощью систем MMDS // ТЕЛЕ-Спутник. 1998. № 5 (31). С. 76–77.
17. *Уразова С.* Хроника "скачущего" сигнала // ТЕЛЕ-Спутник. 1998. № 8 (34). С. 38–41.

5. ОБОРУДОВАНИЕ МТРС

5.1. Антенные системы МТРС

Основные параметры антенн

Антенны относятся к пассивным компонентам радиосистем, и в конструктивном отношении они представляют сочетание проводников и магнитодиэлектриков. Наряду с выполнением основных функций излучения и приема радиоволн современные антенны выполняют важнейшие функции пространственной фильтрации радиосигналов, обеспечивая направленность действия радиосистем.

Качество функционирования антенн описывается рядом радиотехнических, конструктивных, эксплуатационных и экономических характеристик и параметров. Конструктивное выполнение антенн и достижимые значения параметров существенно зависят от диапазона применяемых радиоволн. Основное внимание уделим антеннам диапазонов СВЧ и КВЧ, используемых в системах МТРС.

Основными электрическими характеристиками антенн являются: диаграмма направленности (ДН) и коэффициенты направленного действия (КНД), усиления (КУ), использования поверхности (КИП) апертуры.

Диаграмма направленности антенны характеризует угловое распределение мощности излучения в пространстве. Различают ДН в плоскости расположения вектора напряженности электрического поля (плоскость E) или в плоскости расположения вектора напряженности магнитного поля (плоскость H). Три возможные формы построения ДН показаны на рис. 5.1, a – $в$. Приближенно диаграмма характеризуется шириной главного лепестка по половинной мощности ($2\theta_3$ на рис. 5.1, b) или по 0,1 мощности ($2\theta_{0.1}$ на рис. 5.1, b).

Коэффициент направленного действия антенны характеризует способность антенны концентрировать излучаемую энергию в определенном направлении. КНД определяется как отношение мощности излучения в главном направлении к средней мощности излучения по всем направлениям.

Помимо КНД и ширины луча главного лепестка ДН, направленные свойства антенны оценивают также уровнем боковых лепестков. Чаще всего уровень боковых лепестков характеризуют максимумом наиболь-

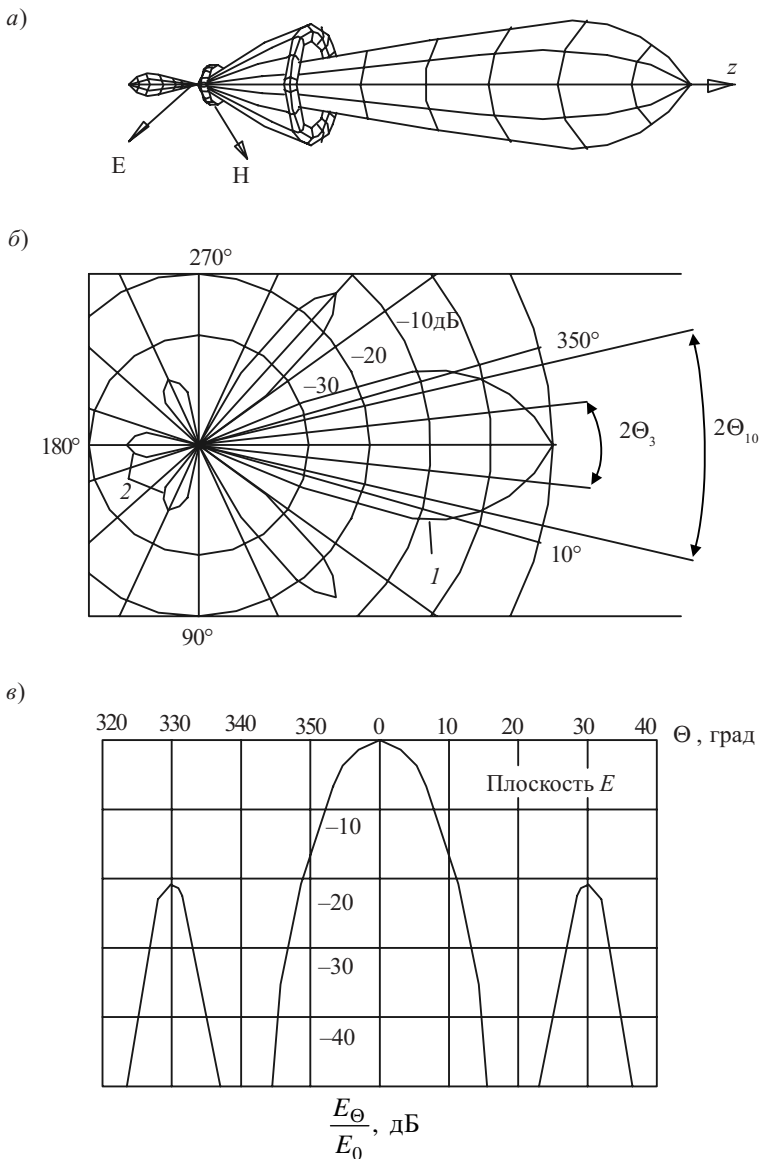


Рис. 5.1. Диаграммы направленности антенн:
a – пространственная; *б* – в полярной системе координат в плоскости *E* (*1* – главный лепесток, *2* – задние лепестки); *в* – в прямоугольной системе координат в плоскости *E*

шего бокового лепестка по отношению к значению главного максимума. При сложной поляризационной структуре поля уровень боковых лепестков находят как по основной, так и по паразитной составляющей вектора поляризации. Ширина луча и уровень боковых лепестков антенны являются параметрами, определяющими разрешающую способность и помехозащищенность радиосистем.

В большинстве реальных антенн боковые лепестки имеют тенденцию быстрого снижения по мере удаления от главного лепестка ДН, а ширина главного лепестка обычно является не настолько малой, чтобы эффективность главного луча антенны падала ниже 0,8. Для таких антенн широко распространена инженерная оценка КНД по формуле [1]

$$\text{КНД} = 32000 / (2\theta_{3x} \cdot 2\theta_{3y}),$$

где под $2\theta_{3x}$ и $2\theta_{3y}$ понимают значения (в градусах) ширины главного лепестка реальной ДН на уровне половинной мощности по двум взаимно перпендикулярным направлениям x и y .

Коэффициент усиления антенны (относительно изотропного излучателя) G_a показывает, во сколько раз эта антенна создает в некоторой точке пространства плотность потока мощности большую, чем изотропный (всенаправленный) излучатель при подведении к нему той же мощности. Зависимость G_a от угла, отсчитываемого от главного (основного) направления излучения, является ни иным, как ДН.

Для параболических и рупорных антенн

$$G_a = 4\pi S_E / \lambda_0^2,$$

где S_E – эффективная площадь их апертуры.

Эффективность использования геометрической поверхности апертуры антенны S_r характеризуется коэффициентом использования поверхности КИП = S_E / S_r ; для антенн с круглой апертурой диаметром D_a

$$\text{КИП} = 4S_E / (\pi D_a^2).$$

Тогда $G_a \approx 4\pi S_E / \lambda_0^2 \approx \text{КИП} \pi^2 D_a^2 / \lambda_0^2$, а ширина ДН $2\theta_3 \approx 70 \lambda_0 / D_a \approx (4900 \cdot \text{КИП} / G_a)^{0,5}$.

Как видно из полученных формул, при заданных геометрических размерах антенны ее параметры (G_a и $2\theta_3$) определяются значением КИП. Принципиально КИП всегда меньше единицы, что объясняется неравномерностью облучения зеркала антенны, "переливом" энергии облучателя за края зеркала, неравномерностями поверхности зеркала и от-

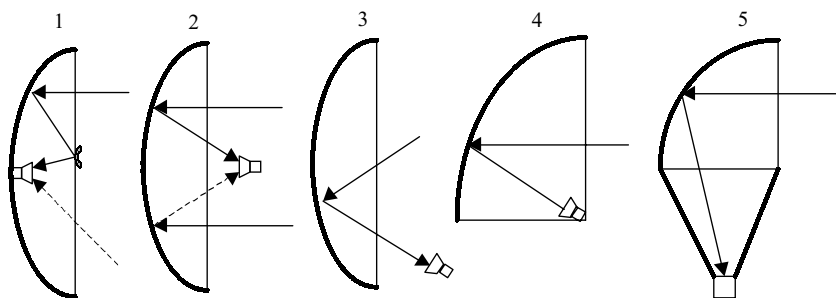


Рис. 5.2. Значения КИП зеркальных антенн различной конструкции: 1 – двухзеркальная (< 70%); 2 – с центральным облучателем (< 60%); 3 – с вынесенным облучателем (< 65%); 4 – раковиннообразная (< 60%); 5 – рупорно-параболическая (< 65%)

клонениями ее формы от требуемой, частичным затемнением зеркала, вносимым облучающей системой и другими факторами. Для параболических антенн КИП $\approx 0,5...0,6$.

В качестве примера представлены КИП зеркальных антенн различной конфигурации (рис. 5.2 [2]).

Антенные системы базовой станции

Антенные системы БС МТРС представляют собой передающие антенны с круговой или секторной ДН. Некоторые антенные системы могут состоять из целого ряда секторных антенн, которые в совокупности позволяют реализовать покрытие зоны в 360° . При этом каждая отдельная антенна ведет передачу в своем определенном секторе, являющимся частью общей зоны покрытия.

Исходя из особенностей МТРС антенны ее БС должны отвечать ряду требований:

- иметь круговую или секторную ДН в горизонтальной и остронаправленную – в вертикальной плоскостях;
- иметь высокий коэффициент усиления;
- иметь наклоненный к поверхности Земли максимум ДН;
- обеспечивать поляризационную развязку не менее 30...35 дБ сигналов с вертикальной и горизонтальной поляризациями;
- иметь неравномерность ДН в горизонтальной плоскости не более 1...1,5 дБ;
- иметь высокую точность отражающей поверхности;
- обеспечивать многодиапазонный режим работы;

конструкция ее должна быть иметь конструкцию и технологичную низкую стоимость;

иметь небольшие массогабаритные показатели;

обеспечивать удобство монтажа и транспортировки;

обеспечивать защиту отражающей поверхности и облучателя;

иметь высокую ветроустойчивость конструкции и пр.

Имеющийся широкий спектр серийно выпускаемых дециметровых антенн MMDS в диапазоне частот 2,5...2,686 ГГц позволяет оптимальным образом подобрать нужную антенну для покрытия плановой зоны обслуживания. Как правило, применяются антенны с круговой (в горизонтальной плоскости) ДН. Направленность антенны достигается сужением ДН в вертикальной плоскости. Чем больше коэффициент усиления антенны, тем больше ее размеры и, соответственно, стоимость.

Иногда применение всенаправленной антенны нецелесообразно. например в приморских городах, которые обычно занимают узкую полосу вдоль берега, или в том случае, если передающую БС по каким-либо причинам можно разместить только вне предполагаемой зоны обслуживания. Для таких случаев применяется одна или несколько направленных антенн, чтобы создать ДН заданной формы.

Конструктивно передающие антенны MMDS представляют собой как стандартные вибраторы, используемые для передачи дециметрового телевидения, так и рупорные антенны. Различные типы антенн для MMDS, предлагаемые в настоящее время (аббревиатуры "Г" или "В" обозначают горизонтальную или вертикальную поляризации соответственно) представлены в табл. 5.1.

Большинство систем МТРС (особенно 28 и 42 ГГц) используют рупорные передающие антенны, которые конструктивно выполняются в виде пирамиды или конуса (рис. 5.3). Они применяются также в качестве облучателей параболических антенн и для измерительных целей.

Конический рупор возбуждается волноводом круглого сечения на волне Н₁₁. В нем распространяется сферическая волна. При такой структуре поля в плоскости поперечного сечения фронт волны в раскрыве рупора несинфазен. Максимальное отклонение фазы

$$\varphi = \pi R_0^2 / (h\lambda_0),$$

где величины R_0 и h указаны на рис. 5.3.

Распределение амплитуды поля в раскрыве рупоров в плоскости E равномерно, а в плоскости H оно может быть аппроксимировано косинусоидальной функцией. При этом ширина ДН в плоскостях E и H различна.

Коэффициент направленного действия расфазированного конического [3]

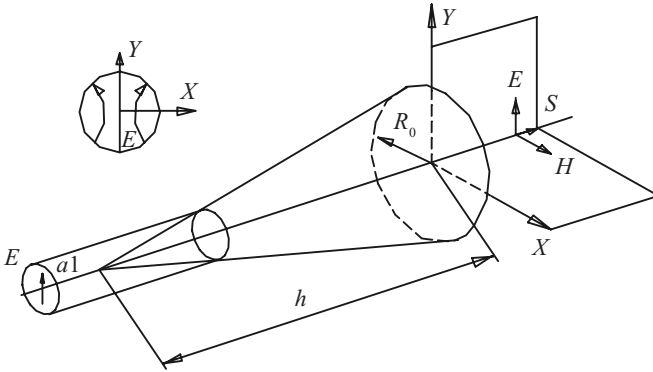
$$\text{КНД} = \frac{4\pi^2 R_0^2}{\lambda_0^2} \frac{16}{9\varphi^2} \frac{8}{\pi^2} \left[\frac{9}{4} \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \left(\frac{1}{\varphi} \sin \frac{\varphi}{2} - \frac{1}{2} \cos \frac{\varphi}{2} \right)^2 \right].$$

Таблица 5.1

Передающие антенны базовой станции системы *MMDS*

Тип антенны	Высота, см	Диаметр, см	Вес, кг	Максимальная мощность, Вт	Поляризация	Коэффициент усиления, дБ	Ширина ДН, град
<i>HMD8HO-W</i>	104	13	20	500	Г	11,5	360
<i>HMD12HO-W</i>	147	13	23	800	Г	13,0	360
<i>HMD16HO-W</i>	206	13	27	800	Г	14,0	360
<i>HMD24HO-W</i>	295	13	30	800	Г	16,0	360
<i>HMD8HC-W</i>	99	20	32	800	Г	13,8; 14,5; 15,1	120, 180, 240
<i>HMD12HC-W</i>	155	20	36	800	Г	15,3; 16; 16,6	120, 180, 240
<i>HMD16HC-W</i>	185	20	43	800	Г	16,3; 17; 17,6	120,180,240
<i>HMD24HC-W</i>	274	20	50	800	Г	18,3; 19; 19,6	120, 180, 240
<i>HMD32HC-W</i>	368	20	59	800	Г	20	180
<i>HMD8VO-W</i>	104	13	20	800	В	11,5	360
<i>HMD12VO-W</i>	147	13	25	800	В	13	360
<i>HMD16VO-W</i>	206	13	30	800	В	14	360
<i>HMD24VO-W</i>	295	13	33	800	В	16	360
<i>HMD8VC-W</i>	104	13	18	800	В	17,5; 14,5	120, 180
<i>HMD12VC-W</i>	147	13	20	800	В	19,5; 16	120, 180
<i>HMD16VC-W</i>	206	13	25	800	В	20,5; 17	120, 180
<i>HMD24VC-W</i>	295	13	30	800	В	21,5; 14	120, 180
<i>HMD32VC-W</i>	368	20	50	800	В	23,5; 20	120, 180

а)



б)

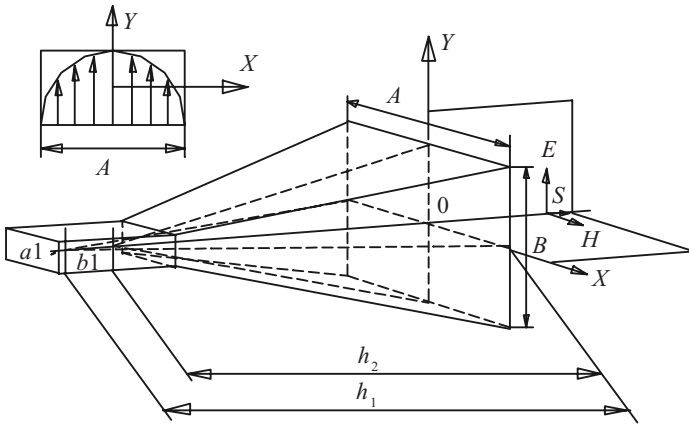


Рис. 5.3. Рупоры: а – конический; б – пирамидальный

Коэффициент использования поверхности раскрыва конического рупора $K_{ИП} = K_{НД} / K_{НД_0}$, где $K_{НД_0}$ – КНД при $\varphi = 0$.

Пирамидальный рупор возбуждается волноводом прямоугольного сечения на волне H_{10} . В нем распространяется волна, близкая по структуре к сферической, фазовая скорость которой является переменной и у открытого конца приближается к скорости света. Вследствие этого отражение волны от раскрыва незначительно – рупор согласовывает волновод с открытым пространством. Фронт волны в раскрыве рупора не синфазен. Максимальное значение отклонения фазы [3]:

в плоскости E

в плоскости H

пирамидального рупора

где A и B указаны на рис. 5.3, б.

$$\varphi_E = \pi B^2 / (h_2 \lambda_0);$$

$$\varphi_H = \pi A^2 / (h_1 \lambda_0);$$

$$\text{КНД} = 4\text{КИП} = \pi AB / \lambda_0,$$

Для приближенных расчетов ДН при излучении открытого конца волновода можно использовать формулы, приведенные в [4].

Достоинствами рупорных антенн являются простота и неплохие диапазонные свойства. Практически все оптимальные и более длинные рупоры могут быть использованы во всей рабочей полосе частот питающего волновода. К тому же при равном коэффициенте усиления их ДН имеет меньший, чем у параболического зеркала, уровень боковых лепестков.

Лучшие характеристики КНД могут быть получены при использовании в качестве секторных передающих антенн так называемых рупорно-параболических антенн – модификации рупорной и зеркальной параболической антенн.

Рупорно-параболическая антенна состоит из осесимметричного параболического отражателя и пирамидального рупора (рис. 5.4). Угол облучения параболического зеркала обычно равен 90° .

Сечение рупора бывает квадратным или прямоугольным. Единая металлическая конструкция позволяет ослабить прием сигналов, приходящих сзади антенны. У рупорно-параболической антенны отсутствуют потери энергии на пути от облучателя к зеркалу, а также отсутствуют рассеивающие конструктивные металлические элементы в раскрытии антенны. Рассеяние мощности происходит лишь на элементах конструкции пенопластовой крышки, устанавливаемой в раскрытие для защиты антенны от атмосферных осадков. Крышка из пенопласта устанавливается наклонно, поэтому она практически не влияет на согласование антенны с волноводом. При наклоне крышки дождь и снег не оказывают заметного влияния на работу антенны.

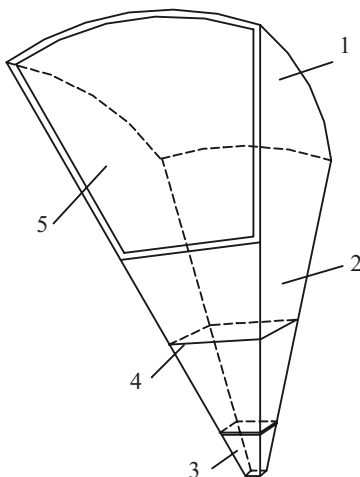


Рис. 5.4. Рупорно-параболическая антенна:
1 – параболический отражатель; 2 – рупор;
3 – плавный переход к волноводу; 4 – опорная рама; 5 – защитная крышка

Облучатель в рупорно-параболической антенне вынесен из поля действия отраженных от парабооида лучей, а питающий волновод присоединяется к рупору через переход с плавно меняющимся сечением. Коэффициент отражения от конца волновода при большой длине переходного рупора ($\approx 6 \dots 8 \lambda$) не превышает 1...2% в широкой полосе частот, что позволяет антенне быть широкодиапазонной.

Наибольший интерес в МТРС вызывают антенны с круговой ДН, позволяющие реализовать вещание с наибольшей зоной охвата.

К наиболее известным к настоящему времени конструкциям антенн, формирующим в СВЧ- и КВЧ-диапазонах ДН, круговые в горизонтальной плоскости и направленные в вертикальной, относятся антенны, в основу которых положен либо конический излучатель, либо система зеркал. Ниже приведены наиболее удачные технические решения.

Биконическая антенна с корректирующей линзой [5], (рис. 5.5) состоит из двух соосных металлических конусов 1, корректирующей кольцевой диэлектрической линзы 2, коаксиального или волноводного пе-

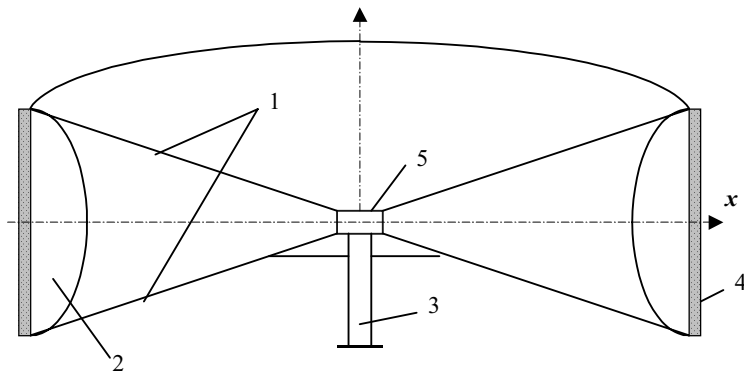


Рис. 5.5. Конструкция биконической антенны с круговой ДН

рехода 3, радиопрозрачного укрытия 4, вершины которых расположены в общей точке питания, устройства возбуждения 5. Возбуждение рупора может осуществляться штырем или рамкой.

Антенна, предназначенная для работы в диапазоне частот 27,5... 28,5 ГГц, имеет коэффициент усиления на средней частоте диапазона не менее 9,5 дБ. Неравномерность ДН в азимутальной плоскости на частоте 28 ГГц не превышает $-1,5$ дБ. Аналогичные азимутальные ДН для крайних частот диапазона имеют неравномерность до $-2,5$ дБ. Ширина угломестной ДН антенны по уровню -3 дБ на средней частоте диапазона -8° .

Недостатком подобных антенн является сложность их производства и высокая стоимость вследствие необходимости установки в ее раскрыве кольцевой диэлектрической линзы.

Более технологична двухзеркальная антенна, предложенная в [6] (рис. 5.6). Она заключена в корпус 2 и содержит облучатель 4, гиперболическое вспомогательное зеркало и основное параболическое зеркало 3.

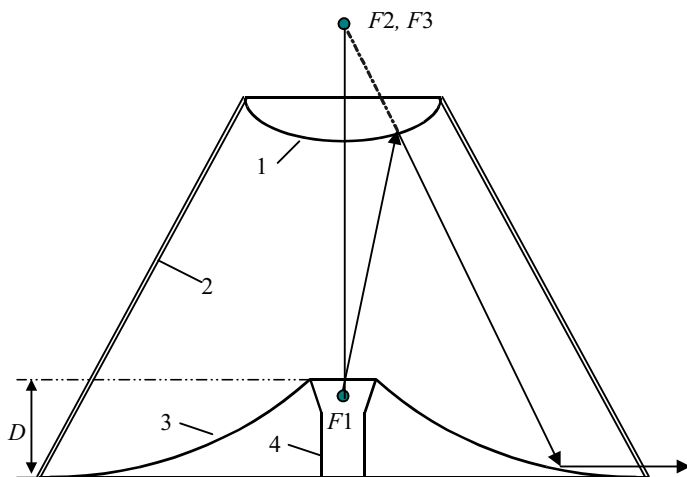


Рис. 5.6. Конструкция двухзеркальной антенны с круговой ДН

Один из фокусов $F1$ гиперboloида вращения 1 совпадает с фазовым центром первичного облучателя 4, а второй $F2$ совмещен с фокусом $F3$ параболической кривой 3. Сферическая волна, излучаемая облучателем 4, отражается контррефлектором 1, попадает на параболическую поверхность 3 и отражается в горизонтальном направлении с равномерным распределением фазы. Таким образом, в азимутальной плоскости излучение антенны является всенаправленным, а степень сжатия ДН в вертикальной плоскости определяется размером раскрыва D параболического зеркала.

Недостатком этой конструкции является ее громоздкость, связанная с большими вертикальными размерами антенны. При этом полезная, с точки зрения формирования ДН, часть D вертикального размера антенны будет составлять менее $1/2$ высоты конструкции.

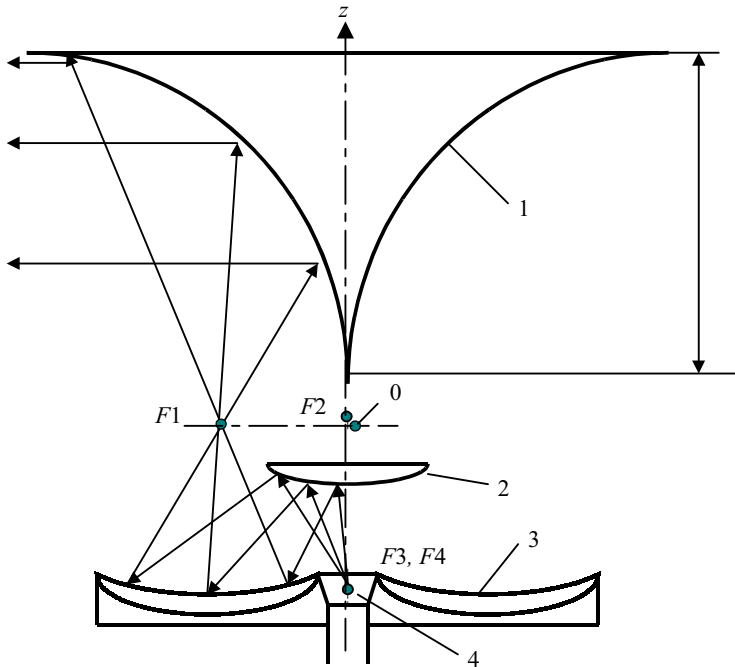


Рис. 5.7. Трехзеркальная антенна с круговой ДН

Оптимальное соотношение полезной части вертикального размера антенны к ее общей высоте имеет конструкция, представленная на рис. 5.7. Эта антенна, построенная по трехзеркальной схеме, содержит основное зеркало 1 в виде тела вращения с параболической образующей поверхностью, вспомогательное зеркало 3 с эллиптической образующей поверхностью, контррефлектор 2 с гиперболической образующей поверхностью, первичный излучатель 4 и элементы крепления. Параболическая образующая основного зеркала имеет вершину в точке 0 , смещенной относительно оси симметрии антенны z . Вращением вокруг этой оси получены поверхности зеркал. Эллиптическая образующая вспомогательного зеркала расположена таким образом, что один ее фокус совмещен с фокусом параболы $F1$, имеющим в пространстве форму кольца, а второй – с фокусом гиперболической образующей контррефлектора $F2$. Другой фокус гиперболы $F3$ совмещен с фазовым центром облучателя $F4$.

Данная схема построения, при диаметре основного зеркала 946 мм, вспомогательного – 264 мм, контррефлектора – 130 мм, позволяет в диапазоне частот 11,7...12,5 ГГц иметь коэффициент усиления антенны не менее 15,5 дБ. ДН антенны в азимутальной плоскости показана на рис. 5.8, а. Ее неравномерность для углов 0...360° не превышает 1,5 дБ. Аналогичные азимутальные ДН для крайних частот диапазона имеют неравномерность до –2 дБ. ДН антенны в угломестной плоскости в ортогональных сечениях (плоскости *E* и *H* облучателя) на частоте 12,1 ГГц представлены на рис. 5.8, б. Ширина угломестной ДН по уровню –3 дБ не более 4°.

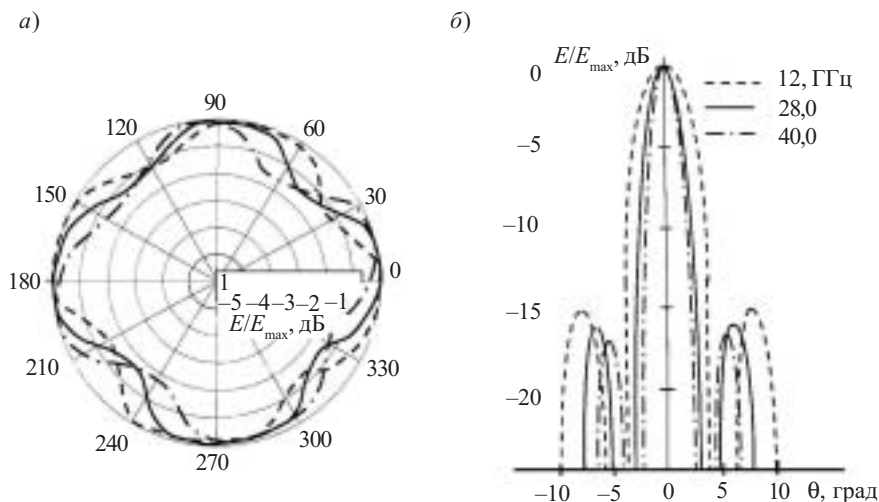


Рис. 5.8. ДН трехзеркальной антенны:
a – в азимутальной плоскости; *б* – в угломестной плоскости

Наклон вектора электрического поля в горизонтальной плоскости у антенны при линейной поляризации облучателя меняется при изменении угла наблюдения. Поэтому линейно поляризованную приемную антенну необходимо подстраивать по поляризации по максимуму сигнала в точке установки.

Недостатком таких антенн является нетехнологичность сложного по форме главного зеркала. Использование при его изготовлении композитных материалов приводит к нарушению поляризационных характеристик излучения и, как следствие, к уменьшению канальной емкости системы. Поэтому была разработана более технологичная конструкция передающей антенны БС с коническим отражателем, позволяющая обес-

печить требуемую поляризационную развязку при работе на ортогональных поляризациях [7].

Антенна с коническим отражателем имеет двухзеркальную схему (рис. 5.9). Антенна состоит из параболического зеркала 1 из облучате-

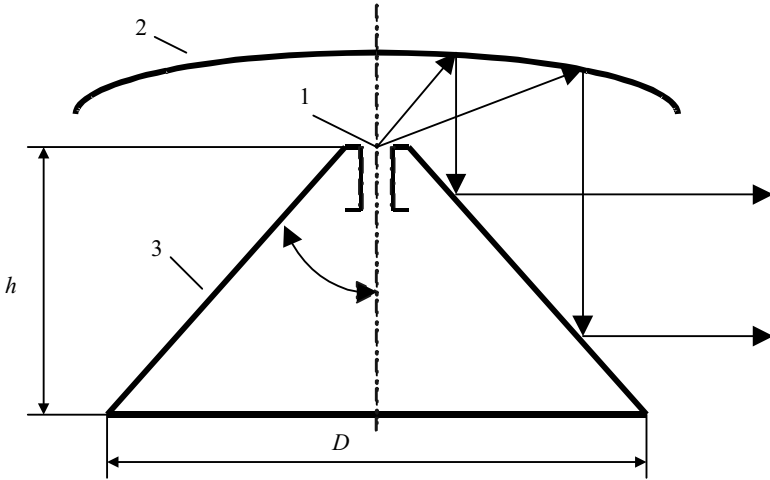


Рис. 5.9. Схема построения антенны передающей ЦС: 1 – облучатель; 2 – вспомогательное зеркало; 3 – конический отражатель; D – диаметр основания конуса; h – раскрыв антенны; α – угол раствора конуса

ля 2, и конического отражателя 3. Размер раскрыва зеркала 1 и основания конуса 3 совпадают. Раскрывом антенны является высота усеченного конуса h . Выбором угла раскрыва конуса α можно регулировать угол наклона $\Delta\theta$ максимума ДН (рис. 5.10).

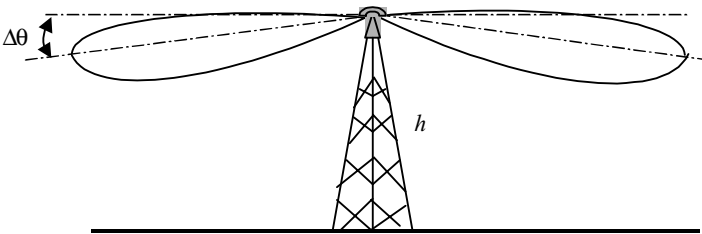


Рис. 5.10. Угол наклона максимума ДН антенны с коническим отражателем

Канальная емкость информационной системы может быть значительно расширена при одновременной работе в нескольких диапазонах частот. Для
216

этого облучатель передающей антенны должен обеспечивать излучение электромагнитных волн в этих диапазонах, отвечая требованиям по одинаковости ширины ДН, развязке трактов передачи, согласованию.

Известные к настоящему времени конструкции многодиапазонных облучателей (МДО) можно условно разделить на две основные группы – последовательного и параллельного типов. Облучатели параллельного типа более просты в настройке, чем последовательного, но последние, как правило, более просты и технологичны при изготовлении. Кроме того, их конструктивная особенность позволяет сравнительно легко увеличивать число новых диапазонов.

Многодиапазонные облучатели последовательного типа представляют собой комбинацию широкополосного рупора и прямоугольных или круглых волноводов разных размеров по числу диапазонов частот, соединенных друг с другом волноводными переходами. На рис. 5.11 изображен МДО, предназначенный для работы с линейной поляризацией поля в частотных диапазонах 12, 28 и 41,5 ГГц. Ребристый конический рупор 1 обеспечивает требуемую широкополосность как с точки зрения ДН, так и с точки зрения КСВН (перекрытие полосы частот может до-

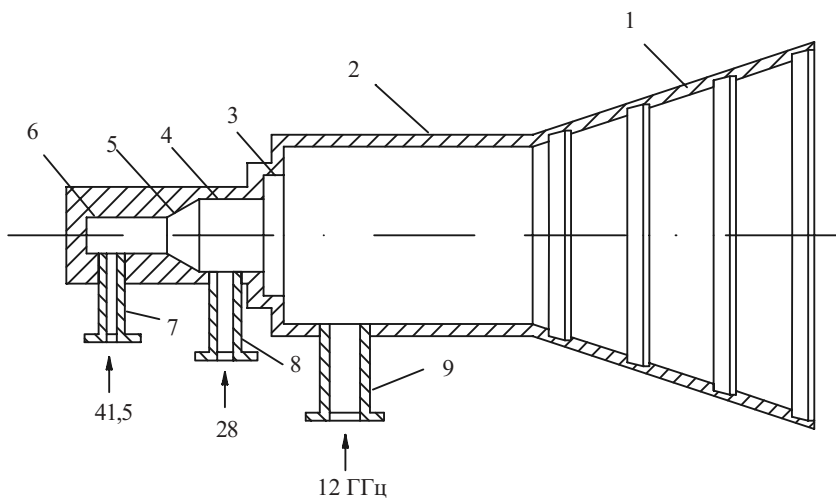


Рис. 5.11. Многодиапазонный облучатель

стигать 5,6:1). К его вершине подводятся сигналы трех частотных диапазонов тремя круглыми волноводами 2, 4, 6, соединенными последо-

вательно друг за другом. Для каждой рабочей частоты в круглых волноводах имеются два ортогональных узла питания в виде продольных щелей, возбуждаемых прямоугольными волноводами 9, 8 и 7. Развязка цепей питания по верхним частотам обеспечивается фильтрами, установленными в прямоугольных волноводах. Развязка же по нижним частотам – запредельными свойствами волноводных секций облучателя. При достаточно плавном переходе между двумя секциями облучателя возбуждение высших типов волн происходит с малой амплитудой. Так, при угле раскрыва конического перехода 15° , возбуждается следующий после основного тип E_{01} с амплитудой на 18 дБ меньшей [8]. Это позволяет ограничиться учетом только основного типа волны Н11. Для согласования волноводных секций 2 и 4 с целью уменьшения продольных размеров конструкции был выбран четвертьволновый трансформатор 3.

Таблица 5.2

Параметры многодиапазонной антенны с круговой ДН

Наименование параметра	Частота, ГГц		
	11,7...13,5	27,5...29,5	40,5...42,5
Коэффициент усиления, дБ, не менее	16,1	18,9	21
Ширина ДН в вертикальной плоскости по уровню -3 дБ, град	4,0	2,0	1,3
Уровень первого бокового лепестка, дБ	-15	-16	-17
Развязка с кроссполяризационным сигналом, дБ	-28	-27,2	-26,7
КСВН на входе антенны, не более	1,3	1,3	1,25

Результаты измерения электрических характеристик антенны с МДО в различных диапазонах частот приведены в табл. 5.2.

Антенны абонентского терминала

Главным критерием при выборе конструкции приемной абонентской антенны МТРС является технологичность и, соответственно, низкая стоимость при обеспечении хороших электрических характеристик.

Основным типом абонентских антенн служат зеркальные параболические. Они могут выполняться в виде параболоида вращения, параболического цилиндра или закрытой конструкции, ограниченной параллельными проводящими плоскостями (рис. 5.12). Параболоид вращения возбуждается слабонаправленным облучателем (например, рупором),

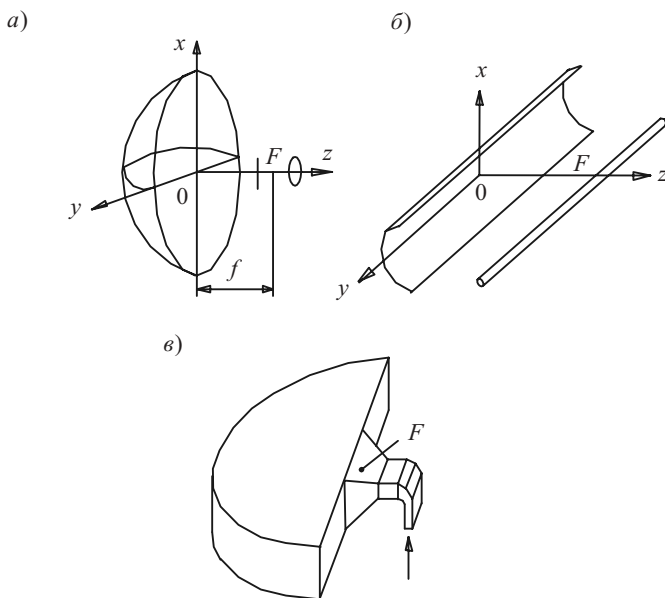


Рис. 5.12. Виды параболических антенн: *а* – параболоид вращения; *б* – параболический цилиндр; *в* – сегментно-параболическая антенна

помещенным в фокусе зеркала, и преобразует сферический фронт волн в плоский. Параболический цилиндр возбуждается линейной антенной, помещенной на фокальной линии, и преобразует цилиндрический фронт волны в плоский. В этих антеннах, так же как и в линзах, используются оптические свойства радиоволн. Геометрические свойства параболы таковы, что лучи, направляемые из фокуса и отражаемые от параболы, становятся параллельными ее оси. Длина пути от фокуса до параболы и затем до линии раскрыва, проходящей через края параболы, одинакова для любого угла θ (рис. 5.13). Таким образом, в раскрыве параболической антенны образуется синфазная поверхность, и ДН антенны оказывается остронаправленной.

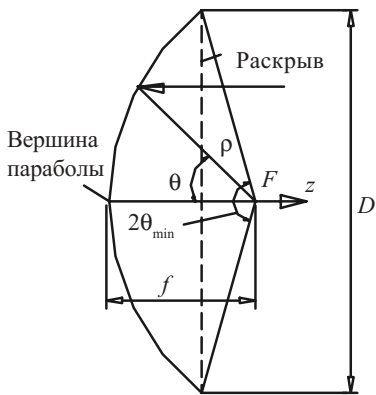


Рис. 5.13. Профиль параболической антенны

В декартовой системе координат параболоид вращения определяется уравнением (начало координат совпадает с вершиной параболоида) $x^2 + y^2 = 4f_z z$, а в сферической системе координат (начало координат совпадает с фокусом параболоида) – уравнением $\rho(\theta) = 2f / (1 + \cos\theta)$.

Различают длиннофокусные и короткофокусные параболические антенны. В длиннофокусной антенне фокус находится вне антенны $f > D/4$ и угол раскрыва $2\theta_{\max}$, под которым края зеркала видны из фокуса, удовлетворяет условию $2\theta_{\max} < \pi$. В короткофокусной антенне фокус находится внутри объема между зеркалом и его раскрывом, т. е. $f < D/4$ и $2\theta_{\max} > \pi$.

Глубина зеркала заметно влияет на электрические параметры антенны. У мелких зеркал меньше уровень кросс-поляризации. Кроме того, они облучаются более равномерно, чем глубокие, что позволяет получить более узкую ДН и более высокий коэффициент усиления. С другой стороны, широкий раскрыв антенны приводит к увеличению боковых лепестков, а следовательно, и уровня шума.

Короткофокусные антенны находят широкое применение в радиорелейных линиях, где первостепенное значение приобретает вопрос отстройки от помех. Их также удобно использовать в передвижных системах приема.

Для приема трансляций телевизионных спутниковых или МТРС больше подходят длиннофокусные зеркала. Однако они требуют более точного расчета и настройки облучателя, поэтому в основном они производятся для профессионального приема, а в бытовых системах чаще используются антенны с отношением $f / D = 0,3...0,5$ дБ.

К достоинствам параболических антенн следует отнести их широкополосность. Нижний частотный предел определяется условием $\lambda \ll D$, при невыполнении которого перестают работать законы геометрической оптики. Верхний предел определяется точностью исполнения поверхности зеркала.

Еще одно несомненное достоинство параболических антенн – способность принимать сигналы любой поляризации. Разделение поляризаций, как правило, не сопряжено с потерями мощности. В МТРС это дает возможность использовать одну частоту дважды.

Приемные параболические антенны в абонентских терминалах могут выполняться по двухзеркальной схеме и состоят из параболического зеркала, облучающей системы и опоры. Облучающая система (рис. 5.14) представляет собой открытый конец круглого волновода и плоский контррефлектор, укрепленный на облучателе с помощью диэлектрической

втулки. В центре плоского контррефлектора для согласования установлен рассеиватель конической формы. В ряде случаев этот рассеиватель для повышения усиления может по диаметру совпадать с контррефлектором.

Описанная конструкция облучающей системы, но только с чисто коническим контррефлектором, была использована в составе антенн с зеркалами с $f/D = 0,23$ и $f/D = 0,4$, предназначенными для укомплектования как абонентских терминалов, так и радиорелейных станций. Данные по этим антеннам приведены в табл. 5.3.

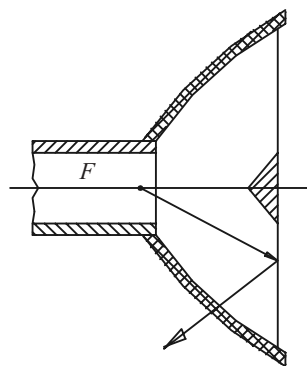


Рис. 5.14. Облучающая система

Таблица 5.3

Параметры осесимметричных зеркальных антенн

Диаметр зеркала, м	Диапазон частот, ГГц	Коэффициент усиления, дБ, не менее	Ширина ДН, град	Уровень подавления боковых лепестков, дБ
0,9	7,45...8,7	34,5	2,9	-15
0,6	7,45...8,7	32,8	4,3	-16
0,6 с блендой	14,3...15,4	36,9	2,2	-18
0,38	21,2...22,4	35,3	2,5	-17
1,2 с блендой	12,75...13,25	41,5	2,3	-16
0,38	36,0...37,5	40	1,3	-17
0,62	12,75...13,25	36	2,4	-15,6

В тех случаях, когда расстояние от абонента до передающей станции МИТРИС невелико (в пределах 3...5 км), в качестве приемной антенны может быть использован небольшой рупор, например рупор, входящий в состав конвертора для осесимметричных зеркальных антенн. Для повышения усиления неоптимальной рупорной антенны в ее раскрыве устанавливается линза из высокочастотного диэлектрика, например фторопласта [9]. Внутренняя преломляющая поверхность линзы – гиперболическая, наружная непреломляющая – плоская.

Такая антенна, разработанная для диапазона 27,5...29,5 ГГц, имеет в своем составе основное зеркало диаметром 300 мм и вспомогательное

(контррефлектор) диаметром 52 мм. Основное зеркало представляет собой усеченный параболоид вращения с фокусным расстоянием 100 мм. Вспомогательное зеркало имеет коническую поверхность с углом между образующими – 157° . Основные параметры антенны приведены в табл. 5.4.

Таблица 5.4

Параметры приемной абонентской зеркальной антенны на 28 ГГц

Параметр	Значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	27,5...29,5
Коэффициент усиления, дБ	38
Ширина главного лепестка ДН по уровню -3 дБ (пл. E /пл. H), град	2 / 2,1
Уровень первого бокового лепестка (пл. E /пл. H), дБ	$-20/-19$
Уровень заднего излучения, дБ	-50

К недостаткам параболических антенн можно отнести большое количество механических частей и подверженность действию атмосферных факторов. Воздействие сильного ветра может исказить форму зеркала и понизить КИП. Это налагает серьезные требования на жесткости конструкции зеркала и опорно-поворотного устройства. На качество приема могут оказать влияние неравномерный обогрев антенны солнечными лучами, коррозия материала и ряд других факторов. Это особенно ощутимо для антенн больших диаметров.

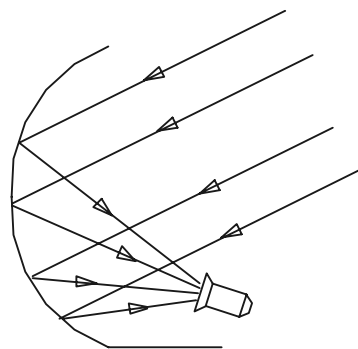


Рис. 5.15. Офсетная антенна

Серьезную проблему могут вызвать накопления снега или воды на поверхности зеркала. Проблема накопления воды может быть решена использованием офсетных зеркал, представляющих собой верхний сегмент параболоида. Принцип их действия иллюстрирует рис. 5.15. В северных широтах они располагаются практически перпендикулярно земле, и снег в них почти не накапливается. Правда, усиливаются проблемы с его налипанием на поверхность облучателя.

Основным же преимуществом офсетных антенн является меньшее затенение поверхности зеркала конвертором и, как следствие, больший

эффект использования поверхности, КИП равен 0,6...0,8. Выигрыш особенно ощутим для антенн с небольшим диаметром. Поле в раскрыве офсетной антенны имеет более сложную структуру, чем в раскрыве прямофокусной, что усложняет конструкцию облучателя. В большинстве случаев электрические параметры офсетных антенн несколько хуже, чем у прямофокусных, в частности, намного выше уровень кроссполяризации. Однако длиннофокусные офсетные антенны при скрупулезном расчете облучателя могут иметь очень хорошие электрические параметры и использоваться в профессиональных системах.

Другой тип, получивший широкое распространение для приема СВЧ-диапазона, – плоские микрополосковые антенны. Они состоят из набора микрополосковых излучателей, нанесенных на диэлектрическую плату, которая, в свою очередь, располагается на металлическом экране. Экран выполняет роль рефлектора. Излучатели соединяются между собой, образуя антенную решетку.

Электромагнитное поле, создаваемое такой трехслойной конструкцией, имеет сложную структуру и зависит от формы излучающих элементов, а также от толщины и материала диэлектрика. Микрополосковые излучатели синфазно соединены микрополосковыми фидерными линиями, которые собираются к месту расположения конвертора. Антенны могут различаться геометрией элементарных излучателей, их расположением на поверхности диэлектрика и способом их соединения. Поэтому существует множество вариантов таких многослойных микрополосковых антенн [10].

Дешевизна и высокая технологичность изготовления далеко не единственные достоинства микрополосковых антенн. Однако по своим электрическим параметрам они пока уступают параболическим.

Одним из серьезных недостатков микрополосковых антенн является их узкополосность. Так, например, для приема всего Ки-диапазона требуется не одна, а три микрополосковых антенны. Их резонансная частота определяется размерами элементарных излучателей, которые выбираются кратными резонансной длине волны. И уже при незначительном отклонении частоты эффективность приема резко падает. Расширения рабочей полосы частот можно добиться, используя излучающие элементы, рассчитанные на разную резонансную частоту. Такой способ, однако, приводит к увеличению площади антенны, что нежелательно из-за значительных потерь сигнала в полосковых фидерных линиях.

Из сказанного можно сделать вывод, что микрополосковые антенны пока не могут заменить параболические там, где требуются высокие

электрические показатели. Нельзя рекомендовать их и для построения максимально универсальной приемной системы. С другой стороны, они оказываются удобной и дешевой альтернативой параболическим антеннам в случае приема определенного набора трансляций, передаваемых с достаточной мощностью и в узкой частотной полосе.

В сетях сотового телевидения, которые начали проектироваться и разворачиваться в последнее время, вещание ведется на частотах 28...30 ГГц и 40...42 ГГц. Для приема таких коротких волн часто используют не только параболические, но также рупорные и линзорупорные антенны. Как уже отмечалось, рупорные антенны обладают массой достоинств. В отличие от плоских они могут работать в широком диапазоне частот, в том числе в КВЧ-диапазоне. Так как их размеры малы, то возможно создание любых оптимальных по своим электрическим параметрам рупорных антенн. Например, для систем LMDS и MVDS используются рупорно-линзовые антенны диаметром 150 мм и коэффициентом усиления 31 dBi для 28 ГГц и 34 dBi для 42 ГГц.

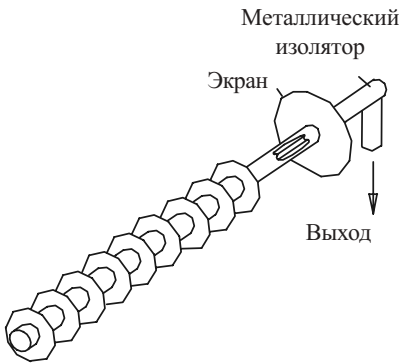


Рис. 5.16. Ребристо-стержневая антенна

В системах MMDS нашли применение ребристо-стержневые антенны (рис. 5.16) с коэффициентом усиления порядка 18 дБ, шириной ДН по уровню -3 дБ 28° и уровнем подавления боковых лепестков – не менее 12 дБ. В этих антеннах системе пассивных металлических дисков, прикрепленных к центральному стержню, можно уподобить набору плоских директоров. Однако возможен и другой подход, когда набор дисков вместе с центральным стержнем трак-

туется как цилиндрическая импедансная замедляющая структура.

Основными преимуществами ребристо-стержневых, как и директорных антенн, являются простота конструкции, высокий КПД (почти 100%) из-за отсутствия диэлектрических изоляторов и относительно малая собственная масса. Для увеличения направленности возможно объединение нескольких параллельно расположенных излучателей в антенную решетку.

5.2. Аппаратура базовой станции

Передатчики

Основные параметры и схемное построение

Передатчик служит для формирования информационного сигнала и его передачи посредством антенны на расстояние в виде электромагнитных радиоволн. При этом передатчик может выполнять следующие функции: преобразование первичного сигнала во вторичный (радиосигнал), формирование дискретной сетки или плавного диапазона рабочих частот, усиление мощности радиосигнала.

Основными параметрами передатчика являются рабочая частота или полоса частот, стабильность частоты, выходная мощность, КПД, уровень неосновного излучения, вид модуляции.

Стабильность частоты является одним из важнейших параметров передатчика. Повышение стабильности частоты передатчика позволяет уменьшить необходимую ширину полосы пропускания приемника и тем самым увеличить дальность действия и повысить помехоустойчивость радиосистемы. Кроме того, высокая стабильность частоты является необходимым условием качественной передачи информации, а также облегчает решение проблемы электромагнитной совместимости.

Нестабильность частоты характеризуется абсолютным $\Delta f(t) = f(t) - f_0$ или относительным $\Delta f(t) / f_0$ отклонением мгновенной частоты $f(t)$ от ее среднего значения f_0 . В МТРС относительная нестабильность частоты обычно составляет $10^{-5} \dots 10^{-6}$.

Основными устройствами, определяющими стабильность частоты в передатчике, служат генераторы СВЧ и КВЧ. Для повышения стабильности их частоты применяют следующие способы: параметрическую стабилизацию (термокомпенсацию, ослабление влияния нагрузки); стабилизацию с помощью высокочастотных резонансных систем; синхронизацию посредством использования высокостабильного внешнего источника; стабилизацию путем автоматической подстройки частоты (АПЧ).

Вторым важнейшим параметром передатчика является выходная мощность, ее величина и стабильность во времени. Известно, что в диапазонах СВЧ и выше колебательная мощность твердотельных приборов ограничена инерционностью процессов в них и напряжением пробоя, она падает по закону $1/f_2$.

Наиболее существенным фактором, сдерживающим получение больших выходных мощностей, является трудность отвода тепла из активной зоны полупроводниковых приборов и связанный с этим их перегрев.

В настоящее время основным путем повышения уровня необходимых мощностей является сложение мощностей нескольких генераторов (усилителей), которое может осуществляться в свободном пространстве (фазированные антенные решетки) или с помощью схем сложения. Находят применение усилители с распределенным усилением (усилители бегущей волны). Иногда используют параллельное включение нескольких генераторных приборов в одну общую колебательную структуру – резонатор, при этом происходит взаимная синхронизация их работы.

Выходная мощность передатчиков современных МТРС находится в пределах от 50 мВт до сотен ватт.

Значения КПД передатчика могут колебаться от долей процента до 80 %, причем КПД должен быть тем больше, чем больше мощность передатчика или чем более жесткие требования предъявляются к экономичности его питания. К сожалению, в КВЧ-диапазоне при использовании диодных генераторов КПД не превышает 20%. Поэтому даже в миллиметровом диапазоне вызывают все больший интерес генераторные устройства на основе транзисторов, имеющие более высокий КПД.

По регламенту радиосвязи основное радиоизлучение, предназначенное для передачи сигнала, занимает полосу частот, за верхним и нижним пределами которой средние излучаемые мощности равняются каждая по 0,5% всей средней мощности данного сигнала. Неосновные излучения передатчиков разделяются на внеполосные и побочные.

Внеполосные излучения – это нежелательные радиоизлучения в полосах частот, примыкающих к основной полосе излучения. Они обусловлены неограниченностью спектра конечного во времени сигнала, чрезмерно крутыми фронтами модулирующих импульсов и т. п.

Побочные радиоизлучения – это нежелательные радиоизлучения, возникающие в результате любых нелинейных процессов помимо процесса модуляции.

Если f – частота опорного генератора, а $f_0 = n f$ – рабочая частота, то излучение на частотах $(n \pm 1) f$ чаще всего относят к внеполосным радиоизлучениям, а гармоники, более удаленные от $n f$, – к побочным.

Побочные излучения включают гармоники и субгармоники основной частоты f_0 , появляющиеся вследствие плохой их фильтрации на выходе передатчика; комбинационные радиоизлучения, возникающие

из-за взаимодействия на нелинейном элементе колебаний на частотах несущей (формирующих несущую) и их гармоники; интермодуляционные колебания, появляющиеся в результате воздействия на нелинейные элементы высокочастотного тракта генерирующих колебаний и внешнего электромагнитного поля (эти излучения могут возникать при близком расположении нескольких передатчиков); паразитное излучение – результат самовозбуждения передатчика вследствие паразитных связей в его генераторных или усилительных приборах. К побочным излучениям также относятся шумовые излучения за счет модуляции несущей шумами передатчика. Шумовые излучения в полосе основного радиои-злучения обычно малы по уровню и поэтому не опасны. Более опасным может оказаться шумовое излучение на частотах, близких к рабочей частоте канала приема, входящего в одну и ту же БС с излучаемым передатчиком, работающих на одну антенну.

Неосновные излучения являются одним из существенных факторов, определяющих ЭМС, поэтому их уровень нормируется. Так, для передатчиков диапазонов 0,96...17,7 ГГц мощностью более 10 Вт уровень любого из побочных колебаний должен составлять менее –59 дБ относительно основного излучения и в любом случае быть не более 100 мВт [11].

Вид модуляции определяет диапазон модулирующих частот – спектр частот электромагнитных колебаний радиопередатчика.

Схемотехническое построение передатчика определяется тем, какой из его параметров наиболее важен: максимальный уровень выходной мощности или стабильность частоты и т. п. В общем случае передатчик строится по усилительной схеме со сдвигом частоты вверх (рис. 5.17, а) или генераторной с модуляцией несущей в СВЧ-диапазон (рис. 5.17, б) схеме.

Усилительный передатчик выполняется обычно по многокаскадной схеме. В его состав входят гетеродины или синтезатор частот; предварительный усилитель, на который подается входной информационный сигнал; один или несколько преобразователей вверх, поэтапно смещающих информационный сигнал в диапазон СВЧ или КВЧ; выходной усилитель мощности. В передатчиках МТРС данное схемное построение является наиболее распространенным.

Передатчик, построенный по генераторной схеме, более прост по составу и конструкции, но имеет меньшую выходную мощность и более широкий спектр внеполосного излучения. В состав тракта входит обычно опорный генератор СВЧ- или КВЧ-диапазона, выходная непрерывная мощность из которого модулируется низкочастотным информационным



Рис. 5.17. Схема передатчика: *a* – усилительная; *б* – генераторная

сигналом. Некоторые виды генераторов, например на основе лавинно-пролетных диодов (ЛПД), могут модулировать свою выходную мощность посредством цепей питания, исключая дополнительное устройство – модулятор.

К передатчикам МТРС предъявляются весьма жесткие требования. Они должны обладать

- максимальной выходной мощностью;
- минимальной нестабильностью частоты гетеродинов;
- минимальной шириной полосы излучения;
- минимальным уровнем нежелательных излучений, как внеполосных, так и побочных;
- минимальным временем готовности;
- максимальной надежностью;
- возможностью передачи одновременно аналоговой и цифровой информации;
- габаритными минимальными размерами и весом;
- возможностью работы в жестких условиях воздействия внешних механических и климатических факторов, в том числе в широком интервале температур от -40 до $+60^\circ\text{C}$.

Передатчик MMDS

Передатчики MMDS, работающие в наиболее низкочастотном диапазоне среди МТРС и использующие АМ, применяют высокоуровневые дециметровые транзисторные усилители мощности, которые позволяют реализовать высокие уровни мощности (сотни ватт) и высо-

кую стабильность характеристик. Построение таких передатчиков использует усилительную схему – частотное преобразование сигналов 138...324 МГц или 222...408 МГц в диапазон 2...2,7 ГГц с последующим усилением.

Как уже отмечалось, передатчик может быть построен из ряда полностью независимых одноканальных стволов или группы объединенных стволов до выходного усилителя мощности.

Примером реализации одноканального передатчика для MMDS может послужить серия TTS HS (ITS Corp.). Семейство канальных передатчиков серии обеспечивает выходную мощность 10, 20, 50 и 100 Вт. Высокая стабильность технических характеристик позволяет использовать данное оборудование для трансляции аналоговых и цифровых программ в стандарте MPEG-2. Такие передатчики оптимальны для организации многопрограммных передающих комплексов MMDS в средних и больших городах с радиусом обслуживания от 15 до 100 км. Высокостабильные синтезаторы частоты и качественные фильтры позволяют вести трансляцию на соседних каналах. Основные технические характеристики передатчика следующие:

выходная мощность, Вт	10, 20, 50, 100
стандарт передачи	PAL, SECAM, NTSC
выходной диапазон частот, ГГц	2...2,7
стабильность частоты, кГц	±1
уровень внеполосных излучений, дБ	-60
интермодуляционные искажения в полосе частот, дБ	-70
дифференциальная фаза, град	±2
дифференциальное усиление, %	3
линейность частот, %	3
фазовые шумы при отстройке 10 кГц от несущей, дБн/Гц	-90
стабильность выходной мощности, дБ	±0,3
соотношение сигнал/шум, дБ	55
уровень гармонических искажений, дБ	-70
входное сопротивление, Ом	75

Оригинальным гибридом между канальными и многоканальными передатчиками являются двухканальные передатчики серии TTS 2HS, сочетающие в себе положительные стороны обоих типов.

Использование двух каналов в одном корпусе позволяет построить передающий комплекс более компактно и дешево, чем в случае использования двух отдельных канальных передатчиков. При этом их приме-

нение позволяет повысить надежность работы передатчика БС по сравнению с вариантом использования многоканальных передатчиков, так как в случае неисправности и выхода из строя будет "потерян" один или два канала, а не все, как в случае применения группового передатчика. В случае построения схемы резервирования на основе включения в передающий комплекс резервных передатчиков общая стоимость систем, построенных на основе двухканальных и многоканальных передатчиков, будет практически одинакова, при этом соотношение сигнал/шум и радиус действия системы будут существенно выше в случае использования двухканальных передатчиков.

Таблица 5.5

Основные технические характеристики групповых передатчиков серии ITS-6450

Параметр	ITS-6452A	ITS-6453A	ITS-6455A	ITS-6456A	ITS-6457A	ITS-6459A
Выходная мощность, Вт	20	50	120	220	400	650
Выходное сопротивление, Ом	50					
Соотношение сигнал/шум, дБ	55					
Уровень собственных шумов предусилителя, дБ	6					
Неравномерность выходной мощности, дБ	± 1,5 в полосе частот 200 МГц					
Частотный диапазон входных сигналов, МГц	138...324 или 222...408					
Входное сопротивление, Ом	75					
Требуемый уровень входного сигнала, дБм·Вт/канал*	15...320					
Стабилизация выходных частот, Гц	± 500 (типовое)					
Температурный диапазон, °С	0... +45					
Относительная влажность, %, не более	95					
Масса, кг	25	25	50	61	80	123
Энергопотребление, Вт	435	650	945	1770	3100	3725

* дБм – отношение по мощности

Основные технические характеристики двухканальных передатчиков ТТС 2HS аналогичны характеристикам одноканальных за исключением величины выходной мощности, которая составляет 8 и 10 Вт на канал.

Для обслуживания зоны радиусом до 10 км целесообразно применять один многоканальный передатчик. Сигналы телевизионных каналов складываются не на выходе, а на входе передатчика, в метровом или дециметровом диапазоне, а конвертируется и усиливается уже групповой сигнал всех каналов. Такие системы имеют малые вес и габариты, стоят значительно дешевле, чем каналные, и позволяют получить выходную мощность до 4...8 Вт на канал.

Так, групповые передатчики серии ITS-6450 успешно используются для трансляции цифровой информации, совместимы с любым уровнем КАМ модуляции, включая 256-КАМ, и любым уровнем VSB-модуляции, включая 16-VSB. Серия ITS-6450 включает в себя семь моделей, обеспечивающих технические характеристики, приведенные в табл. 5.5.

Передатчик МИТРИС (12 ГГц)

Передающий ствол БС МИТРИС предназначен для формирования малого "ствольного" пакета информационных сигналов. Он состоит из канальных передающих блоков, устройства объединения каналов и работает следующим образом. Сигналы с выхода каждого канального передающего блока поступают на устройство объединения каналов, с выхода которого снимается "ствольный" пакет сигналов.

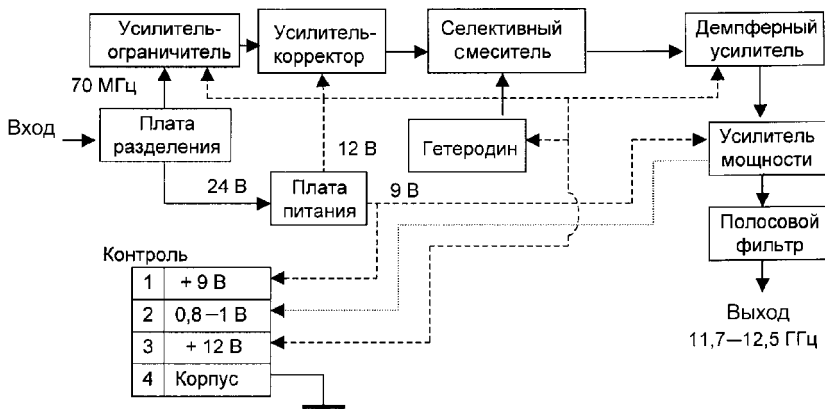


Рис. 5.18. Структурна схема передатчика

В состав передатчика (рис. 5.18) входят следующие узлы: усилитель-ограничитель, усилитель-корректор, селективный смеситель, гетеродин, демпферный усилитель, усилитель мощности, полосно-пропускающий фильтр, платы питания и разделения.

Входной сигнал частотой 70 МГц (уровнем 0,017...0,5 В) вместе с напряжением питания +24 В от внешнего модулятора через коаксиальный разъем "Вход" поступает на плату разделения. В плате происходит разделение входного сигнала на постоянное напряжение +24 В и информационный сигнал (70 МГц), который поступает на усилитель-ограничитель. Последний поддерживает на своем выходе постоянный уровень сигнала порядка 200 мкВт.

Усилитель-ограничитель представляет собой гибридную интегральную схему трехкаскадного усилителя на транзисторных сборках 2ТС 398А-1, обеспечивающего в линейном режиме усиление более 40 дБ и уровень выходной мощности при компрессии коэффициента усиления на один децибел – 3 мВт.

Усилитель-корректор представляет собой соединение микрополосковых двухкаскадного корректора и пятикаскадного усилителя. В усилителе-корректоре происходит усиление сигнала и корректировка его характеристики группового времени запаздывания. КСВН выхода не хуже 1,25.

Далее сигнал 70 МГц мощностью 2...2,5 мВт поступает на вход селективного балансного смесителя (КСВН входа не хуже 1,3), на гетеродинный вход которого подается СВЧ-сигнал мощностью 16...24 мВт с выхода транзисторного гетеродина, стабилизированного диэлектричес-

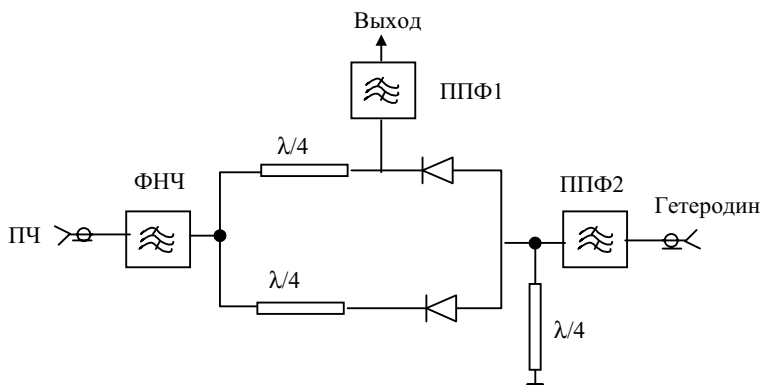


Рис. 5.19. Принципиальная схема селективного балансного смесителя

ким резонатором. Электрическая схема данного смесителя представлена на рис. 5.19. В его состав входят фильтры нижних частот (*ФНЧ*), полосовые фильтры сигнала основной выходной частоты *ППФ1* и гетеродина *ППФ2*, смесительные диоды и поликоровая микросхема с напыленными на ней микрополосковыми согласующими и развязывающими пассивными цепями.

Фильтр нижних частот выполнен на сосредоточенных элементах и предназначен для подавления спектральных составляющих модулированного сигнала *ПЧ*, которые могли бы в результате нелинейных преобразований на смесительных диодах попасть в полосу пропускания полосового фильтра выходного сигнала. *ФНЧ* также предотвращает попадание СВЧ-мощности в тракт *ПЧ*.

Полосовой фильтр частоты гетеродина *ППФ2* обеспечивает подавление спектральных составляющих высших гармоник сигнала гетеродина. *ППФ1* подавляет до допустимого уровня (не менее 50 дБ) все неосновные спектральные составляющие получаемого выходного сигнала смесителя и выделяет на его выходе только частоту основного канала.

При использовании в качестве ППФ четырехрезонаторных фильтров на ДР с собственной добротностью 5000 характеристики смесителя следующие:

входная частота, МГц	70;
сквозная рабочая полоса, МГц	28;
диапазон выходных частот (литерное исполнение), ГГц	11,7...13,5;
потери преобразования, дБ	6...7;
мощность сигнала гетеродина, мВт	16...24;
максимальная выходная мощность, мВт, не более	50;
подавление сигнала гетеродина на выходе, дБ, не менее	50;
подавление зеркального канала, дБ, не менее	50.

Полученный таким образом сигнал мощностью 200...300 мкВт попадает на демпферный двухкаскадный арсенид-галлиевый монолитный усилитель, с выхода которого сигнал, усиленный до уровня, необходимого для поддержания требуемого эффективного режима работы усилителя мощности (4...5 мВт), передается на последний. Усилитель мощности имеет коэффициент усиления не менее 20 дБ, и установленный на его выходе фильтр гармоник обеспечивает подавление гармонических составляющих не менее 60 дБ. Для контроля за работой усилителя мощности в нем расположен детектор, выдающий контрольный сигнал 0,8...1 В на "Контакт" 4-штырькового разъема РГ-4

"Контроль". Контакты 1 и 3 этого разъема используются для контроля питающих напряжений +9 и +12 В.

С выхода усилителя мощности сигнал мощностью 200...300 мВт поступает на полосовой фильтр на ДР из материала АЛТК. После полосового фильтра сигнал мощностью более 100 мВт через гермоввод поступает на выход блока "Выход". Выходной фильтр обеспечивает развязку на частотах, отстроенных от центральной на ± 32 МГц, более 20 дБ, а на частотах с отстройкой на ± 20 МГц – более 12 дБ, что позволяет относительно просто организовать работу нескольких передатчиков на одну антенну.

Передатчик обеспечивает следующие основные технические характеристики:

уровень мощности на входе блока, мВт	0,006...4,
уровень мощности на выходе блока, мВт, не менее	100,
уровень побочных излучений, дБ, не более	-70,
нестабильность частоты гетеродина, 1/град	$8 \cdot 10^{-7}$,
коэффициент стоячей волны на входе блока, не более	1,1,
коэффициент стоячей волны на выходе блока, не более	1,25,
неравномерность ГВЗ, нс, не более	5,
потребляемая мощность, Вт, не более	12,
масса одноканального блока, кг	1,1

Передатчики КВЧ-диапазона

Особенностью передатчиков КВЧ-диапазона является сложность получения высоких уровней мощности, что привело к их построению, в основном, по одноканальной схеме. Причем, в системах LMDS и MVDS каждый канальный передатчик имеет свою рупорную антенну и образует полностью самостоятельный узел.

Конфигурация передающего ствола МТРС КВЧ-диапазона аналогична построению передатчика в радиорелейных системах. Информационный сигнал после модулятора на стандартной ПЧ 70 МГц подается по коаксиальному кабелю к внешнему передающему модулю с антенной. Последний преобразовывает его вверх в рабочий диапазон МТРС (28 или 42 ГГц) и усиливает до требуемого уровня мощности.

В качестве примера в табл. 5.6 представлены параметры передатчиков фирмы Philips, предназначенных для систем LMDS и MVDS.

Основой передатчика может служить так называемый активный умножитель частоты. Он использует метод прямого умножения частоты на ЛПД с высоким КПД при больших коэффициентах умножения. Этот

Таблица 5.6

Технические характеристики передатчиков для систем LMDS и MVDS

Характеристика	MVDS	LMDS
Нижний частотный диапазон, ГГц	40,5–41,5	27,5–28,5
Верхний частотный диапазон, ГГц	41,5–42,5	28,5–29,5
Поляризация	Вертикальная и горизонтальная	
Выходная мощность, дБмВт/канал*	+20	+23
Частотная стабильность, ppm	12,5	
Фазовый шум, дБн/Гц, менее	–50	
Горячий резерв	1 из 8 каналов	
Габариты внешнего модуля, мм	777 × 450 × 593	777 × 450 × 593
Температурный диапазон, °С	–33...+45 при влажности 100%	

* дБн – отношение по напряжению

метод позволяет перенести из сантиметрового диапазона когерентный сигнал практически без искажения его спектра в миллиметровый. Таким образом, решается еще и проблема получения высокого значения частотной стабильности в КВЧ-диапазоне. Технические характеристики активных умножителей частоты приведены в табл. 5.7.

Таблица 5.7

Активные умножители частоты на основе ЛПД

Частота выходного сигнала, ГГц (в полосе – 1%)	Выходная мощность, мВт (в полосе – 1%)	Коэффициент умножения	Мощность входного сигнала, мВт	Относительный уровень побочных гармоник, дБ, не более	Спектральная плотность мощности вносимых АМ и ФМ шумов (в полосе 10 кГц) дБ/Гц, не более
22...23,5	15...80	3...4	150...400	–40	–120
26...37,5	15...80	5...8	150...600		
36...53,5	15...80	6...10	150...600		
53...65,5	15...60	8...11	200...600		
65...78,5	15...30	9...12	200...600		
78...100	5...20	12...16	300...800		
100...118,5	5...15	15...19	300...800		
118,5...150	5...10	19...25	400...1000		

Принцип работы передатчика МИТРИС-КВЧ следующий. На вход подается комплексный видеозвуковой сигнал, который через схему предыскажений поступает на генератор, управляемый напряжением (ГУН). С выхода генератора сигнал мощностью около 50 мВт в диапазоне 5...6 ГГц подается на усилитель мощности, который разгоняет его до 400 мВт. После чего усиленный сигнал поступает на активный множитель частоты, переносится в миллиметровый диапазон и излучается посредством антенны. Для стабилизации частоты задающего генератора в требуемых пределах он размещен в термостате, в котором с помощью управляющей схемы поддерживается постоянная температура $+40\pm 2^\circ\text{C}$.

Технические характеристики передатчика КВЧ-диапазона следующие:	
выходная мощность, мВт, не менее	60...75;
нестабильность выходной частоты	
в интервале температур, МГц, не более	2,5;
подавление побочных излучений, дБ, не менее	50;
диапазон выходных частот, ГГц	27,5...29,5;
диапазон рабочих температур, °С	-40...+60.

Многоканальные частотные объединительные устройства

В передатчиках и приемопередатчиках систем МТРС (особенно БС) используются частотные объединительные устройства (ЧОУ), которые служат для суммирования (объединения) узкополосных сигналов отдельных канальных передатчиков в один общий широкополосный и разделения приемных каналов с передающими.

Возрастание интереса к этим устройствам объясняется, главным образом, противоречием между все усиливающимся потоком информации (рост числа каналов передачи), которую необходимо передать, и ограниченной величиной частотного диапазона, в котором работает передающая аппаратура МТРС. Это приводит к тому, что защитный интервал между соседними каналами значительно сокращается. Если прежде соотношение между полосой пропускания отдельного канала и полосой защитного интервала составляло 2 и более, то теперь эта величина часто находится в интервале 1...1,5. По существу, проблема проектирования ЧОУ сводится к реализации компромисса между потерями в каждом канале связи и величиной частотной развязки между соседними каналами системы.

Потери в частотных каналах и развязка между ними определяются не только собственно канальными фильтрами, но и устройством, объединяющим канальные фильтры в единую систему. В правильно спроектированной радиосистеме устройство объединения вносит минимальные потери в полосе пропускания канальных фильтров, позволяет получить необходимую развязку между каналами и устранить взаимное влияние (рассогласование) канальных фильтров. В связи с этим первостепенное значение в ЧОУ играет выбор элементов и узлов.

В диапазонах СВЧ и КВЧ частотно-разделительные фильтры строятся на основе направленных фильтров, полосовых фильтров и гибридных соединений, узкополосных заграждающих фильтров и т. д. Любое ЧОУ на n каналов представляет собой набор n -канальных например полосовых, фильтров, объединенных в единое устройство с помощью специального объединителя (или разделителя).

Канальные фильтры могут выполняться на следующих основах:

волноводах с диафрагмами или штырями;

встречно-стержневой структуре;

коаксиальных резонаторах, в том числе с диэлектрическим заполнением;

диэлектрических резонаторах;

запредельных волноводно-диэлектрических структурах и т. д.

Тип фильтра определяется в основном частотным диапазоном и заданными техническими требованиями. В любом случае фильтры должны давать минимальные потери в полосе пропускания при заданной крутизне скатов амплитудной характеристики.

Все многообразие объединителей канальных фильтров можно условно разбить на две группы:

1) объединители (или разъединители), позволяющие максимально ослабить взаимное влияние канальных фильтров и увеличить развязку между ними;

2) объединители, служащие только для сопряжения канальных фильтров.

К первой группе относятся гибридные соединители и ферритовые развязывающие приборы. Гибридные соединения при использовании согласованных нагрузок с $K_{СВН} \leq 1,5$ обеспечивают развязку между каналами 25...40 дБ, однако дополнительные потери для каждого канала связи составляют 3 дБ. В качестве гибридных соединений используются трехдецибелные направленные ответвители, трехдецибелные

шлейфовые ответвители, щелевые гибридные ответвители и соединители типа "магическое Т". При использовании многоплечного циркулятора типа "поверхностной волны" дополнительная развязка между плечами достигает 30 дБ, но для количества каналов более 8 слишком большими (~4 дБ) становятся потери (~0,5 дБ на одно плечо) и существенно возрастают трудности при реализации магнитной системы.

Вместе с тем основным преимуществом ЧОУ, построенными на основе таких соединений, является практически полная независимость настройки канальных фильтров. Настройка каждого последующего фильтра происходит без взаимного влияния на согласование фильтров предыдущих каналов, что позволяет получить высокое согласование в полосах пропускания для большого числа каналов. Последнее имеет принципиально важное значение для МТРС, где требуется оперативный доступ к каждому канальному передатчику. Следует отметить, что обычно такие ЧОУ строятся по последовательной схеме селекции частотных

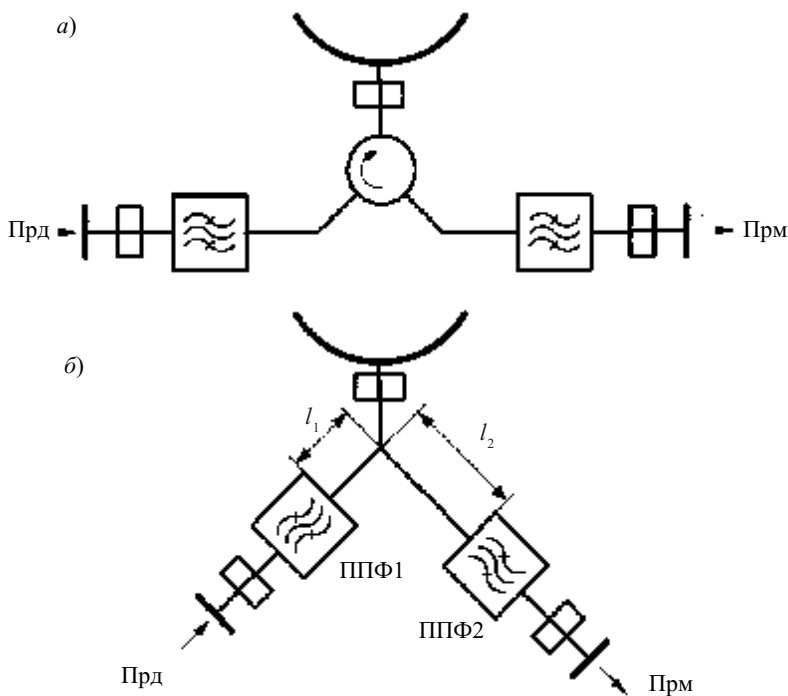


Рис. 5.20. Диплексор на основе: а – Y-циркулятора; б – волноводного тройника с ППФ

каналов. Основными недостатками последовательных схем селекции являются громоздкость конструкции и большие дополнительные потери.

Самым простым объединителем первой группы служит диплексер, построенный по стандартной схеме на основе циркулятора, к двум плечам которого и присоединены фильтры двух каналов с разными частотами, а к оставшемуся – фланец антенны (рис. 5.20, *а*).

При помощи циркуляторов можно строить достаточно сложные схемы ЧОУ, позволяющие подсоединять к одной антенне десятки частотных стволов передатчиков и приемников, как показано на рис. 5.21. Из-за последовательного построения для канала, располагаемого дальше от антенны, суммарные потери тракта ЧОУ будут больше, чем у канала, стоящего ближе к антенне.

Объединители второй группы представляют собой, как правило, отрезок частотно-независимой (или частотно-зависимой) линии полоскового, коаксиального или волноводного типа. В этом случае каналные полосковые фильтры подключаются к разделительной линии через отрезки передающих линий определенной длины и на определенном расстоянии друг от друга. Например, для ЧОУ волноводного типа в качестве разделителя используются волноводные тройники в *H*- или *E*-плоскости. Такие ЧОУ обычно строятся по параллельной схеме частотной селекции. Потери в них определяются, в основном, потерями, вносимыми каналными фильтрами, а развязка между каналами – крутизной скагов амплитудно-частотной характеристики этих фильтров. Достоинством ЧОУ с параллельной схемой частотной селекции является то, что они позволяют эффективно сочетать работу приемников и передатчиков на одну антенну.

Такого типа ЧОУ экономически выгоднее применять при большем разнесении частот соседних каналов, чем в ЧОУ на ферритовых и гибридных элементах. Существенным недостатком таких систем является наличие взаимного влияния каналных фильтров, что значительно усложняет их отработку и настройку.

Примером ЧОУ второго типа может послужить конструкция диплексера в виде тройника (рис. 5.20, *б*), к плечам которого подключена антенна и через соответствующие полосковые или режекторные фильтры – приемник и передатчик. Длина плеча l_1 подбирается так, чтобы сигнал передатчика поступал без отражений в антенну. Длина плеча l_2 обеспечивает поступление принятого сигнала без отражений в приемник.

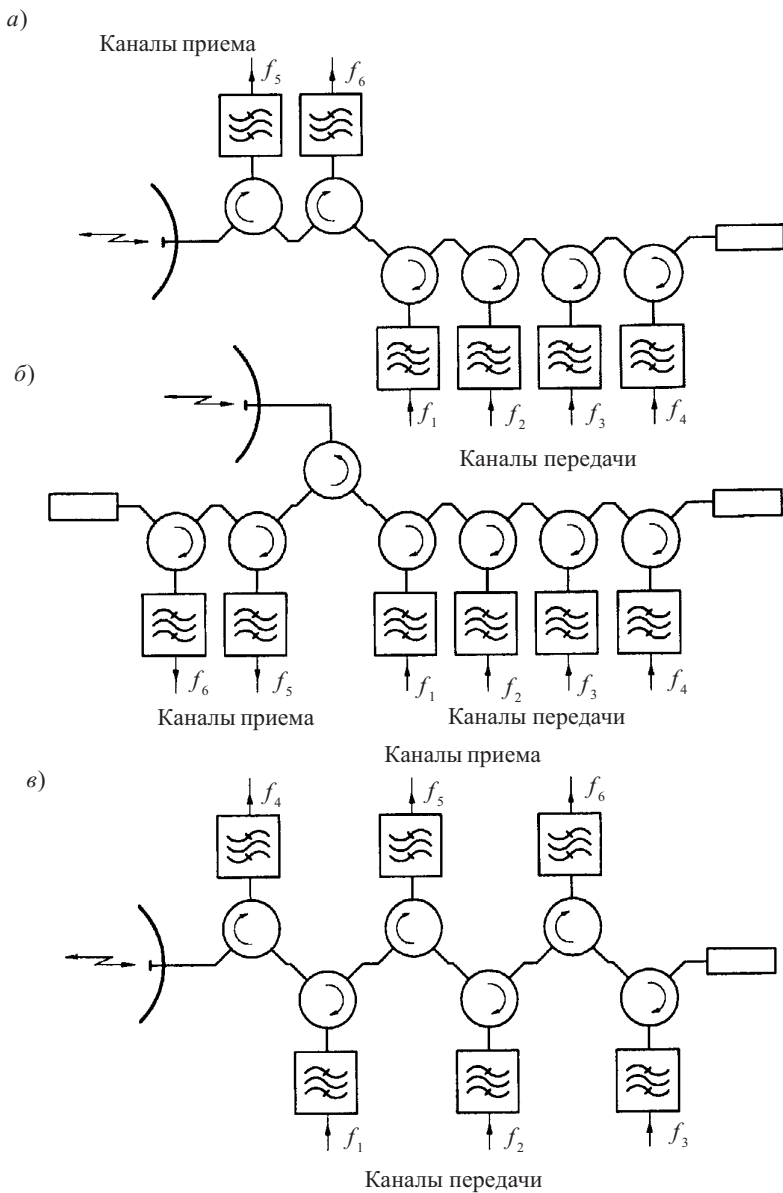


Рис. 5.21. Варианты подсоединения к антенне стволы передатчиков и приемников: а – последовательное; б – раздельное через один общий циркулятор; в – смешанное раздельное

В развитие данной конструкции для КВЧ-диапазона на рис. 5.22 представлен диплексер на основе волноводного Е-плоскостного тройника и пятирезонаторных ППФ с поперечными диафрагмами толщиной 0,5 мм и сечением, изменяющимся от $1,55 \times 1,2$ мм до $4,16 \times 3,4$ мм. Входные/выходные фланцы диплексера выполнены для волновода сечением $7,2 \times 3,4$ мм. Его габаритные размеры составляют $90 \times 30 \times 24$ мм. АЧХ диплексера представлена на рис. 5.23. При КСВН на входе тройника не более 1,2 на входном/выходном плечах диплексера в полосе пропускания КСВН не превышает 1,45. Потери на проход в оба плеча – не более 1,5 дБ.

Для частотного уплотнения волноводных трактов сигналами нескольких мощных передатчиков используют безрезонаторные схемы сложения сигналов различных частот [12]. Эти схемы обладают высокой электрической прочностью, малыми потерями, малыми искажениями фазовой характеристики и высоким согласованием с волноводным трактом и выходами передатчиков.

Одним из наиболее известных и простых является фазоразностное устройство для сложения двух сигналов различных частот, схема которого показана на рис. 5.24. Он состоит из двух волноводных мостов 1, связанных между собой двумя отрезками линии передачи разной длины. Длины их подобраны таким образом, чтобы разность фаз на частоте одного из складываемых сигналов была равна 0, а на частоте второго сигнала – π . К двум входам первого моста подключают передатчики. Один из выходов второго моста подключают к общему тракту.

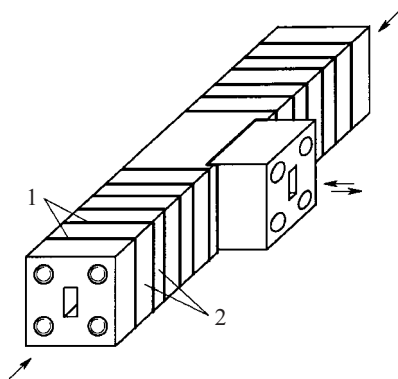


Рис. 5.22. Принцип построения диплексера: 1 – поперечные резонансные диафрагмы; 2 – резонаторы на основе отрезков прямоугольного волновода

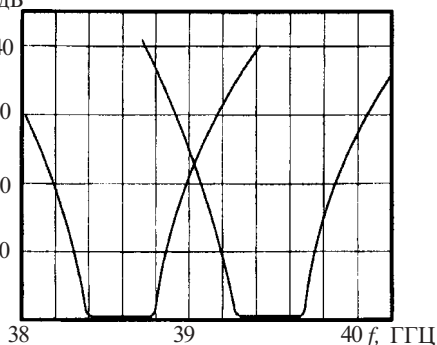


Рис. 23. Амплитудно-частотная характеристика диплексера

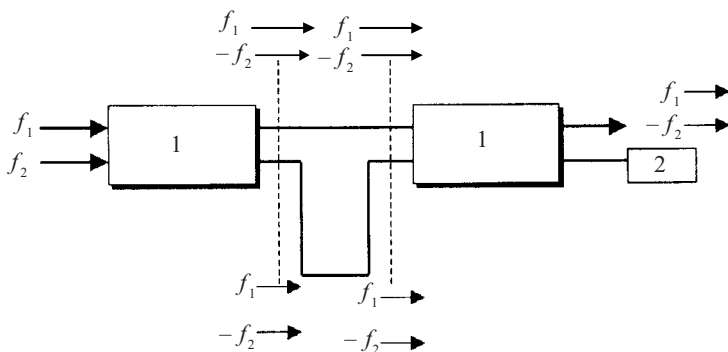


Рис. 5.24. Схема сложения сигналов различных частот:
 1 – мостовое устройство; 2 – балластная нагрузка

К другому его выходу подключена балластная нагрузка 2. Одним из свойств моста является следующее. Сигналы на частотах f_1 и f_2 , поступающие на разные входы моста, разделяются между его выходами на две равные по амплитуде составляющие. При этом, если сдвиг фаз между составляющими сигнала, поступившего с одного из входов, равен Φ , то сдвиг фаз между составляющими сигнала, поступившего со второго входа, в тех же точках составляет $\Phi + \pi$. Этот сдвиг фаз компенсируется сдвигом фаз, получаемым за счет различной длины отрезков линий передачи, соединяющих оба моста. Таким образом, на входах второго моста соотношение фаз составляющих обоих сигналов одинаково и они оба переходят в одно и то же плечо моста, к которому подключен общий волноводный тракт. Однако разные длины линий передачи, соединяющих оба моста, обеспечивают фазовый сдвиг, равный π , только на средних частотах складываемых сигналов. При отклонении от этих частот фазовый сдвиг становится отличным от π . Поэтому в пределах рабочих полос часть мощности складываемых сигналов поступает в балластную нагрузку.

При разработке конкретных устройств в качестве волноводных мостов могут быть использованы щелевые мосты, поляризационные фильтры, двойные волноводные тройники и др.

Универсальным дуплексером, используемым начиная с диапазона дециметровых волн, служит селектор поляризации, где принимаемые и передаваемые сигналы имеют ортогональные поляризации. Для совмещения этих сигналов используют поляризационные фильтры, принцип

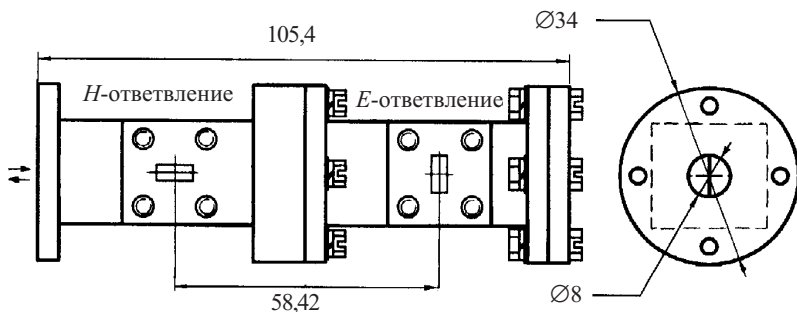


Рис. 5.25. Селектор поляризации

работы которых подробно описан в [13]. На рис. 5.25 показан эскиз селектора поляризации 8-миллиметрового диапазона ОН-10-14. Он состоит из двух поляризационных фильтров, в которых принимаемые и передаваемые сигналы распространяются по общему волноводу круглого сечения диаметром 8 мм и выделяются через боковое плечо прямоугольного сечения $7,2 \times 3,4$ мм. Ортогональность сигналов приема и передачи определяется взаимной перпендикулярностью E - и H -плоскостей соответствующих им прямоугольных волноводов. На частотах 27...32 ГГц такой селектор поляризации обеспечивает в рабочей полосе переходное затухание между трактами приема и передачи более 37 дБ, а потери на проход в оба плеча – не более 0,3 дБ. Характеристика КСВН селектора показана на рис. 5.26.

К недостаткам такого дуплексера можно отнести то, что его антенный выход представляет собой волновод круглого сечения, вызывающий трудности при проверке параметров всего приемопередатчика.

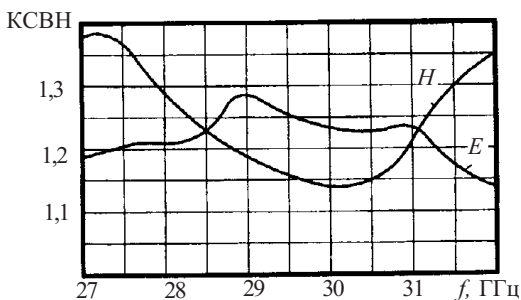


Рис. 5.26. КСВН входов селектора при работе на согласованную нагрузку

Многоканальные (до 24 стволы) частотные объединители могут быть реализованы по последовательной схеме частотной селекции с использованием узкополосных полосно-пропускающих фильтров на миниатюрных ДР в диапазоне частот 11,7...12,5 и 27,5...29,5 ГГц. Проведенные исследования

по последовательной схеме частотной селекции с использованием узкополосных полосно-пропускающих фильтров на миниатюрных ДР в диапазоне частот 11,7...12,5 и 27,5...29,5 ГГц. Проведенные исследования

подтвердили возможность создания аналогичных устройств в диапазоне частот до 50 ГГц. Применение миниатюрных ДР, сравнимых по добротности с волноводными резонаторами, но имеющими значительно меньшие размеры, позволяющие в СВЧ-диапазоне значительно уменьшить массо-габаритные характеристики, металлоемкость и стоимость ЧОУ при одновременном повышении устойчивости к воздействию дестабилизирующих факторов в широком интервале температур от $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Следует отметить, что величина собственной добротности ДР зависит от потерь в диэ-лектрике и потерь на излучение (устраняется существенно экранированием). Результаты многочисленных измерений частотной зависимости собственной добротности ДР из различных материалов можно интегрировать следующими выражениями [14]:

$$Q_0 f_0 = \begin{cases} 1,17 \cdot 10^4 \text{ ГГц} - \text{для ТБНС}; \\ 4,5 \cdot 10^4 \text{ ГГц} - \text{для АЛТК}; \\ 9,8 \cdot 10^4 \text{ ГГц} - \text{для керамики на основе сложных перовскитов,} \end{cases}$$

где f_0 – резонансная частота, значения которой могут изменяться от 10 до 300 ГГц.

Основой таких ЧОУ являются узкополосные пяти-семирезонаторные полосно-пропускающие фильтры на ДР из керамики АЛТК. Они обладают следующими техническими характеристиками:

полоса пропускания по уровню $-0,3$ дБ от уровня минимальных потерь, МГц 24 ± 2 ;

диапазон рабочих частот, ГГц 11...14;

затухание при отстройке от центральной частоты на ± 28 МГц, дБ, не менее 35;

потери в полосе пропускания, дБ, не более 3...4;

КСВН входа и выхода, не более 1,2;

уход центральной частоты в диапазоне температур, МГц, не более 0,5;

средняя наработка до отказа, ч, не менее 100000;

конструктивные требования:

вход и выход – волновод сечением, мм $19 \times 9,5$;

корпус фильтра герметичный.

Для исключения взаимного влияния канальных фильтров ЧОУ друг на друга используются волноводные (сечение $19 \times 9,5$ мм) трехплечные

ферритовые циркуляторы, последовательно соединенные друг с другом, в плечи которых включены полосно-пропускающие фильтры с уже разнесенными частотами. Циркуляторы имеют следующие основные технические характеристики: прямые потери каждого плеча 0,05...0,1 дБ; обратные потери каждого плеча 30...35 дБ; развязка между любыми из плеч не менее 30 дБ; КСВН каждого плеча в пределах 1,15.

Модемная и каналообразующая часть

Аналоговый модулятор

В качестве примера аналогового модулятора для систем МТРС рассмотрим модулятор "ТВ-2". Его назначение – формирование на промежуточной частоте информационной структуры сигнала, передаваемого БС МИТРИС.

Функциональная схема и состав модулятора "ТВ-2" показаны на рис. 5.27.

Устройство работает следующим образом. Полный цветовой телевизионный видеосигнал поступает на согласующий аттенюатор и через переключатель "ПСК ТВ"/АТТ – на стандартный предыскажающий контур, ослабляющий низкочастотные составляющие видеосигнала. АЧХ контура стандартизована и соответствует восстанавливающей цепи стандартного спутникового тюнера, входящего в состав приемной абонентской установки. Уменьшение уровня низкочастотных составляющих видеосигнала необходимо для уменьшения переходных помех от видеосигнала в каналы звукового сопровождения и звукового вещания, организованных на соответствующих поднесущих. Далее видеосигнал поступает на ФНЧ с частотой среза 6 МГц, видеосузител и фазовый корректор, устраняющий неравномерность характеристики группового времени запаздывания ФНЧ в полосе до 6 МГц. Затухание замещающего аттенюатора составляет 3 дБ, что соответствует затуханию, вносимому предыскажающим контуром, на частоте "нулевых" предыскажений 1,5 МГц и используется при технологических измерениях параметров модулятора. С выхода фазового корректора через переключатель "Видео/ГС" (ГС – групповой сигнал) видеосигнал поступает в блок ПЧ (А2) на один из входов сумматора, на второй вход которого поступает суммарный сигнал разных поднесущих, частотно промодулированных разными звуковыми сигналами. Образовавшийся ГС с выхода сумматора поступает на усилитель с АЧХ, линейной в полосе частот от 0 до

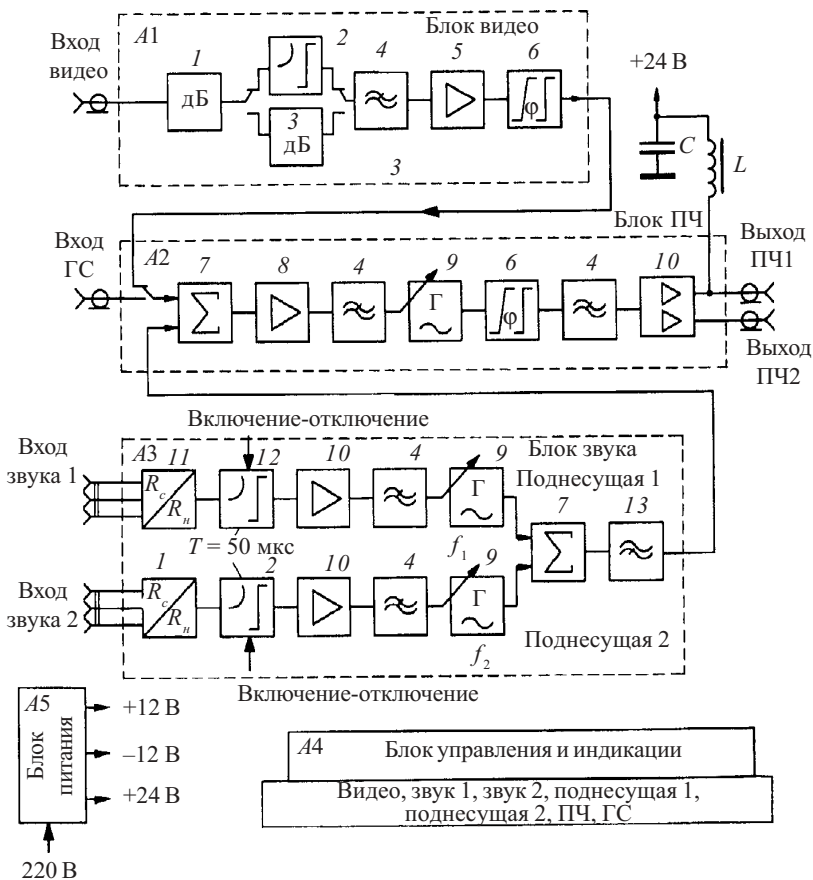


Рис. 5.27. Функциональная схема модулятора "ТВ-2": 1 – аттенуатор согласующий; 2 – предсказывающий контур; 3 – аттенуатор замещающий; 4 – ФНЧ; 5 – видеоусилитель; 6 – фазовый корректор; 7 – сумматор; 8 – усилитель; 9 – генератор ЧМ-сигналов; 10 – усилитель ПЧ; 11 – преобразователь сопротивления; 12 – цепь предсказаний; 13 – ФВС

20 МГц, далее ограничивается ФНЧ и поступает на частотно-модулируемый варикапами генератор (ЧМГ) с частотой 70 МГц. Модуляционная характеристика ЧМГ имеет высокую степень линейности в частотном диапазоне 70 ± 12 МГц. При номинальном значении амплитуды видеосигнала на разъеме модулятора "Вход видео" ($1 \pm 0,05$) В девиация сигнала промежуточной частоты составляет $(16,0 \pm 0,24)$ МГц.

Неравномерность дифференциальной модуляционной характеристики измерения на разъеме "Вых. ПЧ" составляет не более 2%. Для устранения высших гармоник этого сигнала используется ФНЧ с частотой среза 100 МГц. Неравномерность характеристики группового времени запаздывания всего тракта ПЧ регулируется фазовым корректором и составляет не более 2 мс. На разъемы "Вых. 1 ПЧ", "Вых. 2 ПЧ" модулятора сигнал поступает через усилитель с двумя независимыми выходами. Его амплитуда на этих разъемах составляет 500 ± 50 мВ. Неравномерность АЧХ всего тракта ПЧ в полосе частот (70 ± 12) МГц не превышает 0,5 дБ.

Блок звука АЗ предназначен для формирования набора частотно-модулированных разными звуковыми сигналами поднесущих сигналов звукового сопровождения или звукового вещания. Конструктивно один блок формирует две звуковые поднесущие. Исходя из постановки общей задачи может потребоваться большее количество звуковых поднесущих. Тогда модулятор комплектуется двумя или тремя блоками звука. Устройство работает следующим образом. Два звуковых сигнала поступают на разъемы "Вход звука 1" и "Вход звука 2" по симметричным трехпроводным линиям (два провода для противофазных сигналов и общий провод – экран), что необходимо для уменьшения наводок и фоновых помех, а также с целью согласования со студийным оборудованием. Далее сигналы поступают на согласующие цепи, преобразующие симметричные линии в несимметричные, и далее – на стандартные предсказывающие цепи с постоянной времени 50 мкс. Эти цепи улучшают соотношение сигнал/шум в тракте звука на 6 дБ. При проведении измерений или в случае другой необходимости, например при отсутствии в приемнике восстанавливающей цепи, предсказания могут отключаться управляющим сигналом с блока управления и индикации А4. С цепи предсказаний сигналы поступают на усилитель низкой частоты и ФНЧ. Далее они подаются на соответствующие частотно-модулируемые генераторы поднесущих сигналов с частотами f_1 и f_2 соответственно. Значение частот поднесущих сигналов поддерживается с погрешностью не хуже ± 10 кГц с помощью параметрической стабилизации или системы фазовой автоподстройки частоты. Значение частоты поднесущих сигналов выбирается в интервале от 6,5 до 8,25 МГц и может быть любым из ряда 7,000, 7,360, 7,765, 8,215, 8,710 МГц. Сигналы этих генераторов через переключатели "Подн. 1", "Подн. 2" поступают на вход сумматора, а затем на фильтр высоких частот (ФВЧ). Этот фильтр предотвращает попадание в спектр видеосигнала сигналов разностной ча-

стоты звуковых поднесущих, которые возникают вследствие нелинейности сумматора. С выхода ФВЧ суммарный сигнал звуковых поднесущих поступает на вход сумматора блока ПЧ А2.

При передаче звуковых программ в цифровом виде 6 звуковых сигналов преобразуются в цифровой поток со скоростью в 2048 кбит/с, который модулирует поднесущий сигнал частотой 7,765 МГц.

Блок управления и индикации А4 предназначен для сигнализации о работоспособности устройств модулятора – о нахождении в заданных пределах уровня сигналов звуковых поднесущих (индикаторы "Подн. 1", "Подн. 2") и ПЧ (индикатор "ПЧ"). Индикаторы "Видео", "Звук 1", "Звук 2", "ГС" сигнализируют о наличии соответствующих сигналов на входах модулятора.

Наличие разъема "Вход ГС" блока ПЧ А2 позволяет применять этот модулятор для передачи кроме телевизионных, любых других сигналов в полосе частот до 20 МГц. Через этот вход можно подавать сигналы цифровой телефонии со скоростью потока до 8 Мбит/с или осуществлять связь в компьютерных сетях с выполнением стандарта 10Base-T со скоростью до 10 Мбит/с.

Блок питания А5 предназначен для обеспечения питания стабилизированными напряжениями ± 12 В устройств модулятора и нестабилизированным напряжением +24 В передающего СВЧ-блока. При этом передающий блок получает электропитание по центральному проводнику коаксиального кабеля, подающему выходной сигнал модулятора через развязывающую цепь из дросселя $L_{\text{бл}}$ и конденсатора $C_{\text{бл}}$. Передающий блок имеет в своем составе собственные стабилизированные источники вторичного электропитания.

Аппаратура формирования цифрового канала

В настоящее время для формирования цифровых каналов в передатчиках систем МТРС используется транспортный поток стандарта MPEG-2. Поэтому первым узлом в таком цифровом канале служит видеокодер, формирующий из видео, аудио и служебных потоков данных единый цифровой поток. Ряд этих потоков при помощи мультиплексоров объединяется в один, который подается на специальный цифровой модулятор.

В качестве примера рассмотрим видеокодер Real-Time Video Encoder E-110, работающий в масштабе реального времени и предназначен-

ный для образования единого транспортного потока MPEG-2 из разнотных и композитных видеосигналов, аналогового канала звука, цифровых потоков видео и аудио (270 Мбит/с), телетекста и потока данных (до 2 Мбит/с). На рис. 5.28 представлена схема E-110, состоящего из следующих функциональных блоков:

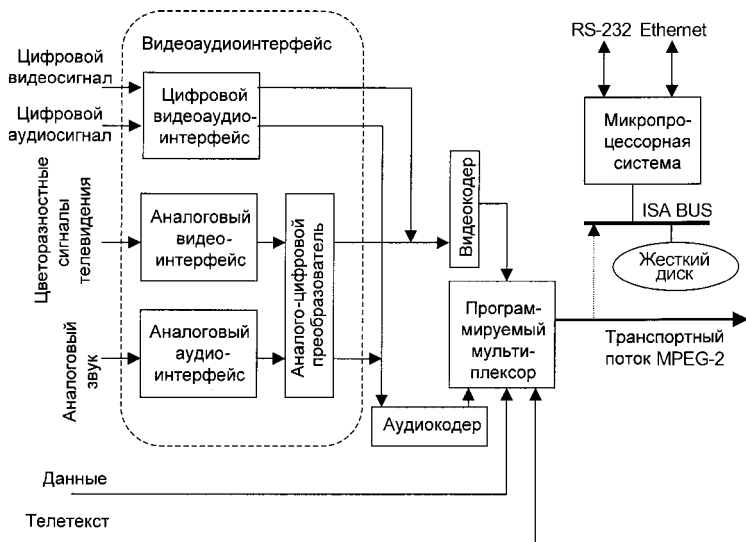


Рис. 5.28. Структурная схем видеокодера E-110

CPU – микропроцессорная система управляет и контролирует работу кодера;

видеоаудио-интерфейс – принимает аналоговые и цифровые сигналы от различных источников, преобразует аналоговые сигналы в цифровые, формирует цифровой поток с постоянной скоростью передачи (параллельный поток $D1$) для видеокодера, а также постоянный звуковой цифровой поток для аудиокодера;

видеокодер – извлекает информацию о синхронизации из $D1$ -потока, выполняет временную обработку и компрессирует видеосигнал;

аудиокодер – компрессирует аудиосигнал;

программируемый мультиплексор – позволяет объединять и компрессировать видео- и аудиосимволы, каналы данных и телетекста в последовательный транспортный поток MPEG-2.

Технические данные кодера E-110 следующие.

1. Вход.

Последовательный интерфейс данных (SDI – Serial Data Interface):
270 Мбит/с, 800 мВ ± 10%, 75 Ом небалансный разъем, BNC.

Composite Video

525/60 (NTSC-M), 625/50 (PAL-B) линий/Гц, 75 Ом небалансный разъем, BNC, от 25 Гц до 5,75 МГц, 8 бит.

Y-C Video S-VHS

525/60 (NTSC-M), 625/50 (PAL-B) линий/Гц, 4-pin Mini-DIN, от 25 Гц до 5,75 МГц, 75 Ом небалансный разъем, 10 бит (Y), 8 бит (C).

Y-U-V Video Betacam-SP

525/60 (NTSC-M), 625/50 (PAL-B) линий/Гц, BNC × 3, 75 Ом небалансный разъем, от 25 Гц до 5,75 МГц, 10 бит.

Телетекст

525/60 (NTSC-M), 625/50 (PAL-B) линий/Гц, BNC, 75 Ом небалансный разъем.

Низкоскоростные данные

RS-422 последовательный, 9-pin D-type male, 2,4, 4,8, 9,6, 19,2 и 38,4 Кбит/с.

Высокоскоростные данные

RS-422, 15-pin D-type male, до 2 Мбит/с.

Цифровой звук (от 1 до 4 каналов)

RS-422 последовательный, 3-pin XLR, female, 110 Ом балансный.

Аналоговый звук (от 1 до 4 каналов)

600 Ом балансный.

2. Выход.

Последовательный интерфейс данных (RS-422), TTL балансный.

Скорость передачи данных – от 1,5 до 15 Мбит/с.

Интерфейс G.703:

Эффективная скорость передачи данных (синхронизация внутренняя) 1,536, 2,048, 3,072, 4,096, 6,144, 8,192 и 12,288 Мбит/с.

Эффективная скорость передачи данных (синхронизация внешняя) 1,5...8,448 Мбит/с.

Разъем BNC.

DVB ASI:

Физическая линейная скорость 270 Мбит/с.

Эффективная скорость передачи данных (синхронизация внутренняя) 1,536, 2,048, 3,072, 4,096, 6,144, 8,192 и 12,288 Мбит/с.

Эффективная скорость передачи данных (синхронизация внешняя)
1,5...8,448 Мбит/с.

3. Габариты 483 × 432 × 178 см.

4. Масса 15 кг.

В качестве мультиплексора для объединения полученных от E-110 потоков стандарта MPEG-2 можно использовать MPEG-2 DVB Multiplexer RTM-360. Он предназначен для объединения в один цифровой транспортный поток MPEG-2 до 15 потоков от разных источников и имеет следующие технические характеристики.

1. Входной интерфейс:

число входов:	базовых	8;
	дополнительных	15;
типы интерфейсов:	базовый	RS-422;
	дополнительные	TAXI; DVB/ASI 'HotLink™'; Parallel DVB-IN, 25-Pin D-type; G.703;
скорость передачи данных (эффективная); Мбит:		
	RS-422	2...15;
	TAXI; DVB/ASI 'HotLink™'; Parallel DVB-IN	до 38;
	G.703	34,368.

2. Выходной интерфейс:

типы интерфейсов Parallel DVB; RS-422/Serial LVDS; DVB/ASI
'HotLink™'; TAXI; G.703 34,368/8,448 Мбит/с;

эффективная скорость передачи данных:

	основная	до 40 Мбит/с;
	дополнительная	до 55 Мбит/с;
формат		транспортный поток MPEG-2.

3. Последовательный интерфейс встроенного CPU:

число входов	2;
тип интерфейса	RS-323.

4. Интерфейс Ethernet:

количество	2;
типы интерфейсов	IEEE 802.3 Ethernet 10Base-T;

IEEE 802.3 Ethernet 10Base-2.

5. Габариты 17,3 × 50 × 483 см.

6. Масса 15 кг.

7. Питание: 185...260 ВА, 50 или 60 Гц.

8. Потребление:

среднее 200 Вт, в пике нагрузки 300 Вт.

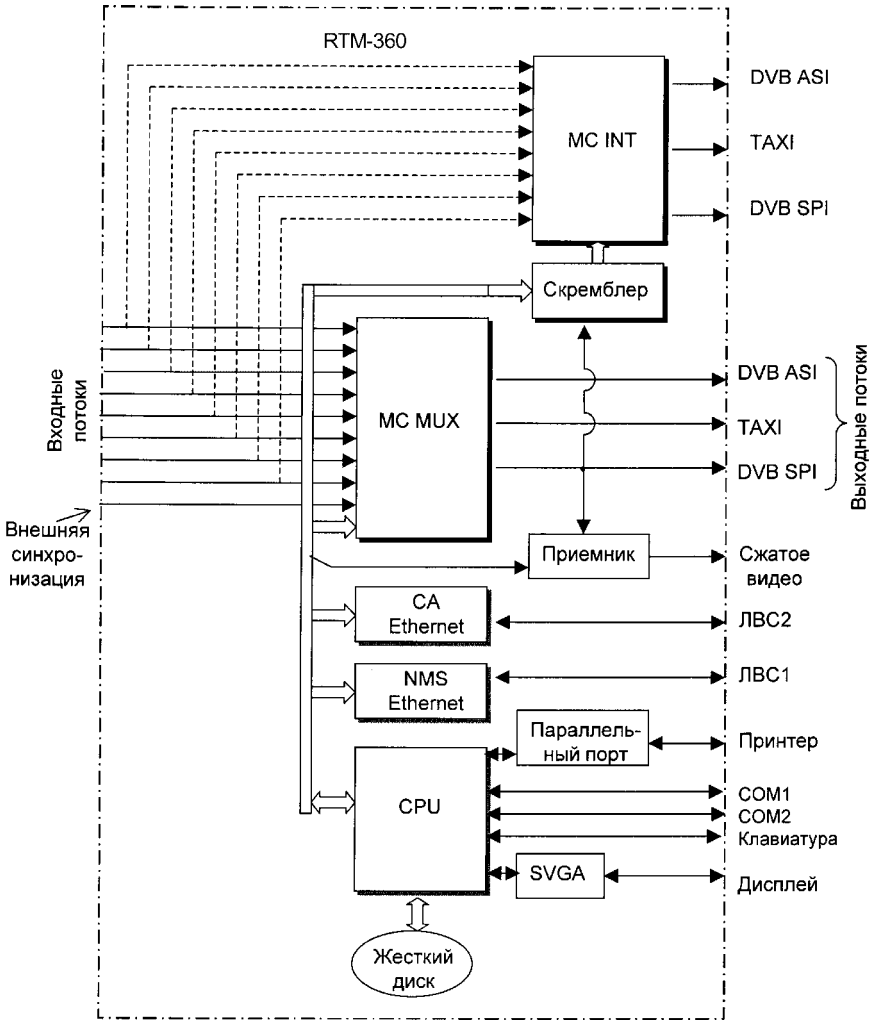


Рис. 5.29. Структурная схема мультиплексора

RTM-360 включает в себя следующие модули (рис. 5.29):

CPU – микропроцессорная система, осуществляющая контроль над работой RTM-360 и обеспечение местного пользовательского интерфейса к компьютеру;

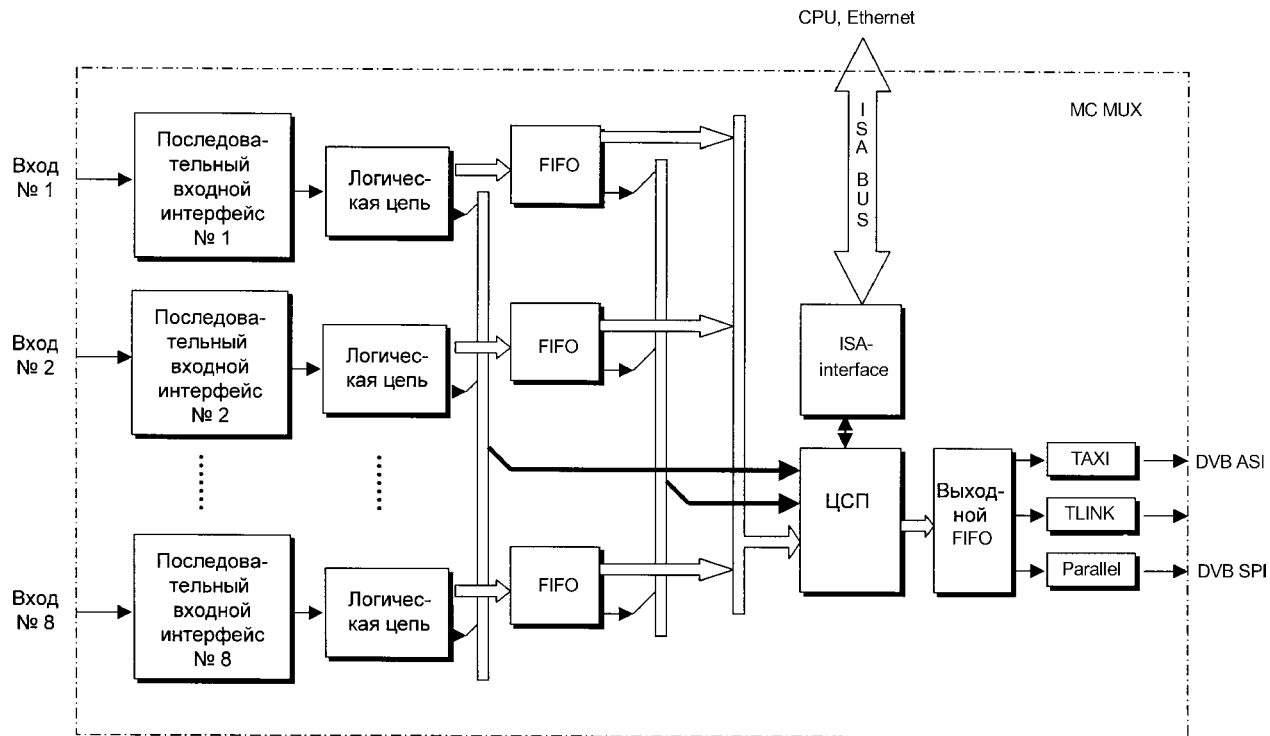


Рис. 5.30. Структурная схема многоканального мультиплексора

MC MUX – (Multi-Channel Multiplexer Module) многоканальный мультиплексор, обслуживающий до восьми транспортных потоков (в RTM-360 может быть 2 MC MUX);

SVGA – модуль, формирующий интерфейс к компьютерному монитору типа SVGA;

Ethernet – интерфейсы для соединения с NMS (Network Management System – система управления сетью) и CA (Conditional Access – дополнительным доступом);

модуль питания;

жесткий диск для хранения управляющего программного обеспечения;

MC INT – модуль, обеспечивающий интерфейс с MC MUX для разных нестандартных входных потоков. Он также обеспечивает выходной интерфейс для скремблированных потоков.

Структурная схема MC MUX представлена на рис. 5.30. Поступающие на его вход восемь отдельных программных транспортных потоков обрабатываются соответствующим количеством входных цепей, которые состоят из следующих блоков:

последовательного входного интерфейса, обеспечивающего доступ цифрового потока в MC MUX;

логической цепи проверки истинности входных данных и выработка соответствующего сигнала индикации; регулирования избыточности входного потока и формирование 188-байтового потока данных; преобразования последовательных данных в параллельный формат;

FIFO – модуля, выполняющего функции буферизации потока.

Центральным элементом MC MUX служит цифровой сигнальный процессор (ЦСП), который обеспечивает:

прием входного транспортного потока и извлечение из него пакетов, которые содержат ячейки со служебной или программно-специфической информацией. Затем эта информация для анализа направляется на CPU;

вставку полученной от CPU информации в выходной транспортный поток;

мультиплексирование всех входных потоков в один.

После ЦСП транспортный поток буферизуется в выходном FIFO. Выход MC MUX имеет три разных интерфейса: TAXI; DVB/ASI 'HotLink™'; Parallel DVB.

В качестве модуляторов для транспортного потока MPEG-2 могут быть использованы Digital Video Broadcast Modulator DVB 3000/3030 (Radynе Corporation, USA) и ITS-5032 8-VSB (ADC ITS Corporation).

Модулятор DVB 3000/3030 полностью совместим со стандартами ETS (European Telecom Standard), DVB и MPEG-2, а его технические характеристики следующие.

1. Выходной интерфейс (ПЧ-порт)

Частотный диапазон:	основной	50...90 МГц
	дополнительный	100...180 МГц;
	шаг сетки	2,5 кГц;
	стабильность	10 ppm.
Выходной сигнал:	уровень	от +5 до -25 дБмВт;
	размер шага	0,1 дБ;
	погрешность	±0,5 дБ;
	стабильность	±0,5 дБ.
Выходной импеданс:	основной	75 Ом;
	дополнительный	50 Ом.
Обратные потери		20 дБ.
Уровень фазовых шумов:		-63 дБн/Гц @ 100 Гц;
		-73 дБн/Гц @ 1 кГц;
		-83 дБн/Гц @ 10 кГц;
		-93 дБн/Гц @ 100 кГц.
Тип разъема:		BNC, Female
Модуляция:	основная	QPSK;
	дополнительная	8 PSK.
Спектральная маска	согласно	Per ETS 300-421.

2. Поток в основной полосе

Переменная скорость передачи данных:	в узкой полосе	1...16 Мбит/с;
	в широкой полосе	1...50 Мбит/с;
	размер шага	1 Мбит/с.
Посимвольная скорость:	в узкой полосе	10 Мсимв/с;
	в широкой полосе	30 Мсимв/с.
Оптимальная фиксированная скорость передачи данных 50 Мбит/с.		
Прямая коррекция ошибок (FEC)		
	внутренний код	Convolutional K = 7, (171, 133);

скорость	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8;
внешний код	Рида - Соломона (204, 188, T=8). Per ETS 300-421.
Скремблинг данных	
Интерфейс данных:	
последовательный	RS-422/449 (< 16 Мбит/с); G.703 (HDB3) (дополнительный); DVB ASI – "Hotlink" (дополнительный);
параллельный (≤ 50 Мбит/с)	RS-422, 25-Pin'D' DVB, RS-422, 25-Pin'D'; Differential/ECL (дополнительный).

Внутренний генератор синхронизации: стабильность 10 ppm.

3. Контроль: выходная частота, уровень выходного сигнала, включение/выключение выходного сигнала, скорость передачи данных, скорость передачи символов, полярность данных, скорость внутреннего кода, тест режима работы.

Интерфейс:	последовательный	RS-485, RS-232;
	дополнительный	Ethernet, 10BASE-T.

4. Питание 100...240 ВА, 50...60 Гц, 0,5 А.

5. Внешние условия 0...50° С, влажность до 95%.

6. Габариты 19W × 17D × 1,75H (дюйм).

7. Масса 4 кг.

Модулятор ITS-5032 8-VSB (ADC ITS Corporation) предназначен для применения сугубо в системе MMDS и предназначен для обработки сигналов в формате MPEG-2. Пакет MPEG-2 может содержать аудио-, видеосигналы, массивы данных. Тестовые сигналы выводятся на жидкокристаллический дисплей передней панели. Интерфейс с портом RS-232 обеспечивает при необходимости связь с персональным компьютером для контроля параметров и переключения режимов. Основные параметры модулятора.

Тип модуляции	8-VSB;
---------------	--------

Отношение сигнал/шум, дБ	32...36;
--------------------------	----------

Скорость передачи данных (MPEG-2), Мбит/с	19,28 на канал шириной 6 МГц;
---	-------------------------------

Выходная частота, МГц	44;
-----------------------	-----

Выходной импеданс, Ом	50;
-----------------------	-----

Уровень выходного сигнала, дБмВ	– (20...10);
---------------------------------	--------------

Мощность потребления, Вт	50.
--------------------------	-----

В случае работы с цифровыми потоками связного стандарта G.703 следует применять соответствующую ему аппаратуру, примером которой может послужить оконечная аппаратура цифрового радиорелейного тракта АЦТ-34-16/2 КСЮВ.465629.008 ТО.

Аппаратура АЦТ-34 (МГП "РАДИАН", г. Санкт-Петербург) предназначена для передачи 16 асинхронных цифровых потоков 2048 кбит/с в стволе РРЛ. АЦТ-34, в общем случае, используется как оконечное оборудование радиолинии для организации соединительных линий между АТС, между узлами связи и земными станциями спутниковой связи и т. п.

Аппаратура осуществляет прием и асинхронное объединение цифровых потоков 2048 кбит/с в групповой поток 34,368 Мбит/с, модуляцию и демодуляцию сигнала ПЧ, асинхронное разделение потоков 2048 кбит/с, резервирование, контроль коэффициента ошибок без перерыва связи, а также служебную связь. Параметры стыка соответствуют рекомендации МККТТ G.703. При этом АЦТ обеспечивает следующие технические параметры:

метод модуляции ПЧ – квазитроичная ЧМ;

спектр занимаемых частот ПЧ сигнала по уровню $-30 \text{ дБ } 70 \pm 14 \text{ МГц}$;
уровень модулированной ПЧ на выходе на нагрузке 75 Ом не менее 500 мВ;

допустимый диапазон изменения входного уровня ПЧ, при котором сохраняется работоспособность аппаратуры 75...300 мВ;

выходное и входное сопротивления по сигналам ПЧ несимметричны и равны 75 Ом при затухании несогласованности не менее 28 дБ в полосе частот 60...80 МГц;

указанные технические параметры гарантируются при следующих характеристиках тракта ПЧ аппаратуры, образующей радиолинию:

неравномерность АЧХ в полосе $70 \pm 12 \text{ МГц}$ не более 1 дБ;

неравномерность ГВЗ в полосе $70 \pm 12 \text{ МГц}$ не более 18 нс;

асимметрия характеристики ГВЗ на частотах $70 \pm 10 \text{ МГц}$ не более 8 нс.

Комплект аппаратуры АЦТ-34-16/2 состоит из конструктивно законченных блоков: мультиплексора МХ-34-16/2 и модема МД-34.

Мультиплексор МХ-34-16/2 предназначен для передачи шестнадцати асинхронных цифровых потоков со скоростью 2048 кбит/с в групповом потоке со скоростью 34,368 Мбит/с. Интерфейсы стыка соответствуют рекомендации МККТТ G.703. Для передачи входных и выходных потоков используется код HDB-3. Входы и выходы потоков могут быть симметричные или несимметричные.

Рассмотрим более подробно устройство и работу мультиплексора с резервированием, структурная схема которого приведена на рис. 5.31.

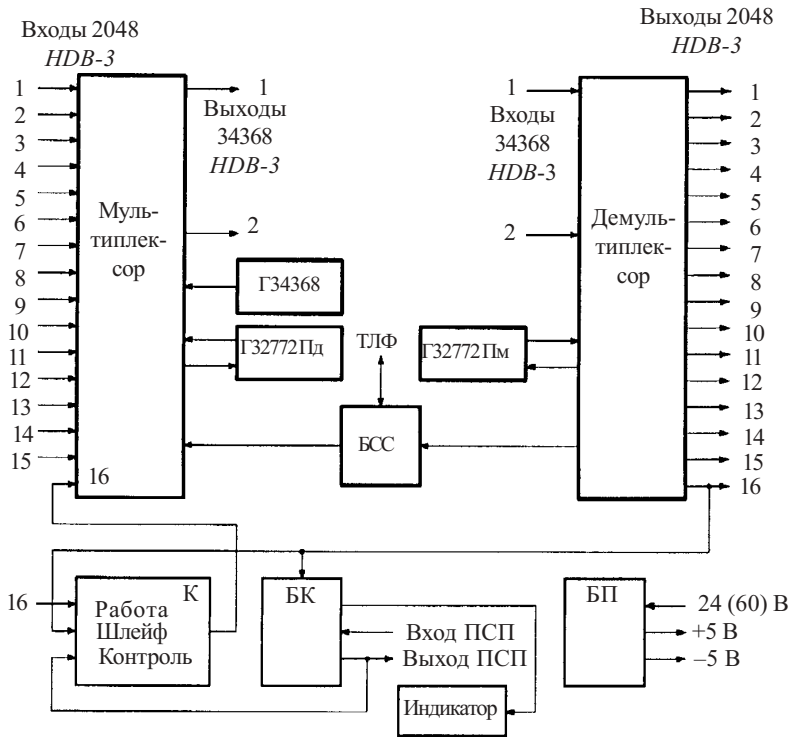


Рис. 5.31. Структурная схема мультиплексора с резервированием

Шестнадцать информационных потоков со скоростью 2048 кбит/с в формате HDB-3 с разъемов ВХОДЫ 2048 HDB-3 (1...16) поступают на мультиплексор (МС), который объединяет их в групповой поток со скоростью 34368 кбит/с. В полученный поток МС вставляет сигналы цикловой синхронизации приемного оборудования с частотой 8,015 кГц. Кроме того, МС формирует шестнадцать служебных потоков со скоростью 32,06 кбит/с, по которым передаются сигналы служебного телефона и информация о состоянии оборудования. Эти сигналы также вставляются в групповой поток. Шесть служебных потоков могут быть использованы для передачи информации пользователя. Полученный в итоге поток 34368 кбит/с МС преобразует в формат HDB-3 и подает его на два независимых разъема ВЫХОД 34368

HDB-3 (второй разъем резервный) для передачи по каналу связи или модему.

Демультимплексор (ДМС) принимает с разъемов ВХОД 34368 HDB-3 два потока со скоростью 34368 Мбит/с в формате HDB-3, преобразует их в двоичные, выбирает из двух потоков тот, который содержит меньше ошибок, производит его синхронизацию и разделение на шестнадцать потоков со скоростью 2048 кбит/с, которые преобразует в квазитроичную форму HDB-3 и отдает их на разъемы ВЫХОДЫ 2048 HDB-3 (1...16). При отсутствии на передающей стороне сигнала на входе потока на соответствующем выходе формируется сигнал индикации аварийного состояния (СИАС). При невозможности приема (обрыве канала связи) сигнал СИАС формируется на всех выходах 2048 HDB-3. ДМС также выделяет 16 служебных потоков со скоростью 32,06 кбит/с, по которым передаются сигналы служебного телефона и информация о состоянии оборудования.

Информационные потоки на два входа 34368 HDB-3 должны приходиться по возможности одновременно, т. е. разница во времени прохождения сигнала от источника до разъемов ВХОД 34368 HDB-3 должна быть минимальной (не более 480 нс).

Блок служебной связи (БСС) предназначен для организации служебного канала связи между устройствами МХ-34-16/2 методом дельта-модуляции. БСС преобразует речевой сигнал с микрофона телефонной трубки в поток 32,06 кбит/с и отдает его на блок МС для передачи на другой конец в одном из 16 служебных потоков. Принятый с другого конца линии блоком ДМС поток БСС преобразуется в звуковой сигнал.

Блок контроля (БК) измеряет коэффициент ошибок в тракте по сигналам ошибок в принимаемом синхрослове, получаемом из блока ДМС. Кроме того, в БК имеется генератор испытательного сигнала – псевдослучайной последовательности (ПСП) длиной 215-1 бит со скоростью 2048 кбит/с. Структура ПСП соответствует описанной в рекомендации МККТТ О.151. Выходной сигнал генератора ПСП в формате HDB-3 поступает на разъем ВЫХ. ПСП и на один из входов коммутатора (К). Сигнал с разъема ВЫХ. ПСП можно подать на любой из шестнадцати входов 2048 HDB-3 для измерения показателей ошибок. Полученный на другом конце линии с соответствующего выхода 2048 HDB-3 сигнал ПСП можно подать на разъем ВХ. ПСП. БК производит подсчет ошибок в этом сигнале, а при отсутствии сигнала на разъеме – в 16-м потоке. БК также собирает и отображает

через жидкокристаллический ИНДИКАТОР информацию о состоянии МХ-34-16/2 и входных потоках.

Коммутатор К обеспечивает выбор сигнала, поступающего на вход 16-го потока. Задающий генератор Г34368 вырабатывает тактовую последовательность с частотой 34368 кГц, необходимую для работы МС. Генераторы Г32772 Пд и Г32772 Пм вырабатывают тактовые последовательности с частотой 32772 кГц, необходимые для выделения тактов 2048 кГц их входных потоков и для восстановления тактов 2048 для формирования выходных потоков соответственно.

Блок питания (БП) вырабатывает необходимые для питания узлов МХ-34-16/2 напряжения +5 и -5 В. Электропитание осуществляется от источника постоянного тока напряжением 20...29 или 54...72 В. Потребляемая мощность составляет не более 30 Вт.

Модем МД-34 обеспечивает передачу и прием одного квазитроичного потока в коде HDB-3 со скоростью 34,368 Мбит/с, передаваемого по дуплексному стволу аппаратуры РРЛ путем формирования модулированной ПЧ 70 МГц.

Структурная схема модема МД-34 приведена на рис. 5.32. На передаче входной квазитроичный поток со скоростью 34,368 Мбит/с подается на разъем ВХОД HDB-3 блока КОДЕК HDB-3. Этот блок осуществляет декодирование и преобразование входного сигнала в униполярный цифровой поток D34 и формирует соответствующую

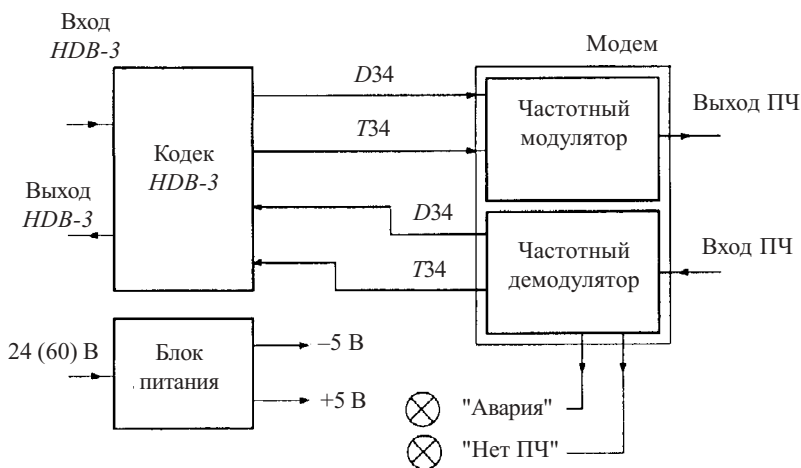


Рис. 5.32. Структурная схема модулятора

его скорости тактовую последовательность T34. Парафазные сигналы информационного потока и тактов с выхода блока КОДЕК HDB-3 поступают в узел частотного модулятора блока МОДЕМ. Здесь производится скремблирование цифрового потока и ЧМ частоты 70 МГц.

На приеме выход тракта ПЧ приемопередатчика РРС подключается к разъему ВХОД ПЧ узла частотного демодулятора блока МОДЕМ. В узле производится частотная демодуляция принимаемого сигнала, формирование цифрового униполярного потока со скоростью 34,368 Мбит/с, выработка тактов с частотой 34368 кГц и при отсутствии входного сигнала ПЧ – аварийных сигналов "АВАРИЯ" и "НЕТ ПЧ". После дескремблирования информационного потока соответствующие парафазные сигналы D34 и T34 поступают в блок КОДЕК HDB-3.

Последний осуществляет кодирование униполярного потока в квазитрочный сигнал в коде HDB-3, который поступает на разъем ВЫХОД HDB-3.

Однако данная аппаратура (АЦТ-34-16/2) может использоваться только в случае, когда весь цифровой трафик радиосистемы построен в соответствии с Рек. G.703. В МТРС же, в основном, осуществляется цифровая трансляция с применением транспортного потока MPEG-2. Поэтому для передачи в потоке MPEG-2 компьютерных данных, приходящих к базовой станции МТРС в связном стандарте G.703, используется специальное интерфейсное устройство, которое обеспечивает преобразование потока G.703 в транспортный – MPEG-2.

Для этих целей может служить устройство Power Vu Telco Interface Unit модели D9220 (фирма Scientific Atlanta Inc., США), основные параметры которого следующие:

интерфейс по ЕЗ:

скорость передачи данных, Мбит/с	34,368;
информационная скорость, Мбит/с	~30;
код Рида – Соломона	T = 10(208, 188);
предельный коэффициент ошибок, при котором устройство сохраняет работоспособность	10^{-6} ;
импеданс, Ом	75, небалансный;
разъем	BNC;
габариты, см	$4,5 \times 48,3 \times 55,8$;
мощность потребления, Вт	25.

Данное устройство позволяет не только формировать односторонний (симплексный) поток MPEG-2 для его мультиплексирования в общий цифровой поток, поступающий на передатчик МТРС, но и осуществлять дуплексный обмен данными с ТСОП.

Широко представлена в настоящее время цифровая аппаратура для формирования стереорадиовещания. Это, например, многоканальная аппаратура "РАБИТА" ЦВ-128/256-2048 (ЛОНИИР, Санкт-Петербург).

Аппаратура предназначена для передачи сигналов звукового вещания по спутниковым, кабельным и радиорелейным каналам связи. За счет использования в аппаратуре алгоритма сжатия звукового сигнала по стандарту ISO/IEC 11172-3 (MUSICAM) канал с качеством компакт-диска может быть организован на скорости 192 кбит/с, канал высшего класса – на скорости 128 кбит/с, а канал первого класса – на скорости 64 кбит/с.

Стандартный цифровой стык с общественным оборудованием или соединительными линиями выполнен по Рек. G.703 МККТТ. Линейный код HDB-3 дает возможность осуществить стык как с радиомодемами, так и с соединительными кабельными линиями связи. Цикл организован в соответствии с Рек. G.704, контроль ошибок осуществляется по CRC-4 или в свободном канале по ПСП.

Имеются встроенные тест-генераторы для проверки работоспособности канального оборудования. Групповое оборудование секций имеет 100-процентный горячий резерв.

Основные технические характеристики:

максимальное количество каналов в групповом потоке 2048 кбит/с:

с качеством компакт-диска	5 стерео или 10 моно;
высшего класса качества	7 стерео или 15 моно;
первого класса качества	15 стерео или 30 моно;

допустимая вероятность ошибки на символ в приемном групповом потоке – 10^{-7} .

Передающая секция аппаратуры "РАБИТА" включает фазовый модулятор, формирующий сигнал QPSK на промежуточной частоте 52...88 МГц. При передаче используется относительное кодирование, скремблирование по рекомендации V.35 и сверточное кодирование (длина кодового ограничения $K = 7$).

В состав приемной секции входит цифровой фазовый демодулятор, рассчитанный на прием сигналов промежуточной частоты в диапазоне

52...88 МГц. Декодирование сверточного кода осуществляется по алгоритму Витерби.

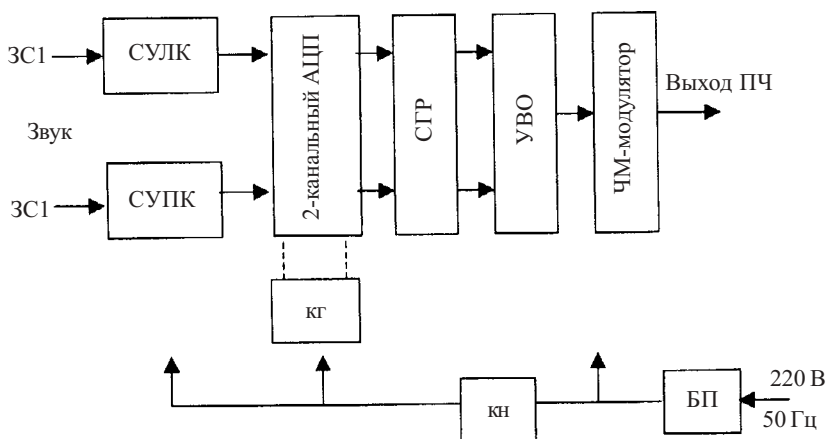


Рис. 5.33. Схема включения модулятора

Для направленной передачи стереоразвещания применяется радиовещательный модулятор. Работа модулятора иллюстрируется структурной схемой (рис. 5.33).

Радиовещательный сигнал, подлежащий передаче, поступает на согласующие усилители левого и правого каналов, служащие для согласования и симметрирования входных сигналов, которые вместе с двухканальным АЦП гальванически развязаны от остальной части узлов схемой СГР и КН.

Цифровые отсчеты с выхода АЦП через СГР поступают на устройство временного объединения, которое осуществляет формирование временного циклового синхросигнала, расставляет соответствующим образом каналные отсчеты и скремблирует выходной цифровой поток.

Далее цифровой сигнал поступает на ЧМД, где после видеофильтра, ограничивающего спектр выходного сигнала, подается на вход ЧМ-модулятора. С выхода модулятора ЧМ-сигнал промежуточной частоты 70 МГц через ФНЧ поступает на выходной разъем "ВЫХОД ПЧ".

5.3. Абонентские терминалы

Абонентские терминалы МТПС представляют собой, в основном, приемные, реже, приемопередающие аппаратурные комплексы, предназначенные для приема информационного сигнала БС и преобразования его к виду, пригодному для непосредственного использования абонентом (телевизионный сигнал стандарта SEKAM или PAL, цифровой поток данных и пр.). Также абонентский терминал может обеспечить цифровой обратный канал связи к БС посредством специального кабельного модема, соединенного с ТСОП, в случае чисто приемного терминала, или при помощи передатчика в случае приемопередающего терминала.

В состав абонентского терминала, как правило, входят приемная (приемнопередаточная) антенна, внешний приемный модуль, аппаратура доступа и соединительный кабель.

Внешний приемный модуль является конвертором вниз, обеспечивающим прием СВЧ- или КВЧ-сигнала, его преобразование вниз на требуемые ПЧ, усиление и фильтрацию сигнала. Обычно модуль совмещен с антенной ситсемой и располагается на стенах или крышах зданий, реже, на специальных башнях.

Аппаратура доступа абонентского терминала располагается в помещении и обеспечивает все сервисные функции терминала. В ее состав в зависимости от назначения могут входить телевизионные тюнера, компьютерные индивидуальные или сетевые модемы.

Приемные абонентские терминалы могут быть индивидуальными и коллективными с раздачей телепрограмм или потоков данных по ПЧ СНТВ (0,9...2,15 ГГц) или в метровом/дециметровом (система MMDS) диапазонах.

Если индивидуальный терминал имеет тюнер СНТВ, то коллективный с раздачей по ПЧ СНТВ содержит ряд тюнеров, соответствующих количеству абонентов. Коллективный абонентский терминал с раздачей по кабелю в метровом/дециметровом диапазонах содержит станцию кабельного телевидения с блоками преобразования сигналов диапазона 0,95...2,15 ГГц в стандартные АМ-телесигналы диапазона 48...850 МГц, подаваемые в кабельную сеть. Терминал для приема специальной информации содержит демодулятор/декодер, соответствующие виду принимаемых сигналов.

С целью защиты от несанкционированного приема и в случае коммерческого использования БС дополняется шифратором и компьюте-

ром с соответствующим программным обеспечением для контроля за сбором абонентской платы с пользователей.

Функция шифратора – внесение искажений в передаваемое телевизионное или аудио-сопровождение. Пакет передаваемых программ может быть разделен на несколько групп, кодируемых разным способом, тем самым пользователю предоставляется возможность выбора: принимать и, соответственно, оплачивать только интересующие его программы.

В этом случае каждый абонентский терминал имеет индивидуальный вход со своим порядковым номером, занесенным в память компьютера. Передаваемый по эфиру зашифрованный пакет программ содержит в себе информацию от центрального компьютера каждому подключенному к сети дешифратору в виде команд, содержащих указания, какой перечень программ должен быть расшифрован для данного абонента.

Компьютер автоматически производит заблаговременную выписку счетов абонентам по мере окончания сроков подписки, а в случае неуплаты блокирует работу абонентского дешифратора. В каждый момент времени оператор компьютера имеет полную информацию о ходе подписки на услуги сети.

Внешние приемные модули

Приемные модули абонентских терминалов систем MMDS совмещаются с антенной системой и преобразуют входной АМ-сигнал 2,6 ГГц в дециметровый диапазон работы стандартного телевидения, что обеспечивает простой стык с обычной телеаппаратурой. Примером такого модуля является конвертор фирмы ADC ITS Corp. (США), имеющий следующие характеристики:

коэффициент шума, дБ, не более	1,7;
диапазон рабочих частот, МГц:	
входного сигнала	2500...2686;
выходного сигнала	662...848;
коэффициент усиления, дБ	32 ± 2 ;
неравномерность коэффициента усиления в диапазоне частот, дБ	$\pm 1,5$;
частота гетеродина, МГц	1838;
частотная стабильность гетеродина, кГц	± 30 ;
подавление фазового шума гетеродина, дБн/Гц на 10 кГц	-85;
максимальный выходной уровень на радиочастоте, дБмкВ, при:	

одноканальной загрузке,	119;
24-канальной загрузке,	90;
мощность потребления, Вт	4...6;
рабочий диапазон температур, °С	-40...+80;
масса, кг	0,4.

Приемный модуль абонентского терминала может использовать классическое построение спутниковых конвертеров. Наиболее распространенный и достаточно простой конвертер показан на рис. 5.34. На его входе стоит малошумящий транзисторный усилитель (МШУ) с коэффициентом шума не более 1 дБ и усилением 20...30 дБ. Полосовой фильтр после МШУ служит для подавления зеркального канала и ослабления

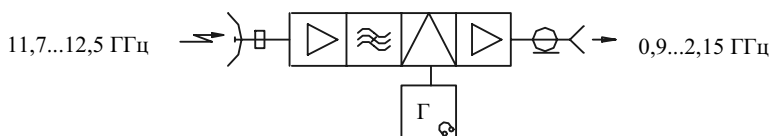


Рис. 5.34. Классическая схема спутникового конвертера

паразитного излучения сигнала с частотой гетеродина. Балансный диодный смеситель обеспечивает преобразование входного сигнала из полосы приема 11,7...12,5 ГГц в ПЧ, принятую в СНТВ – 0,9...2,15 ГГц. Сигнал ПЧ усиливается выходным усилителем до уровня, необходимого для передачи его по кабелю.

Гетеродин выполнен на основе арсенидогаллиевого транзистора, стабилизированного ДР.

Более высокочастотные системы МТРС (28 и 41 ГГц) в основном используют конвертеры с двумя преобразованиями частоты. В некоторых случаях для компенсации невысокой стабильности миллиметровых гетеродинов применяется специальный пилот-сигнал, образуемый передатчиком БС и синхронизирующий гетеродин абонентского приемника.

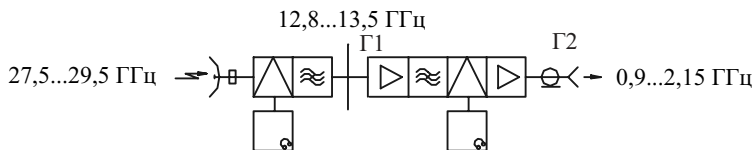


Рис. 5.35. Конвертер на 28 ГГц абонентского терминала МИТРИС

На рис. 5.35 представлена структурная схема конвертера абонентского терминала МИТРИС на 28 ГГц. Данный конвертер выполнен на базе серийного конвертера LNC-SC823FL фирмы Philips. Во входном волноводе вместо зондов связи смонтирован преобразователь частоты, содержащий балансный смеситель и гетеродин.

Смеситель предназначен для понижающего преобразования частоты входного сигнала в полосе 27,5...29,5 ГГц в диапазон 11,5...13,5 ГГц. Выход смесителя соединен со входом МШУ базового конвертера LNC-SC823FL. Для предотвращения просачивания сигнала гетеродина используется заграждающий фильтр, обеспечивающий его подавление более 50 дБ. Гетеродин выполнен в отдельном корпусе и с помощью балочного вывода соединен со схемой смесителя.

Базовый конвертер (см. рис. 5.35) содержит следующие элементы: входной двухкаскадный МШУ, фильтр зеркального канала и микросхему АКД 17525 ТЧС с внешним стабилизирующим ДР в отдельном корпусе. Микросхема АКД 17515 ТЧС содержит балансный смеситель, активную цепь гетеродина и усилитель ПЧ. Частота гетеродина составляет 11,475 ГГц.

Основные параметры рассмотренного конвертера следующие:

диапазон рабочих частот, ГГц	27,5...29,5;
коэффициент шума, дБ	8;
коэффициент усиления, дБ	45...50;
диапазон выходных частот, ГГц	0,9...2,15;
частота первого гетеродина, ГГц	16;
мощность потребления, Вт	2.

Следует отметить, что в коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн, главным образом, по входу конвертеров устанавливают смесители, которые обеспечивают более высокую динамику и более высокий коэффициент шума, чем конвертеры с МШУ по входу. Установка МШУ позволяет, конечно, повысить предельную чувствительность приемника, но при этом ведет к его удорожанию и снижению динамического диапазона. Последнее нежелательно в КВЧ-диапазоне, где из-за существенного затухания миллиметровых радиоволн и малых зон обслуживания требуется высокая динамика входных приемных устройств. Поэтому фирмы-производители обычно предлагают несколько модификаций конвертеров – с МШУ на входе и без него. Так, фирма Philips для систем LMDS и MVDS предлагает сразу две модификации конвертеров, параметры которых приведены в табл. 5.8.

Параметры внешних конвертеров фирмы *Philips*

Параметр	Показатель	
	<i>MVDS</i>	<i>LMDS</i>
Система МТРС	<i>MVDS</i>	<i>LMDS</i>
Нижний частотный диапазон, ГГц	40,5...41,5	27,5...28,5
Верхний частотный диапазон, ГГц	41,5...42,5	28,5...29,5
Поляризация	Вертикальная и горизонтальная	
Коэффициент шума без малошумящего усилителя, дБ, не более	12	
Коэффициент шума с малошумящим усилителем, дБ, не более	6	
Допустимый уровень входного сигнала, дБмВт	-86...-19	
Стабильность частоты гетеродинов, МГц, не более	±5	
Выходная промежуточная частота, МГц	950...2050	
Подавление зеркального канала, дБ, не менее	35	25
Коэффициент усиления, дБ	25,5 ± 3	26,5 ± 3
Уровень входного сигнала, при котором коэффициент усиления компрессируется на 1 дБ:		
наличие МШУ на входе	30	30
отсутствие МШУ на входе	55	55
Вес конвертера, кг	1	1,9

Приемопередатчики

Приемопередатчики абонентских терминалов можно разделить на два вида. Первый выполняется из двух полностью независимых узлов: приемного конвертера основного диапазона МТРС и передатчика, работающего в другом диапазоне и на другую антенну. Второй вид – это классический приемопередатчик, использующий одну антенну на прием и передачу. Он имеет наибольшее распространение.

Схема такого малоомощного абонентского приемопередатчика небольшого радиуса действия представлена на рис. 5.36. Он обеспечивает следующие технические характеристики:

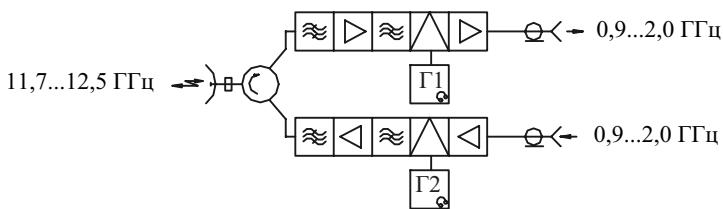


Рис. 5.36. Приемопередатчик абонентского терминала МИТРИС

канал передачи:

центральная частота выходного сигнала, МГц	11715;
центральная частота входного сигнала, МГц	1015;
частота гетеродина, МГц	10750;
уровень выходной мощности при компрессии 1 дБ, Вт, не менее	4×10^{-3} ;
сквозная полоса частот, МГц, не более	30;
подавление побочных излучений, дБ, не менее	60;

канал приема:

центральная частота входного сигнала, МГц	12485;
центральная частота выходного сигнала, МГц	1735;
частота гетеродина, МГц	10750;
сквозная полоса частот, МГц, не более	30;
коэффициент усиления, дБ, не менее	50;
коэффициент шума, дБ, не более	4.

Однако наличие в данном приемопередатчике циркулятора и дополнительных развязывающих полосовых фильтров ведет к его удорожанию.

Стремление к снижению стоимости абонентского приемопередатчика в части развязки трактов приема и передачи привело к появлению ряда технических решений, ведущих к удешевлению входного/выходного тракта приемопередатчика.

Наиболее простым из них является переключатель (рис. 5.37), используемый для связного приемопередатчика в DECT-стандарте [15].

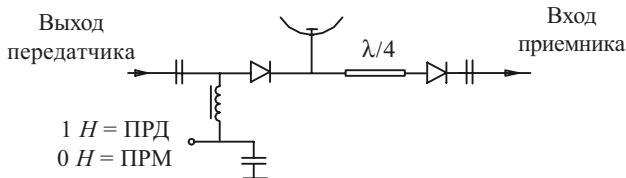


Рис. 5.37. Электронный переключатель передача-прием

Такая схема работает по принципу временного разделения режима приема и передачи. В момент передачи вход приемного тракта закрыт (диоды открыты) и наоборот, при приеме закрыт выход передающего тракта (диоды закрыты).

В работе [16] предложен специальный интегральный субблок КВЧ-диапазона, позволяющий совместить приемник и передатчик в одном объекте. В состав субблока входят смеситель и гетеродин. В зависимости от включения смесителя реализуется его режим как приемного преобразователя вниз (рис. 5.38, а), или как смесителя сдви-

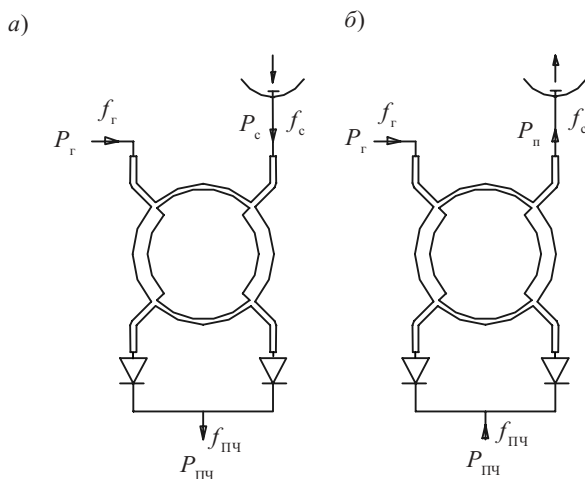


Рис. 5.38. Включение смесителя: а – обычное; б – сдвиговое

га вверх (рис. 5.38, б). При этом обеспечивается следующий порядок величин сигналов для смесителя в режиме –

приема: $f_c = 34,06$ ГГц, $P_c = 1$ мВт; $f_r = 34$ ГГц, $P_r = 10$ мВт; $f_{ПЧ} = 60$ МГц, $P_{ПЧ} = 10$ мВт;

передачи: $f_c = 32,05$ ГГц, $P_c = 20$ мВт; $f_r = 32$ ГГц, $P_r = 100$ мВт; $f_{ПЧ} = 50$ МГц, $P_{ПЧ} = 10$ мВт.

Аппаратура доступа

Для приема аналоговых телесигналов используются тюнеры СНТВ. Тюнер (внутренний приемный блок) преобразует ЧМ-сигнал БС, поступающий с выхода конвертора (внешнего модуля приемника) в диапазоне первой ПЧ, в стандартный телесигнал наземного телевидения

и обеспечивает пользователю возможность выбора желаемой телепрограммы.

Принцип построения внутреннего блока соответствует классической схеме супергетеродинного приемника, дополненной узлом формирования стандартного сигнала наземного телевидения. Тюнер осуществляет прием сигналов в полосе 0,9...2,15 ГГц, их предварительное усиление и преобразование во вторую ПЧ. В тракте второй ПЧ формируется необходимая полоса пропускания, сигнал усиливается и поступает на ЧМ-демодулятор. После демодуляции происходит его разделение на видео- и звуковые сигналы, вторичная демодуляция поднесущей звука, формирование стандартного радиосигнала в одном из метровых/дециметровых каналов наземного телевидения.

В случае приема цифрового потока в стандарте MPEG-2 также используется стандартная приемная аппаратура цифрового СТВ. На рис. 5.39 показана схема такого цифрового тюнера [17]. Следует отметить, что в настоящее время на рынке спутниковых телекоммуникаций представлен широчайший выбор данных устройств самых различных фирм.

В качестве примера рассмотрим коммерческий цифровой внутренний приемник модели D9223 фирмы Scientific Atlanta Inc. (США). Он предназначен для приема, декодирования и декомпрессии цифрового видео и аудио в стандарте MPEG-2. Его параметры следующие:

входной диапазон частот, МГц	950...2050;
управляемый шаг сетки частот, кГц	250;
входной импеданс, Ом	75;
подавление зеркального канала, дБ, более	30;
коэффициент шума при -65 дБмВт на входе, дБ	15;
метод демодуляции	QPSK;
полоса ПЧ переменная и зависит от символьной скорости	(1,5...30,8 Мсимвол/с);
аналоговый аудиовыход:	
частотный диапазон, Гц	20...20 000;
динамический диапазон, дБ	80;
выходной импеданс, Ом	600;
число стереовыходов	2;
отношение сигнал/шум на видеовыходе, дБ, не менее	56;
телевизионный стандарт	всестандартный.

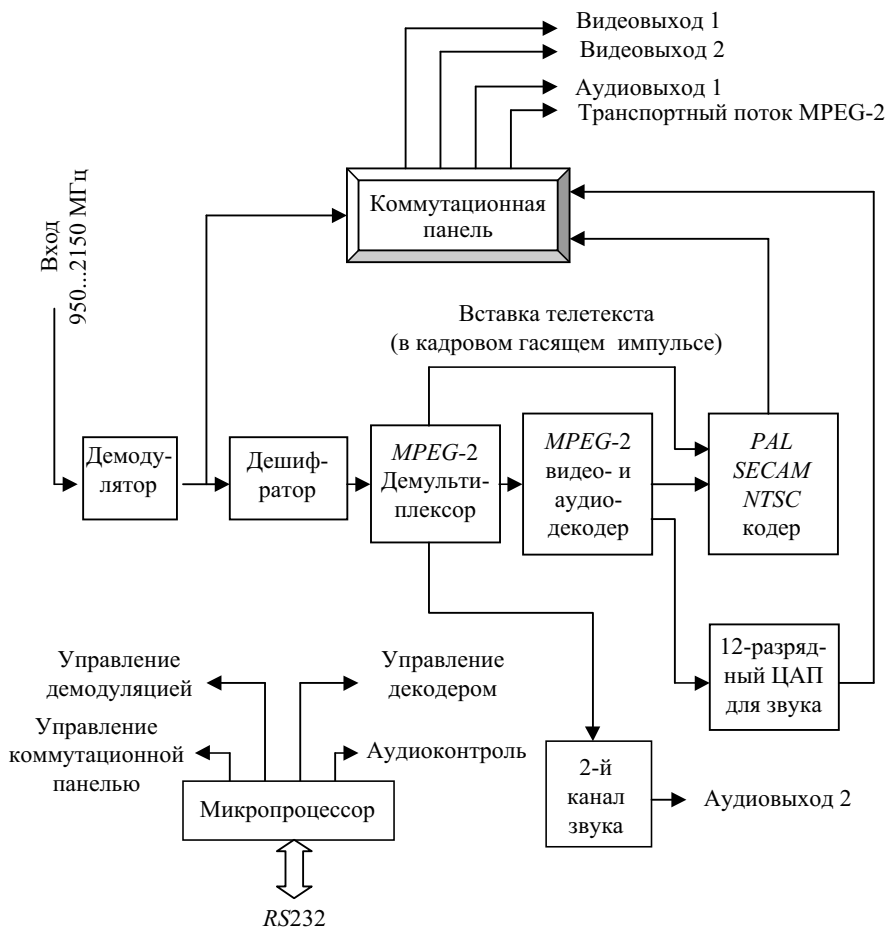


Рис. 5.39. Структурная схема цифрового приемника в стандарте MPEG-2

Для приема только потоков данных служат специальные компьютерные платы, широко используемые в спутниковых системах, описанных в гл. 4.

Таким образом, современные абонентские терминалы систем МТРС (кроме ММДС) имеют большие возможности в части комплектации их недорогими широко используемыми устройствами спутникового СНТВ и связи. Они полностью совместимы для приема аналогового ЧМ-теле-сигнала, цифровой информации в стандарте MPEG или любого потока данных, использующего неамплитудные типы модуляции.

5.4. Ретрансляторы

В случае невозможности обслуживания всей планируемой территории основной передающей антенной БС МТРС из-за сложного рельефа местности, разноэтажной городской застройки требуется наличие дополнительных точек, переизлучающих транслируемый сигнал для исключения "мертвых зон", в которых не обеспечивается прямая видимость передающей антенны БС. Для охвата вещанием таких зон используют ретрансляторы. Они бывают активными и пассивными.

Активные ретрансляторы (АР) представляют собой необслуживаемый радиокomплекс, состоящий из приемной и передающей антенн, а также приемопередающей аппаратуры. ДН передающей антенны и уровень выходной мощности ретранслятора подбираются в зависимости от требуемой площади зоны обслуживания. При выборе места установки передающей антенны необходимо принимать меры по исключению возникновения помех абонентам, находящимся в зоне облучения обоих передающих центров (ретранслятора и БС). Для этой цели трансляция информационного сигнала с ретранслятора может быть организована в другой поляризации или на другой частоте.

Пассивные ретрансляторы (ПР) отличаются от активных тем, что на них нет приемопередающей аппаратуры, а ретрансляция сигналов осуществляется соответствующим образом выполненными антенными системами самой различной формы.

Активные ретрансляторы

Прежде всего, рассмотрим активные ретрансляторы, которые в последнее время нашли наиболее широкое применение как в системах МТРС, так и в радиорелейных линиях.

На практике используются различные типы АР. Структурная схема наиболее простого из них (ретранслятор без преобразования частоты с транзисторными усилителями) приведена на рис. 5.40. Согласно данной схеме построен широкополосный АР ITS-605С (ADC ITS Corp.) для систем ММДС. Параметры его приемопередающей части следующие:

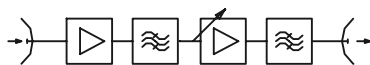


Рис. 5.40. Активный ретранслятор без преобразования частоты

уровень выходной мощности, дБмВт/канал, для:

4 каналов	25;
8 каналов	20;

16 каналов	17;
31 канала	13;
входные/выходные частоты, МГц	2076...2111, 2150...2162, 2300...2400, 2500...2686;
входной/выходной импеданс, Ом	50;
отношение сигнал/шум в полосе 6 МГц при 45 дБмВт/канал, дБ	55;
коэффициент шума первого усилителя, дБ	1,5;
уровень входного сигнала, дБмВт/канал	-60...-30;
диапазон АРУ, дБ	30;
мощность потребления, Вт	160.

На рис. 5.41 приведены структурные схемы простых АР с возможностью ретрансляции сигналов в двух поляризациях. Такие АР имеют следующие параметры:

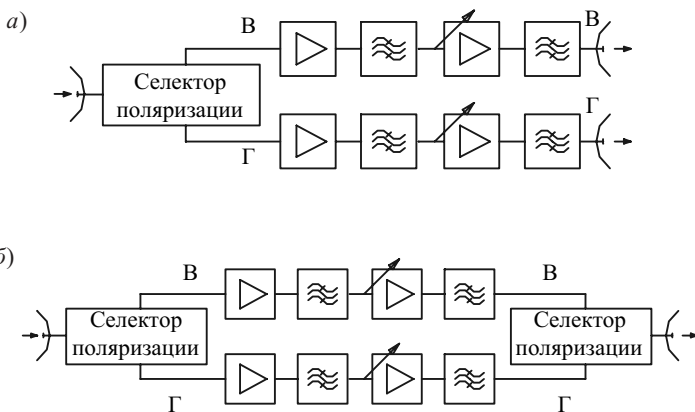


Рис. 5.41. Антенный ретранслятор: *а* – с двумя передающими антеннами; *б* – одной

уровень выходной мощности, дБмВт/канал, не менее	4;
диапазон входных/выходных частот, ГГц	11,7...12,5;
входной/выходной импеданс, Ом	75;
коэффициент шума первого усилителя, дБ	1,6;
уровень входного сигнала, дБмВт/канал	-60...-30;
диапазон ручной регулировки выходной мощности, дБ	25.

Рассмотренным выше АР присущ общий недостаток – невозможность применения усилителей с большим коэффициентом усиления из-за связи между антеннами, которая может привести к самовозбужде-

нию усилителя. Использование разнесенных антенн с малыми задними лепестками ДН и компенсационных методов подавления приема через боковые (задние) лепестки позволяет получить коэффициент усиления АР одинаковых частот до 90...120 дБ. Однако реализация этих мер усложняет и удорожает ретранслятор.

В силу указанных причин применяют АР со сдвигом частоты, обеспечивающим необходимую развязку между приемной и передающей антеннами. Пример структурной схемы такого АР приведен на рис. 5.42. Здесь выход круглого волновода облучателя антенны соединен с селектором поляризации, в котором происходит разделение сигналов с вертикальной и горизонтальной поляризацией (В и Г). Эти сигналы поступают на два соответствующих конвертера, где преобразовываются в диапазон промежуточных частот 0,9...2 ГГц и усиливаются. Сумматор ПЧ (Σ) формирует групповой сигнал, спектр которого на ПЧ соответствует спектру частот сигналов в диапазоне 11,7...12,5 ГГц, передаваемых ЦС.

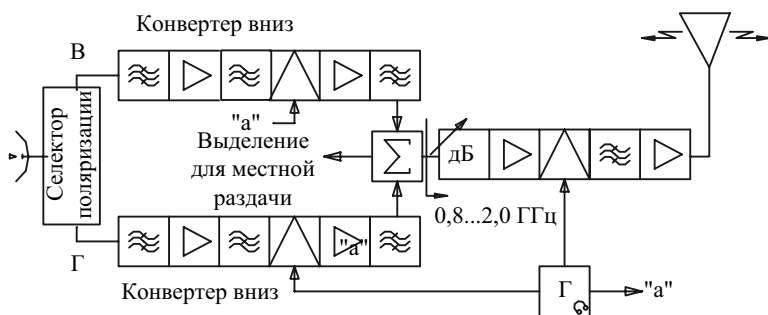


Рис. 5.42. Антенный ретранслятор со сдвигом частоты

СВЧ-сигнал мощностью не менее 250 мкВт в диапазоне 0,9...2,0 ГГц от сумматора ПЧ подается на электрически управляемый аттенюатор. Микрополосковый аттенюатор собран на бескорпусных *p-i-n*-диодах 2А547А и обеспечивает плавную регулировку СВЧ-сигнала в диапазоне 0...25 дБ. После него сигнал поступает на усилитель, имеющий в линейном режиме коэффициент усиления 20 дБ. Смеситель сдвига вверх, собранный на диодной паре HSMS-8202 и настроенный для выделения верхней боковой полосы частот, преобразует сигнал вверх. Его коэффициент преобразования составляет 8 дБ. Выход смесителя представля-

ет собой микрополосково-волноводный переход, который позволяет ему стыковаться с полосно-пропускающим фильтром, построенным на отрезке волновода сечением 16×8 мм с продольными диафрагмами. Полоса пропускания фильтра 11,6...13,5 ГГц. Затухание фильтра вне полосы пропускания при отстройке на 100 МГц от граничных частот составляет не менее 40 дБ.

Выходной усилитель мощности собран на транзисторах 3А604А и обеспечивает в линейном режиме коэффициент усиления не менее 25 дБ и выходную мощность при компрессии коэффициента усиления на 1 дБ – 500 мВт.

Полученный СВЧ-сигнал через переход с круглого на прямоугольный волновод поступает на антенну с круговой ДН в азимутальной плоскости. Антенна обеспечивает передачу информации с коэффициентом усиления 15...16 дБ. Уровень входного сигнала устанавливается с помощью переменного аттенюатора в процессе наладки для получения требуемых характеристик передаваемых каналов.

Отличительной особенностью данного АР является использование для всех трактов (приема и передачи) единого гетеродина (генератор на биполярном транзисторе 2А648А-6, стабилизированный ДР и усилитель мощности), что позволяет не вносить дополнительную нестабильность частоты при приеме и передаче, а также удешевляет ретранслятор.

Особенностью системы МИТРИС является возможность ее работы в нескольких значительно разнесенных диапазонах (12 и 28 ГГц), что позволяет более эффективно использовать радиоресурс и обеспечить вещание с высокой помехозащищенностью при максимально плотном покрытии обслуживаемой территории. Для этих целей служат специальные АР, структурные схемы которых показаны на рис. 5.43.

Приемная часть данных АР аналогична ранее рассмотренному ретранслятору (см. рис. 5.42). Принимаемые сигналы в диапазоне 11,7...12,5 ГГц в двух поляризациях преобразуются по отдельности вниз на частоты в диапазоне 0,9...2,0 ГГц. Затем они сдвигаются вверх в диапазон 27,5...29,5 ГГц, усиливаются до уровня порядка 2...3 дБмВт/канал и излучаются посредством антенны в соответствующих поляризациях (рис. 5.43, а), либо объединяются в сумматоре и излучаются в одной (В или Г) поляризации (рис. 5.43, б). В последнем

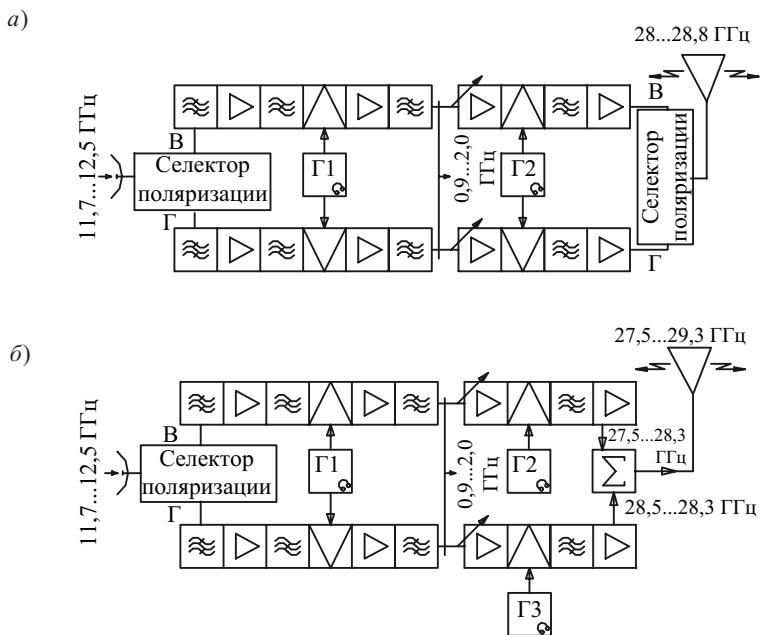


Рис. 5.43. Двухдиапазонный активный ретранслятор: *а* – с двумя типами поляризации на выходе; *б* – с одним

случае требуется более широкая полоса передающих частот (27,5...29,3 ГГц), которая более чем в два раза больше приемной (11,7...12,5 ГГц) из-за сложения в передающем канале сигналов двух поляризации. Кроме этого частоты гетеродинов передающего тракта связаны между собой соотношением $f_{Г3} = f_{Г2} + 1$, ГГц.

Пассивные ретрансляторы

Идеальным пассивным ретранслятором считается ретранслятор, выполненный в виде двух соединенных между собой ("спина к спине") антенн. Однако из-за конструктивных сложностей и невысокой эффективности такой ПР практически не применяется. Все используемые ПР можно разделить на три основных типа: отражающие, преломляющие и в виде препятствий. Для систем МТРС, главным образом, нашли применение ПР отражающего типа, которые состоят из одного или двух плоских металлических зеркал, расположенных таким образом, чтобы обеспечить прямую радиовидимость.

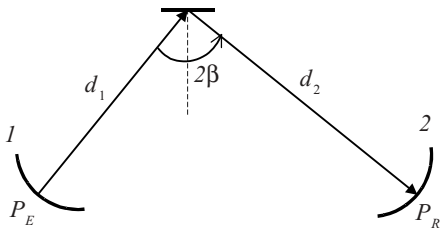


Рис. 5.44. Схематическое изображение радиолинии между антеннами 1 и 2 через пассивный ретранслятор

Энергетический баланс радиолинии с использованием ПР можно рассчитать, используя выражение, полученное в работе [18] для случая, показанного на рис. 5.44. Мощность сигнала, принимаемого второй антенной:

$$P_R \approx P_E \frac{(S \cos \beta)^2 S_{E1} S_{E2}}{\lambda_0^4 d_1^2 d_2^2},$$

где P_E – мощность, излучаемая через первую антенну; d_1 и d_2 – расстояния между антенной 1 и отражателем и между отражателем и антенной 2 соответственно; S_{E1} и S_{E2} – эквивалентные поверхности первой и второй антенн; S – площадь отражателя; 2β – угол отклонения энергии отражателем.

Прежде всего рассмотрим влияние положения пассивного отражателя. На ретрансляционном интервале, общая длина которого равна определенному установленному значению, потери, создаваемые пассивным отражателем, будут минимальными, если $d_1 = 0$ или $d_2 = 0$ (что, видимо, физически нереально). Следовательно, чем ближе пассивный отражатель расположен к краю интервала, тем лучше рабочие характеристики ретранслятора с пассивным отражателем.

Из приведенного выше выражения следует, что при заданных размерах пассивного отражателя, а также при заданных размерах антенн мощность принимаемого сигнала обратно пропорциональна длине волны в четвертой степени. Исходя из этого нельзя не отметить, что при работе в СВЧ- и КВЧ-диапазонах размеры пассивных отражателей и антенн могут быть значительно меньше, чем при работе на более низких частотах. Это позволит также уменьшить влияние отклонений главного лепестка ДН антенны от линии визирования, которое неизбежно возникает при очень малой его ширине.

Пассивный ретранслятор почти совсем не применяется на частотах ниже 4 ГГц и, напротив, широко используется на частотах выше 14 ГГц. Особенно высокая эффективность работы ПР в КВЧ-диапазоне, где возможно отражение распространяющихся волн почти без потерь. Это свойство широко используется в сотовых системах МТРС для покрытия "затемненных" участков зоны вещания одной БС.

5.5. Распределительные радиорелейные линии

Несмотря на бурное развитие спутниковых систем, в которых в той или иной степени используются технические достижения классических радиорелейных систем прямой видимости, последние также совершенствуются и находят широкое применение на наземных линиях связи между конкретными пунктами.

В настоящее время телевизионные и цифровые радиорелейные системы позволяют создавать разнообразные распределительные топологии построений и функционировать множеству радиолиний микроволнового диапазона. Учитывая, что расстояния между вещательными станциями и телерадиостудиями находятся в пределах 1...10 км для городских районов и 10...35 км для сельских, то соединения осуществляются, главным образом, при помощи РРЛ с относительно короткими пролетами. РРЛ с короткими пролетами – это быстро развивающаяся область современных телекоммуникационных технологий. Такие радиорелейные системы, благодаря быстрому развертыванию и малым затратам на строительство, эффективно используются не только в МТРС, но и в сотовых сетях мобильной связи, в компьютерных сетях, организуют обмен информационными потоками между предприятиями, АТС, банками и т. д.

Радиорелейная система конфигурируется разными способами, которые позволяют строительство от одного пролета без резервирования с простейшей системой управления до нескольких десятков пролетов радиолинии со сложной системой управления, резервирования, выделения потоков на промежуточных и оконечных радиорелейных терминалах. Радиорелейная система может быть с резервированной 1+1 и нерезервированной 1+0 (базовой) емкостью трафика. Резервирование по схеме 1+1 получается за счет использования частотного разнесения или аппаратурной избыточности.

Любой терминал (узел радиорелейной системы) может быть сконфигурирован так, чтобы обеспечить

ретрансляцию цифрового потока или телевизионного канала по 70 (140) МГц посредством непосредственного стыка радиоблоков между собой;

доступ и возможность выделения цифровых потоков или телевизионного канала при помощи специального модуля доступа в аппаратной;

регенерацию цифрового потока без выделения в радиоблоках, его ретрансляцию.

Основой таких систем служат радиорелейные станции (РРС), обеспечивающие обмен информационными потоками: для цифровых РРС – от 2 до 34 Мбит/с; для аналоговых – полноцветный телевизионный сигнал с четырьмя поднесущими звука – аналоговых РРС, когда затруднительно использование кабельных линий передачи и требуется оптимальное решение для построения местной и зоновой, мобильной и стационарной как цифровой, так и телевизионной сети.

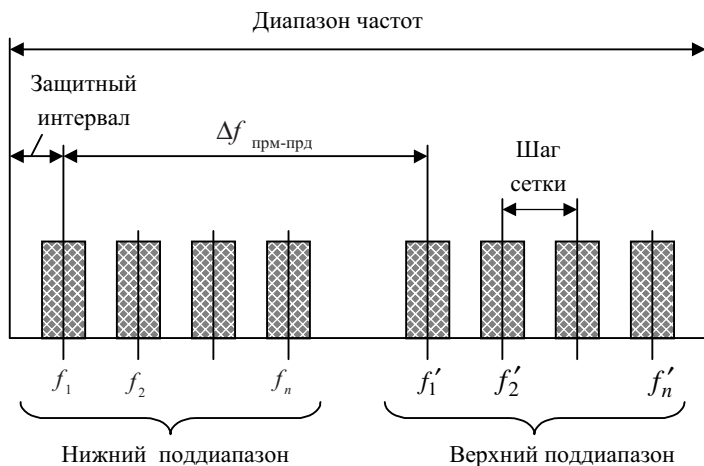


Рис. 5.45. Частотный план размещения радиостволов одного диапазона частот

Радиорелейные станции спроектированы для высококачественной связи, недорогая эксплуатация и обслуживание которой может поддерживаться малочисленным штатом. Использование таких РРС в качестве базовой системы позволяет производить разработку специальных радиопередающих сетей, которые адаптируются к определенным требованиям надежности и особенностям заданного трафика каждого пользователя.

Характеристики всех РРС соответствуют рекомендациям МСЭ-Р. Этими же рекомендациями руководствуются и при выборе плана размещения частот радиостволов для радиорелейных систем. В табл. 5.9 представлен один из возможных частотных планов для радиорелейных систем прямой видимости. Обозначения, принятые в табл. 5.9, поясняются на рис. 5.45.

**Планы размещения частот радиостолов для радиорелейных систем,
составленные на основе рекомендаций МСЭ-Р**

Диапазон, МГц (Рекомендация МСЭ-Р)	Формулы для вычисления частот раstra	f_0 , МГц	Шаг сетки, МГц	Δf прм-прд, МГц	f_1 , МГц	f_N , МГц	f_1' , МГц	f_N' , МГц	n
7425 – 7725 (F.385-6)	$f_n = f_0 - 154 + 14n$ $f_n' = f_0 + 14 + 14n$	7575	14	168	7435	7547	7603	7715	1...9
	$f_n = f_0 - 161 + 28n$ $f_n' = f_0 + 7 + 28n$		28	154	7442	7554	7596	7707	1...5
8275 – 8500 (F.386-4)	$f_n = f_0 - 108,5 + 7n$ $f_n' = f_0 + 17,5 + 7n$	387,5	7	126	8286	8363	8412	8489	1...12
	$f_n = f_0 - 108,5 + 14n$ $f_n' = f_0 + 17,5 + 14n$		14	119	8293	8363	8412	8482	1...6
10700 – 11700	$f_n = f_0 - 545 + 40n$ $f_n' = f_0 + 15 + 40n$	11200	40	530	10735	11135	11265	11665	2,3...12
12750 – 13250 (F.497-4)	$f_n = f_0 - 259 + 28n$ $f_n' = f_0 + 7 + 28n$	12996	28	266	12765	12961	13031	13227	1...8
14400 – 15350 (F.636-3)	$f_n = f_0 - 2702 + 14n$ $f_n' = f_0 + 3640 + 14(32 - n)$	11701	14	490	14417	14851	14907	15341	1...32
	$f_n = f_0 - 2688 - 28(16 - n)$ $f_n' = f_0 + 3626 - 28(32 - n)$		28	490	14417	14837	14907	15327	1...16

Диапазон, МГц (Рекомендация МСЭ-Р)	Формулы для вычисления частот раstra	f_0 , МГц	Шаг сетки, МГц	Δf прм-прд, МГц	f_1 , МГц	f_N , МГц	f_1' , МГц	f_N' , МГц	n
17700 – 19700 (F.595-3)	$f_n = f_0 + 10 + 27,5n$	18700	27,5	1010	17727,5	18662,5	18737,5	19672,5	1...35
21200 – 23600 (F.637-2)	$f_p = f_0 - 3,5 + 3,5p$ $p = 1...685$	21196	14	1232	21231	22337	22463	23569	1...80
			28		21238	22330	22470	23562	1...40
36000 – 38300 (F.749-1)	$f_n = f_0 + 1 + 28n$ $f_n' = f_0 + 1233 + 28n$ $f_n = f_0 + 1 + 56n$ $f_n' = f_0 + 1233 + 56n$	36000	28	1232	36057	36897	37289	38129	2...32
			56		36113	36953	37345	38185	2...17

Состав РРС

В общем случае РРС состоят из трех основных частей [19]: радиоблока для наружной установки, выполняющего все функции приемопередатчика;

антенны с опорно-поворотным устройством, которая может быть интегрирована с радиоблоком или установлена отдельно;

модуля доступа, располагаемого в помещении (аппаратной) и обеспечивающего стык радиоблока с оконечной аппаратурой.

Радиоблок состоит из герметичного контейнера, в котором размещены высокочастотные модули трактов приема и передачи, служебный модуль доступа (плата контроля и управления, служебная связь), внутренний источник питания. Контейнер обеспечивает защиту от внешних климатических, механических и электромагнитных воздействий. Обычно радиоблок объединен с антенной, но возможна также отдельная установка. Интерфейсом для антенны являются стандартные волноводные каналы соответствующих диапазонов частот. Радиоблок содержит разъемы для подключения коаксиального кабеля, технологического пульта, кабеля питания (при необходимости).

Антенна с радиоблоком при помощи опорно-поворотного устройства может настраиваться по вертикальной и горизонтальной поляризации. При этом обеспечивается точная юстировка по азимуту и углу места. Габариты (диаметр) используемых стандартных антенн с защитными колпаками лежат в пределах 0,3...1,8 м.

В случае цифровых РРС (ЦРС) модуль доступа (МД) обеспечивает интерфейс стыка радиорелейной сети с сетями общего пользования, прямыми абонентами, ведомственными АТС, станциями мобильной связи и компьютерными сетями. Посредством его обслуживающий персонал имеет доступ к технологическим каналам для технического обслуживания и получения информации об аварийных ситуациях и состоянии узлов радиоблока. МД ЦРС состоит из двух устройств: базового блока и мультиплексора.

1. Базовый блок (ББ) имеет ряд модификаций в зависимости от емкости трафика и условий резервирования и выполняет функцию цифрового модема по стыку с радиоблоком по промежуточной частоте (70 или 140 МГц) или устройства сопряжения по цифровому потоку в коде HDB3 (AMI). ББ имеет разъемы для подключения кабе-

лей от радиоблока и аппаратуры формирования цифрового потока, а также для подключения источника питания и технологического пульта с телефонной трубкой. На передней панели блока расположена световая индикация, переключатели состояния сети и телеуправления. В случае установки модемной части в радиоблоке ББ может не использоваться при построении простейших радиолиний без резервирования с емкостью трафика 2,048 и 8,448 Мбит/с.

2. Мультиплексор объединяет ряд потоков по 2,048 Мбит/с в один большей емкости (8,448 или 34,368 Мбит/с). Стык мультиплексора по скорости передачи 2,048 Мбит/с соответствует рекомендации G.703.

Для телевизионной РРС МД представляет собой стандартный телевизионный модем на промежуточную частоту (ПЧ) 70 МГц.

Каждый МД может быть сконфигурирован так, чтобы обслужить требуемое число направлений (радиолиний);

оперировать радиоблоками с горячим резервированием (1+1) и без (1+0);

реализовать пролеты в разных частотных диапазонах с различной пропускной способностью в каждом направлении.

Виды РРС

Существующие в настоящее время малогабаритные РРС можно подразделить на три вида.

К первому относятся станции, состоящие из двух независимых частей – блока приемопередатчика (БПП) (радиоблок) и стандартного модема (в случае ЦРС – мультиплексора 2×4 или 2×16). Модем связан с БПП посредством передаваемого по коаксиальным радиочастотным кабелям сигнала на частоте второй ПЧ БПП (70 или 140 МГц).

Такая схема построения станции довольно универсальна и наиболее распространена. Она позволяет использовать один и тот же БПП для передачи цифровой информации или аналогового сигнала в соответственной сквозной полосе. При этом применяются соответственно цифровые, либо стандартные аналоговые модемы. Для радиолинии с горячим резервированием, создаваемой на основе РРС первого типа, рекомендуется число дуплексных стволов не более $3 + 1$, оптимально $1 + 1$.

Типовая схема БПП с независимыми гетеродинами трактов приема и передачи для такой РРС показана на рис. 5.46. Достоинством данного

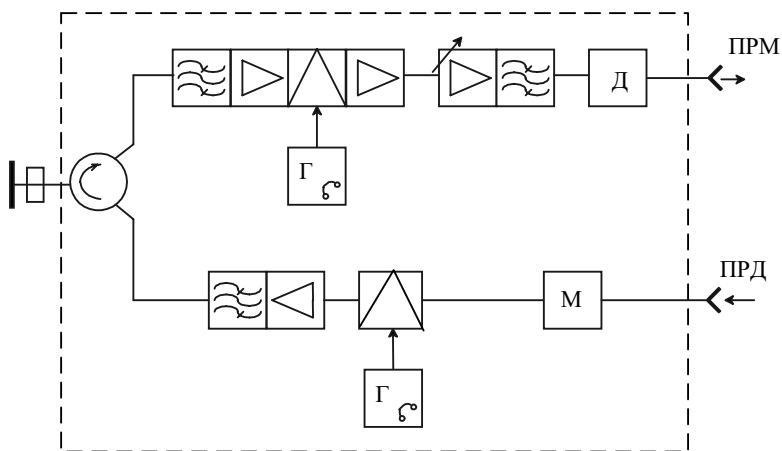


Рис. 5.46. Функциональная схема БПП для РРС первого вида

построения является возможность независимой замены требуемых трактов приема или передачи, а недостатком – наличие четырех генераторных блоков.

Ко второму виду РРС в основном относятся ЦРС. Этот вид станций предполагает размещение модемной части (М) так же как и демодулятора (Д) в корпусе внешнего БПП (рис. 5.47) и непосредственную выдачу на ИКМ цифрового потока.

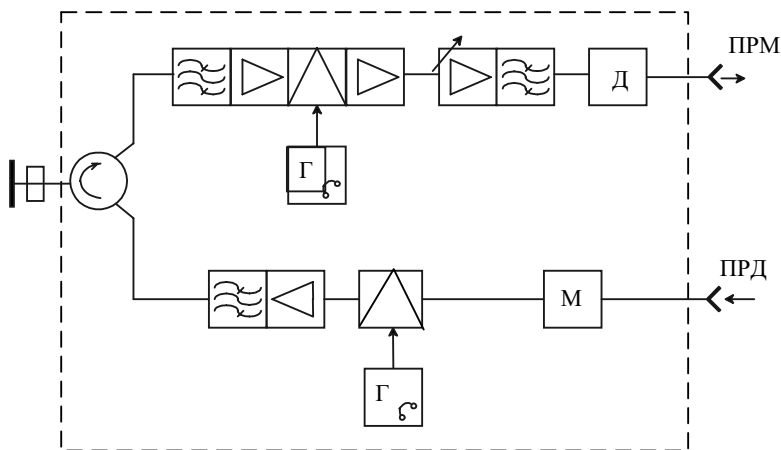


Рис. 5.47. Функциональная схема БПП для РРС второго вида

ния и телесигнализации, обычно, возле ИКМ располагается блок управления (БУ).

Этот тип станций предпочтителен в случае большого расстояния (свыше 500 м) между БПП с антенной и ИКМ, так как отпадает необходимость в канализации высокочастотного (70 или 140 МГц) сигнала от БПП. Однако в связи с расположением в БПП модемной части к ней ужесточаются требования по стабильности параметров в широком диапазоне температур. Принцип резервирования второго типа ЦРС аналогичен первому.

Третий вид РРС аналогичен первому, только в нем не содержится герметичного единого корпуса БПП (рис. 5.48). Он состоит из набора

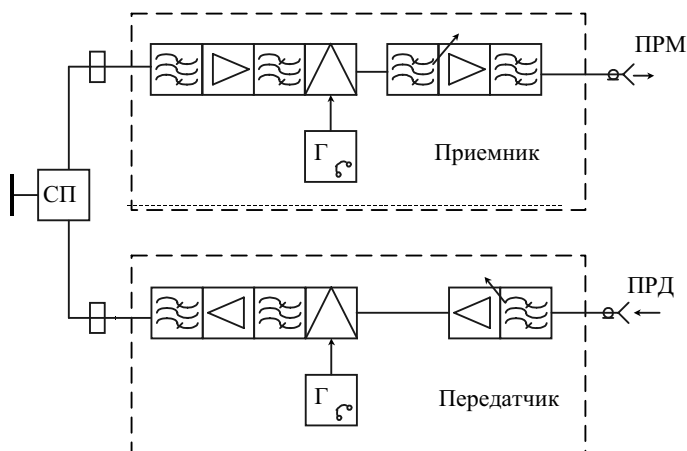


Рис. 5.48. Функциональная схема БПП для третьего вида

независимых герметичных модулей, как приемников, так и передатчиков, которые объединены специальным мультиплексором или частотным объединителем, связанным с антенной.

Данная схема построения имеет предпочтение в системах, где требуется одновременная работа или горячее резервирование более чем четырех дуплексных стволов. Она широко используется, например, при построении стационарных многоканальных спутниковых систем связи, а также в передатчиках МТРС. Этот тип станций довольно специфичен и не имеет такой перспективы применения в зонах цифровых дуплексных радиолиниях как первые два, особенно если требуется их крупносерийное производство, обеспечение единой системы телеуправле-

ния и телесигнализации, использование синтезатора частоты. Такое построение зато предпочтительно при создании простой симплексной телевизионной линии, когда требуются только одночастотные оконечные станции передачи и приема, а также набор частотно-независимых передающих (приемных) одноканальных стволов как в МТРС.

Развитие систем связи, особенно передачи цифровой информации, в настоящее время требует создания ЦРС, основывающихся на одном наиболее технологичном и унифицированном построении при наличии возможности выбора определенной рабочей частоты посредством встроенного синтезатора. Она может строиться как по первому, так и по второму типу. Базовой для построения БПП ЦРС определена схема с двумя преобразованиями и синтезатора C (рис. 5.49), в которой заложена возможность реализации стыка с аппаратурой доступа как по ПЧ 70 или 140 МГц, так и в виде цифрового потока.

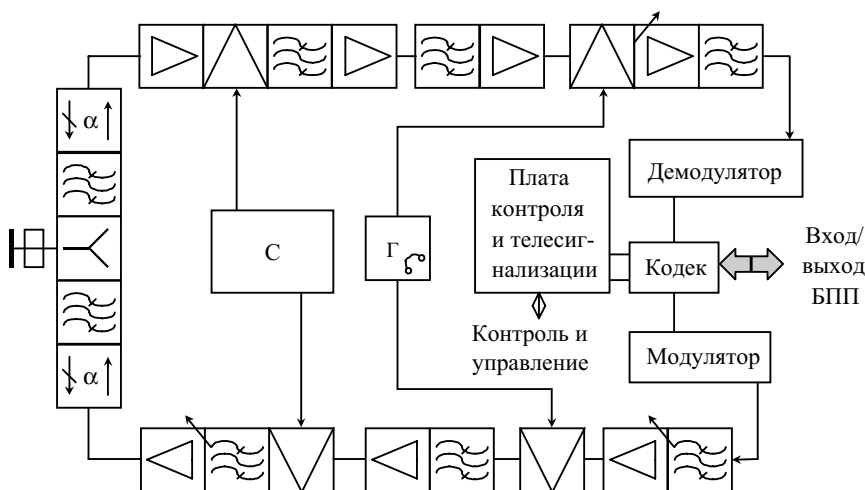


Рис. 5.49. Функциональная схема БПП ЦРС

Конструктивно БПП состоит из унифицированного герметичного корпуса с разъемами, внутренних микроволновых и цифровых модулей, плат телесигнализации и телеуправления, источника питания. Высоко-частотный вход/выход БПП представляет собой стандартный волноводный фланец, соответствующий рабочему диапазону станции. К нему с внутренней стороны через диплексер подключены вход и выход трактов приемника и передатчика соответственно.

Приемный микроволновый тракт можно подразделить на входной конвертер (МШУ, смеситель и предварительный УПЧ), селективный УПЧ, смеситель второго преобразования и выходной усилитель с АРУ. Тракт передатчика со стороны СВЧ-выхода состоит из конвертера вверх (усилитель мощности, селективный преобразователь вверх), селективного УПЧ, аналогичного приемному, усилителя с АРУ.

Данные блоки и узлы унифицированы под все частотные литеры в пределах одного частотного диапазона, что позволяет применять в нем один и тот же БПП. Переналадка "нижнего" (рабочая частота передатчика $f_{\text{прд}}$ меньше, чем приемника $f_{\text{прм}}$) БПП в "верхний" ($f_{\text{прд}} > f_{\text{прм}}$) осуществляется переустановкой местами селективных УПЧ трактов передатчика и приемника, которые определяют полосы сигналов первых ПЧ $f_{\text{ПЧ1н}}$ и $f_{\text{ПЧ1в}}$ (индексы "н" и "в" обозначают нижний и верхний, что соответствует меньшей и большей величинам частот соответственно). При этом для предотвращения изменения вторых ПЧ $f_{\text{ПЧ2прм}}$ и $f_{\text{ПЧ2прд}}$ (индексы "прм" и "прд" соответствуют трактам приема и передачи соответственно) частота генератора Г под воздействием управляющего сигнала может принимать два значения в зависимости от того, где используется $f_{\text{ПЧ1н}}$:

$$\text{в тракте передатчика } f_{\text{Г1}} = f_{\text{ПЧ1н}} + \Delta f_{\text{прм-прд}} - f_{\text{ПЧ2прм}},$$

$$\text{в тракте приемника } f_{\text{Г2}} = f_{\text{ПЧ1н}} + f_{\text{ПЧ2прм}},$$

где $\Delta f_{\text{прм-прд}}$ – разнос рабочих частот тракта приема и передачи.

Следует отметить, что для рассматриваемой схемы построения БПП существует четкая зависимость между рабочими частотами внутри блока. Так, определив первую нижнюю ПЧ $f_{\text{ПЧ1н}}$ и вторую ПЧ приемного тракта $f_{\text{ПЧ2прм}}$ (70 или 140 МГц), можно рассчитать первую верхнюю ПЧ

$$f_{\text{ПЧ1в}} = f_{\text{ПЧ1н}} + \Delta f_{\text{прм-прд}}$$

и вторую (входную) ПЧ тракта передатчика

$$f_{\text{ПЧ2прд}} = \Delta f_{\text{прм-прд}} - f_{\text{ПЧ2прм}}.$$

В качестве гетеродина для микроволновых конверторов трактов приема и передачи служит блок синтезатора, значение конкретной рабочей частоты которого можно определить:

при использовании $f_{\text{ПЧ1н}}$ в тракте передатчика

$$f_{\text{СЧ}} = f_{\text{прм}} + \Delta f_{\text{прм-прд}} - f_{\text{ПЧ1н}} \text{ если } f_{\text{прм}} < f_{\text{прд}},$$

$$f_{\text{СЧ}} = f_{\text{прм}} - \Delta f_{\text{прм-прд}} - f_{\text{ПЧ1н}}, \text{ если } f_{\text{прм}} > f_{\text{прд}},$$

при использовании $f_{\text{ПЧ1н}}$ в тракте приемника

$$f_{\text{СЧ}} = f_{\text{прм}} - f_{\text{ПЧ1н}}.$$

Для наглядности на рис. 5.50 показан частотный план рассматриваемых БПП одной радиолинии.

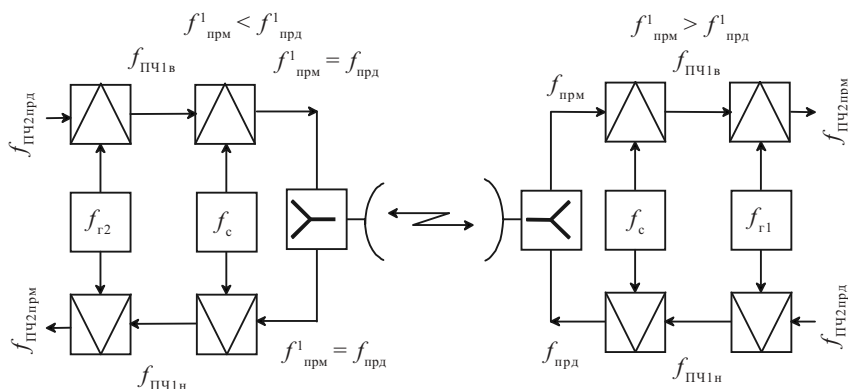


Рис. 5.50. Частотный план БПП для одной радиолинии

В схеме (см. рис. 5.49) стык БПП с аппаратурой доступа осуществляется посредством обмена цифровыми потоками, формирование и прием которых в блоке производят цифровые платы кодера, модулятора и демодулятора.

Посредством симметричных кабелей БПП связан с ББ, расположенным возле ИКМ и служащим для индикации контрольных параметров ЦРС, выработки управляющих сигналов, частотной опоры и канала служебной связи, обеспечения питанием БПП.

В самом БПП предусмотрен контроль и управление выходной мощностью передатчика, переключение частоты генератора Γ , выставление частоты синтезатора и контроль наличия на выходе тракта ПЧ информационного сигнала. Кроме этого возможна установка входного шлейфа перед приемным и после передающего конвертеров, а также в тракте ПЧ или по цифре (шлейфы на рис. 5.49 не показаны). Микроволновые тракты рассчитаны на передачу и прием сигналов с относительной фазовой и квадратурной амплитудной типами модуляции.

При необходимости присоединения данного БПП к стандартному модему на частоте 70 или 140 МГц достаточно проделать следующие замены: изъять из блока цифровые платы (кроме платы контроля и управления), вместо одного генератора Γ с f_{r1} установить еще дополнительный генератор с f_{r2} . Установка второго генератора с f_{r2} позволит получить две одинаковые вторые ПЧ $f_{ПЧ2прм} = f_{ПЧ2прд} = 70$ (140) МГц. Выход приемного и вход передающего трактов через адаптеры посредством коаксиальных кабелей подключаются к модему.

Аппаратура РРС

В настоящее время имеется широкий выбор аппаратуры для радиорелейных систем отечественного и зарубежного производства. Вся она соответствует рекомендациям МСЭ-Р и обеспечивает практически одинаковые электрические параметры. Отличие отечественной аппаратуры от ведущих зарубежных производителей (фирм Ericsson, Lucent Technologies, Siemens и др.) состоит в меньшей стоимости и более низком сервисном обеспечении. Последнее отличие не является принципиальным для построения местных распределительных радиолиний и по мере происходящей модернизации отечественных РРС в скором времени должно полностью исчезнуть.

Для передачи аналогового телерадиовещания с использованием ЧМ возможно применение РРС первого и третьего вида, основные параметры которых приведены в табл. 5.10, 5.11 и 5.12. Параметры каналов изображения (табл. 5.11) и звука (табл. 5.12) для всех РРС одинаковы. В состав телевизионной РРС входят антенна с поворотной-юстировочным устройством, радиомодуль (передатчик или приемник) и телевизионный модем (модулятор или демодулятор). На рис. 5.51 показан внешний вид репортажного (переносного) варианта исполнения РРС.

Устройство передающей части (передатчик и модулятор) телевизионных РРС практически полностью соответствует рассмотренным одноканальным передатчикам БС. Поэтому рассмотрим только приемную часть станции (приемный радиоблок и демодулятор).

В приемном радиоблоке осуществляется фильтрация принятого маломощного СВЧ-сигнала, дальнейшее его усиление и одноступенчатое преобразование в сигнал промежуточной частоты 70 МГц.

Структурная электрическая схема блока приведена на рис. 5.52.

Общесистемные параметры телевизионных РРС

Параметры	Эклиптика-8	Эклиптика-11	Эврика-13	Эврика-15	Эврика-18	Эврика-22
Диапазон рабочих частот, ГГц	7,5– –8,7	10,7– –11,7	12,75– –13,25	14,5– –15,35	17,7– –19,7	21,2– –23,6
Частотный план согласно МСЭ-Р	–	386-4	497-4	636-1	595-3	637-2
Разнос частот прием/передача, МГц	266	530	266	490	1010	1200
Число передаваемых каналов	1...24	1...24	1...16	1...30	1...35	1...35
Коэффициент системы, дБ	158,4	158,3	158,2	158,1	158	158
Уровень мощности передатчика, дБм·Вт	24	4	23	23	20	20
Полоса излучения передатчика по уровню –30 дБ, МГц, не более	20	20	20	20	20	20
Коэффициент шума приемника, дБ, не более	4,5	4,5	4,5	4,5	20	20
Динамический диапазон приемника, дБ, не менее	45	45	45	45	6	6
Номинальный уровень сигнала на входе приемника, дБмВт	–50	–50	–50	–50	–50	–50
Промежуточная частота, МГц	70	70	70	70	–50	–50
Коэффициент усиления параболической антенны, дБ, диаметром:						
0,6 м	32,8	34	36	34	70	70
0,4 м	–	31	33,5	34,5	39	400
Диапазон рабочих температур, °С:						
радиомодуля	–50...+60	–50...+60	–50...+60	–50...+60	–50...+60	–50...+60
модемной части	+5...+45	+5...+45	+5...+45	+5...+45	+5...+45	+5...+45

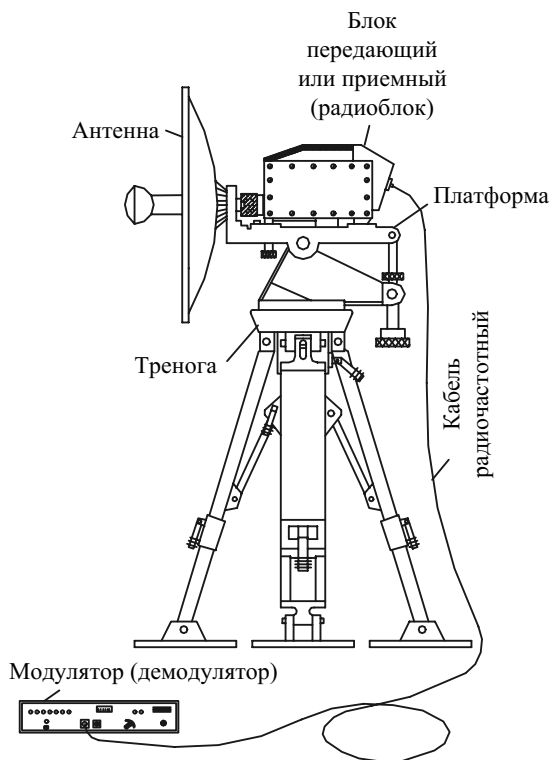


Рис. 5.51. Внешний вид сбоку мобильного РРС "Эклиптика"

Входной СВЧ-сигнал с уровнем от 5Ч10-11 до 3Ч10-6 Вт и частотой, зависящей от литерного исполнения блока, через волноводный гермоввод поступает на СВЧ полосовой фильтр на диэлектрических резонаторах. Фильтр осуществляет подавление побочных составляющих, возникающих при приеме сигнала. Начальные потери фильтра порядка 1,5...2 дБ. С выхода фильтра СВЧ-сигнал поступает на вход МШУ, выполненного в микрополосковом исполнении и построенного по линейной 3-каскадной схеме. В качестве входного транзистора используется транзистор фирмы NEC KGF1870. Коэффициент усиления усилителя составляет порядка 25±2 дБ, шумовая температура – 180...200 К, КСВН выхода – не более 1,25.

Сигнал с усилителя поступает на вход фильтра зеркального канала ФЗК, выполненного на диэлектрических резонаторах. ФЗК имеет несколько исполнений в зависимости от частоты блока и непосредственно связан со входом смесителя, который осуществляет одноступенчатое

Канал изображения

Параметр	Значение параметра
Импульсная характеристика	
Относительное отклонение размаха синус-квадратичного импульса от размаха импульса опорного белого, %, в пределах	± 5,0
Относительный размах первого отрицательного выброса синус-квадратичного импульса, %, не более	± 5,0
Относительный размах второго положительного выброса синус-квадратичного импульса, %, не более	± 5,0
Относительная неравномерность плоской части прямоугольных импульсов частоты строк, %, не более	± 1,75
Относительная неравномерность плоской части прямоугольных импульсов частоты полей, %, не более	± 2,0
Различие в усилении сигналов яркости и цветности, %, не более	± 5,0
Расхождение во времени между сигналами яркости и цветности, нс, не более	± 60,0
Амплитудно-частотная характеристика	
Относительное отклонение размаха пакета относительно размаха опорного импульса, %, не более:	± 6,0
1 пакет 0,5 МГц	± 6,0
2 пакет 1,0 МГц	± 6,0
3 пакет 2,0 МГц	± 6,0
4 пакет 4,0 МГц	± 6,0
5 пакет 4,8 МГц	± 6,0
6 пакет 5,5 МГц	± 10,0
Нелинейность сигнала яркости, %, не более	± 2,5
Дифференциальное усиление, %, не более	± 1,0 (5,0)
Дифференциальная фаза, град., в пределах	± 1,0 (5,0)
Относительное отклонение размаха синхронизирующих импульсов от номинального значения, %, не более	± 5,0

Параметр	Значение параметра
Перекрестное искажение "цветность-яркость", %, не более	$\pm 1,75$
Отношение сигнала яркости к взвешенной флуктуационной помехе, дБ, не менее	62,0
Отношение сигнала яркости к фоновой помехе, дБ, не менее	50,0
Входной импеданс, Ом	75 ± 1
Входной/выходной уровень, В	1

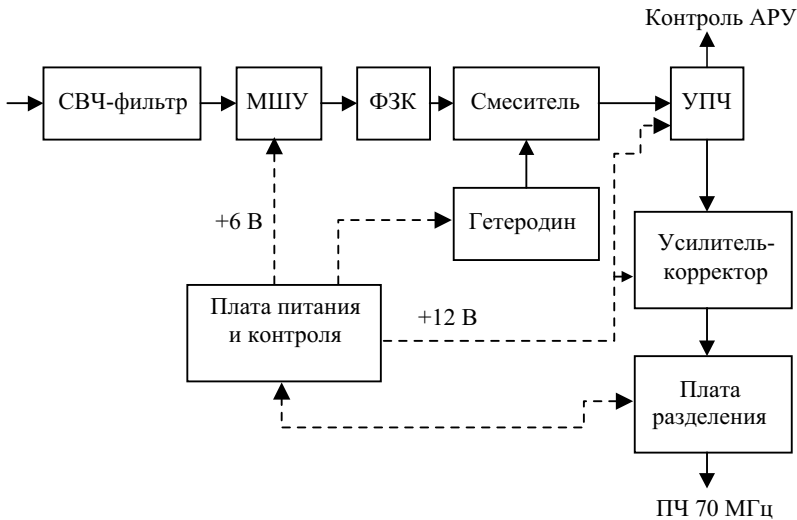


Рис. 5.52. Структурная схема приемного радиоблока РРС

преобразование СВЧ-сигнала на ПЧ 70 МГц. Смеситель выполнен в микрополосковом исполнении по двухбалансной схеме на планарных диодах Шоттки.

На гетеродинный вход смесителя поступает СВЧ-сигнал мощностью 8...10 мВт с выхода твердотельного гетеродина.

С выхода смесителя сигнал частотой 70 МГц поступает на плату УПЧ, который выполнен на бескорпусных полевых транзисторах с высоким динамическим диапазоном. Коэффициент усиления УПЧ составляет порядка 30...34 дБ, температура шумовая равна 200 К, КСВН

входа/выхода – не более 1,25. С выхода УПЧ сигнал поступает на усилитель-корректор, осуществляющий дальнейшее его усиление, корректировку и автоматическую регулировку уровня. Коэффициент усиления усилителя-корректора составляет порядка 40 дБ, глубина АРУ – 35...40 дБ. С выхода усилителя-корректора сигнал частотой 70 МГц и уровнем 0,3 В поступает на плату разделения и далее через коаксиальный кабель снижения на демодулятор.

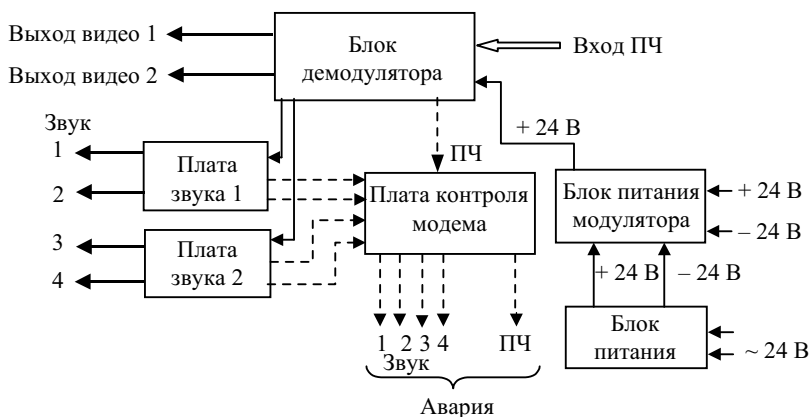


Рис. 5.53. Структурная схема демодулятора
(- - - -> – пути сигналов аварии)

Напряжение питания +24 В подается на приемный блок от демодулятора также через кабель снижения и через плату разделения поступает на плату питания. Для контроля питающих напряжений в блоке имеется разъем РГ4 ("контроль"). На один из контактов этого разъема поступает напряжение АРУ (0,8 ... 1,0 В), которое характеризует работоспособность блока и служит для юстировки приемной антенны.

Демодулятор предназначен для демодуляции сигнала ПЧ 70 МГц, выделения из группового сигнала видеосигнала и сигналов звукового сопровождения, а также формирования напряжения дистанционного питания приемного радиоблока. Технические данные на демодулятор рассматриваются только в совокупности с модулятором, которые вместе формируют телевизионный канал с параметрами, приведенными в табл. 5.11 и 5.12.

Канал звукового сопровождения

Параметр	Значение параметра
Полоса воспроизводимых частот, Гц	30...15000
Неравномерность АЧХ, дБ, в полосе частот, Гц:	
30...125	0,3...-3,0
125...10000	$\pm 0,3$
10000...14000	0,3...-1,3
14000...15000	0,3...-2,0
Коэффициент гармоник, %, не более, на частотах, Гц:	
до 125	1,0
125...2000	0,5
2000...4000	
Защищенность от взвешенного шума, дБ, не менее	57,0
Защищенность от внятной переходной помехи, дБ, не менее	74,0
Частоты поднесущих звука $f_1...f_4$, кГц	7360,7765, 8215,8710
Входной импеданс, Ом	600 ± 60
Выходной импеданс, Ом	Низкий (300 ± 30)

Структурная схема демодулятора приведена на рис. 5.53. Демодулятор включает в себя следующие устройства: блок демодулятора, плату контроля модема, две платы звука, блоки питания от сети 220 В и +24 В.

На вход демодулятора "Вход ПЧ" поступает ЧМ-сигнал ПЧ 70 МГц. В блоке демодулятора осуществляется демодуляция входного ЧМ-сигнала, выделение группового сигнала (видеосигнал телевидения и до 4 сигналов звукового сопровождения), его восстановление в соответствии с рекомендацией МККР 405-1, частотное разделение и формирование видеосигнала телевидения и звуковых сигналов на поднесущих частотах. На выходы блока "Выход видео1" и "Выход видео2" поступают стандартные видеосигналы телевидения положительной полярности с номинальным уровнем 1 В в размахе.

Сигналы на поднесущих частотах по двум каналам поступают на входы плат звука, в которых по отдельности осуществляется частотная селекция и демодуляция двух каналов звукового сопровождения. Получен-

ные звуковые сигналы поступают на выходы (Звук1...Звук4), номинальный уровень которых 9 дБмВт при нагрузке 600 Ом.

Блок демодулятора имеет следующие характеристики:

входное сопротивление, Ом	50;
входное напряжение ПЧ 70 МГц, В	14...240;
коэффициент шума, дБ, не более	10.

Параметры выходного напряжения канала поднесущих звука:

ослабление частот ниже 5 МГц и выше 11 МГц относительно 8 МГц, дБ, не менее	40;
напряжение на согласованной нагрузке 75 Ом при девиации $\pm 0,65$ МГц, мВ	51;
неравномерность АЧХ в полосе 7,2...7,8 МГц, дБ, не более	0,5;
ослабление продуктов интермодуляции 3-го порядка, дБ, не менее	70.

Параметры выходного напряжения видеоканала (Видео1, Видео2):

нелинейность демодуляционной характеристики при девиации ± 8 МГц, %, не более	0,7;
дифференциальное усиление при девиации ± 8 МГц и модулирующей частоте 4,43 МГц, %, не более	1;
дифференцированная фаза при девиации ± 8 МГц и модулирующей частоте 4,43 МГц, %, не более	0,5;

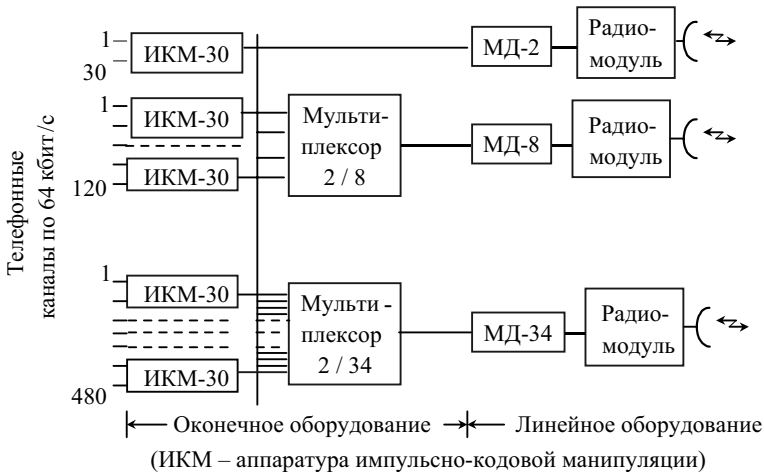


Рис. 5.54. Иерархическая структура оконечной ЦРС с интерфейсом согласно рекомендации G.703

неравномерность АЧХ в полосе 25 Гц – 10 МГц, дБ, не более +0,2 и –0,5;
неравномерность ГВЗ в полосе 150 кГц – 5,5 МГц, нс, не более +10;
ослабление частот выше 7 МГц относительно 5,5 МГц, дБ, не менее 39;
выходной импеданс, Ом, 75.

Цифровые распределительные радиорелейные системы малой и средней емкости трафика (2, 8, 34 Мбит/с) обеспечивают передачу между определенными пунктами любой информации в виде цифровых потоков согласно иерархической структуры, установленной, главным образом, рекомендацией *G.703* (рис. 5.54). Поэтому модули доступа МД ЦРС строго регламентированы по своему внешнему интерфейсу, что дает возможность использовать широкий набор стандартных модулей



Рис. 5.55. Радиоблок с антенной ЦРС

Основные параметры ЦРС

Параметр	Энергетик-8	Эврика-11	Эврика-13	Энергетик-15	Эвридика-22	Элара-ПМ	Элара-ПЧ
Диапазон рабочих частот, ГГц	7,9–8,4	10,7–11,7	12,7–13,25	14,4–15,35	21,2–23,6	36,19–38,4	36,19–38,4
Разнос частот, МГц между: стволами ПРМ и ПРД	266	530	266	490	1232	1400	1400
соседними стволами одного направления	14	40	28	28	28	42	42
Число дуплексных стволов	1 или 1+1	1 или 1+1	1 или 1+1	1 или 1+1	1 или 1+1	1 или 1+1	1 или 1+1
Уровень чувствительности приемника, дБ·Вт, для BER**=10 ⁻⁶ при скорости, Мбит/с:							
2,048	124	120	120	118	114	112	112
8,448	121	117	117	115	111	109	109
10	118	115	115	113	108	107	107
34,368	114	110	110	110	106	–	106
Мощность передатчика, мВт, не менее	100	100	100	100	100	25	50
Вид модуляции	ОФМ	ЧМ	ЧМ	ОФМ	ЧМ	АМ/ЧМ	ЧМ
Полоса излучения (передатчика по уровню –30 дБ, МГц, для скорости, Мбит/с:							

Параметр	Энергетик-8	Эврика-11	Эврика-13	Энергетик-15	Эвридика-22	Элара-ПМ	Элара-ПЧ
2,048	7	6	6	7	6	6	6
8,448	14	12	12	14	8	12	12
34,368	22	28	28	22	28	–	28
Потребляемая мощность, Вт, не более	30	50	50	30	40	50	50
Диапазон рабочих температур, С:							
БПП	–50...+50	–50...+50	–50...+50	–50...+50	–50...+50	–40...+60	–40...+60
модемной части	–50...+50	–5...+50	–5...+50	–5...+50	–5...+50	–5...+50	–5...+50
Протяженность одного пролета радиолинии, км, не более	50	25	25	25	20	12	10
ПЧ, МГц	70	70	70	*	70	*	70

* Цифровой поток

** BER (Bit Error Radiolion – частотная ошибка по битам)

доступа связной аппаратуры или компьютерных сетей. Примером такой связной аппаратуры может служить подразд. 5.2 АЦТ-34. Для согласования связного протокола цифровой передачи (интерфейс G.703) с транспортным потоком MPEG-2 используется специальная преобразующая аппаратура, например, Power Ve Telco Interface Unit модели D9220.

На рис. 5.55 представлен радиоблок с антенной и юстировочно-поворотным механизмом ЦРС на 38 ГГц этого предприятия. Параметры ЦРС приведены в табл. 5.13. Все представленные в табл. 5.13 ЦРС относятся к первому и второму виду РРС, имеют единый герметичный радиомодуль для трактов приема и передачи, специальные платы служебной связи, телеконтроля и телесигнализации.

Таким образом, наличие отечественных радиорелейных систем, полностью соответствующих рекомендациям МСЭ-Р и конкурентоспособных зарубежным аналогам, делает их наиболее предпочтительными для создания местных распределительных сетей для МТРС.

Библиографический список

1. *Сазонов Д. М.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.
2. *Голик А. М., Клейменов Ю. А., Ракитянский О. И.* Антенные решетки для приема спутникового телевидения // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. № 6. С. 3–9.
3. Инженерно-технический справочник по электросвязи. Радиорелейные линии / *Н. Н. Каменский, А. А. Метрикин, Л. В. Наденко* и др. М.: Связь, 1970. 440 с.
4. *Метрикин А. А.* Антенны и волноводы РРЛ. М.: Связь, 1977. 184 с.
5. *Колобов В. А., Полухин Г. А.* Электродинамические характеристики биконической антенны с корректирующей линзой // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41. № 9. С. 1067–1070.
6. *Гостев В. И., Гряник М. В., Худолій Д. А.* Многофункциональные зеркальные антенны. Киев: Радиоаматор, 1999. 317 с.
7. *Зелкин Е. Г., Петрова Р. А.* Линзовые антенны. М.: Сов. радио, 1974. 280 с.
8. *Панченко Б. А., Нефедов Е. И.* Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 144 с.
9. *Егоров Е. И., Калашиников Н. Н., Михайлов А. С.* Использование радиочастотно-го спектра и радиопомехи. М.: Радио и связь, 1986. 304 с.
10. *Кузнецов В. Д.* Частотное уплотнение антенно-фидерных трактов без применения резонаторов // Электросвязь. 1970. № 7. С. 48–52.
11. *Модель А. М.* Фильтры СВЧ в радиорелейных системах. М.: Связь, 1967. 352 с.
12. *Кравчук С. А., Нарытник Т. Н., Ненашева Е. А.* Получение нового керамического материала и свойства диэлектрических резонаторов на его основе // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. М., 1990. Вып. 1 (425). С. 11–12.
13. *Розоринов Г.* Интегральный радиопередатчик-приемник в DECT-стандарте // Электронные компоненты и системы. 1999. № 4(20). С. 18–21.

14. *Высоцкий Б. Ф., Корниенко Ю. Н., Назаров А. С.* Возможности унифицированного микроэлектронного субблока КВЧ // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 1998. № 2. С. 7–11.
15. *Кухарев В.* SMATV мультистандартные приемники типов IRD DVS3961 и DVS3962 // *ТЕЛЕ-Спутник*. 1998. № 12(38). С. 46–47.
16. *Матье М.* Радиорелейные системы передачи. М.: Радио и связь, 1982. 280 с.
17. Apparatus for 8-mm Digital Radiorelays / *T. Naritnik, V. Potienko, S. Kravchuk, B. Cherniy* // *Digg. Of 10 Int. Microwave Conf., MIKON-94 < Poland*. 1994. P. 10.

6. СОЗДАНИЕ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СЕТЕЙ НА БАЗЕ МТРС

В последнее десятилетие телекоммуникации сделали существенный шаг вперед в своем развитии. Проникновение персональных компьютеров в бизнес, образование и быт, цифровизация связи, развитие новых технологий передачи и обработки данных и изображений привело к появлению новых, огромных по своему потребительскому потенциалу сегментов рынка телекоммуникаций: мультимедийные коммуникации, компьютерные сети, сети Интернет, электронные развлечения, интерактивное телевидение, мобильная связь и т. д. В дополнение к традиционным показателям, определявшим уровень развития телекоммуникационной структуры страны как количество телефонов на душу населения, появились новые, такие как число ПК, число ПК, подключенных к сетям передачи данных и сети Интернет, плотность мобильной связи и др. Появилась устойчивая тенденция к интеграции различных видов предоставляемых услуг, что привело к необходимости более рационального использования имеющихся в наличии каналов связи и созданию новых – многофункциональных и высокопроизводительных.

Большое внимание уделяется разработке и развитию микроволновых систем телекоммуникаций, которые предоставляют операторам возможности быстрого разворачивания системы и наращивания абонентской емкости при сравнительно небольших капиталовложениях. Кроме того, использование микроволновых технологий позволит объединить в одной системе телевидение, цифровую телефонию и сети передачи данных.

Такое объединение на базе широкополосных микроволновых систем является ничем иным, как реализацией фрагмента широкополосной интегрированной информационной сети.

6.1. Общие понятия об интегрированных сетях

Понятие "интегрированная сеть" имеет широкое толкование, и обычно под ним понимают один из уровней интеграции, схематично показанных на рис. 6.1 [1].

Первый, по-видимому, наиболее простой для реализации уровень содержит интегрированный доступ, обеспечивающий единый интерфейс между конечным пользователем и линией связи, соединяющей его с

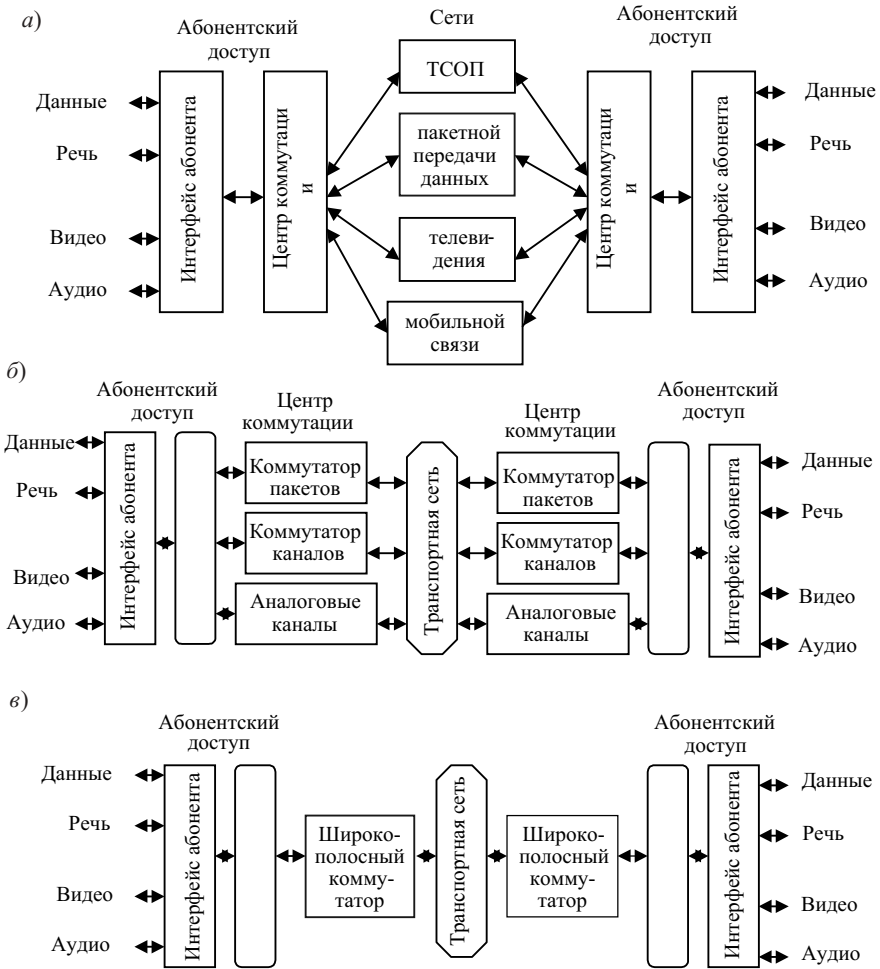


Рис.6.1. Уровни интеграции: а – при интегрированном доступе; б – интегрированной передаче; в – интегрированной коммутации

транспортной сетью. Разделение передающей среды между потоками данных различных служб от многих пользователей составляет содержание второго уровня. Его действие охватывает участок сети после абонентской системы. На третьем уровне решается вопрос о совместной коммутации разнородных данных в одном коммутационном модуле. Главное требование – гибкость в отношении введения новых служб в смысле удовлетворения их требований к задержке и пропускной способности.

Наиболее полно представленные уровни реализуются в концепции создания цифровых сетей интегрального обслуживания (ЦСИО), развивающихся в направлении от узкополосных сетей к широкополосным (ШЦСИО). Именно от внедрения последних ожидается наибольший эффект в области передачи информации [2], поскольку при этом будет создан прототип сети передачи данных, глобальной в отношении интеграции видов служб и географического расположения пользователей. Под данными подразумевается любое сообщение, представленное в формализованном виде (в частности, в цифровом), пригодном для интерпретации, обработки и пересылки ее техническими средствами.

Согласно определению МСЭ, ЦСИО – это цифровая сеть, в которой одни и те же устройства коммутации и каналы используются для установления соединений более чем одного вида служб. Под ШЦСИО понимается такая сеть интегрального обслуживания, в которой обеспечивается доступ пользователей к относительно широкополосным службам (высокоскоростной передаче данных, различным видеослужбам). К ШЦСИО предъявляются такие требования, как: поддержка дистрибутивных и интерактивных видов служб; коммутация низкоскоростных и высокоскоростных каналов связи; обеспечение как непрерывного, т. е. критичного к потерям и задержкам, так и прерывистого трафика; обмен информацией в режиме с установлением соединения между абонентами либо без установления; рациональное с той или иной точки зрения распределение функций обработки сигналов по узлам и элементам сети; гибкость в выборе скоростей передачи данных; обеспечение взаимодействия абонентов по двухточечной или широковещательной схеме.

Последнее требование как нельзя лучше может быть реализовано именно МТРС, а их интеграция с другими телекоммуникационными сетями, особенно использующими технологии ATM и Frame Relay, сможет полностью обеспечить предъявленные требования для построения ШЦСИО. В этой связи в последующих разделах рассмотрим некоторые разработки в этом направлении, основывающиеся на системах МТРС как местного фрагмента общенациональной ШЦСИО.

6.2. Интеграция с цифровой телефонной и локальной компьютерной сетями

Основой для развития информационных технологий является инфраструктура системы связи страны, предназначенная для транспорти-

ровки информационных потоков между конечными терминалами пользователей. Однако уровень развития инфраструктуры связи в стране существенно отстает от аналогичного показателя в развитых странах. В наиболее тяжелом положении находится абонентский участок сети, особенно в сельских административных районах. Не в лучшем состоянии находится информационная инфраструктура и в городе, поскольку для передачи данных используются существующие низкопроизводительные аналоговые телефонные линии.

Одним из вариантов решения этой проблемы является использование микроволновых технологий, позволяющих объединять в одной системе и цифровую телефонию, и передачу данных. Такие системы МТРС обладают возможностью быстрого разворачивания и наращивания абонентской емкости при сравнительно небольших капиталовложениях.

Возможна цифровая подсистема связи с интеграцией услуг на основе системы МТРС, которая может использоваться как совместно с подсистемой аналогового телерадиовещания, так и отдельно от нее. Подсистема может обеспечить пользователям, расположенным в пределах одного административного района, широкий спектр услуг:

- цифровую телефонную связь как по проводным линиям связи, так и с использованием систем беспроводного радиодоступа;

- доступ к сетям передачи данных и Интернет;

- организацию локальных сетей передачи данных для выделенных рабочих групп (административные органы и органы местного самоуправления, органы МВД, учреждения образования, медицинские учреждения, промышленные предприятия);

- конференцсвязь, включая видеоконференцсвязь;

- охранную сигнализацию и оповещение.

Предоставление услуг в зависимости от их типа и создаваемого трафика может осуществляться как по коммутируемым, так и по выделенным каналам связи.

Система строится по зонному принципу с радиусом зоны покрытия до 25 км. Для исключения влияния помех от систем, работающих в соседних зонах, применяется пространственно-частотное разделение. Организация цифровых каналов связи осуществляется комбинированным методом многостанционного доступа: по направлению от БС – временное разделение каналов, по направлению к БС – частотно-временное разделение. Такой метод доступа позволяет производить мультиплексирование разноскоростных потоков в стандартах цифровой телефонии.

Структурно система состоит из БС и расположенных в зоне ее радиовидимости абонентских станций.

Базовая станция подключается к центральному коммутационному узлу с помощью нескольких (от 4-х до 16-ти) портов, поддерживающих стык G.703 (2048 кбит/с). К коммутационному узлу могут быть подключены также (в зависимости от полноты реализации системы) узел управления сетью, узел Интернет, центральный пульт охраны и оповещения и контроллер БС системы беспроводного доступа.

Центральный коммутационный узел сопрягается с существующей ТСОП посредством включения в транзитный узел связи на правах АТС. В качестве центрального коммутационного узла может быть использована существующая цифровая районная АТС при наличии достаточной для работы системы свободной емкости.

Центральный коммутационный узел необходим для выполнения функций коммутации и маршрутизации.

Базовая станция и абонентские станции выполнены с применением широкополосной микроволновой технологии.

Абонентская станция сопрягается с мультиплексором/демультиплексором через порт, поддерживающий интерфейс G.703.

Мультиплексор/демультиплексор обеспечивает распределение цифровых потоков и преобразование интерфейсов в зависимости от вида предоставляемых услуг связи и используемого оборудования. Карта распределения потоков может быть запрограммирована при первоначальной установке мультиплексора/демультиплексора, либо дистанционно с узла управления сетью в процессе инсталляции (модификации) системы. Цифровые потоки с мультиплексора/демультиплексора в зависимости от необходимого трафика могут быть распределены для обеспечения услуг:

- сетевого доступа, конференцсвязи и доступа в Интернет по выделенным каналам связи;

- охранной сигнализации и оповещения;

- телефонной связи с возможностью доступа в Интернет по коммутируемым каналам связи.

Охранная сигнализация может быть организована как по проводным линиям связи, так и с использованием системы сбора данных на основе доступа с кодовым разделением адресов по беспроводным каналам связи, либо комплексно [3].

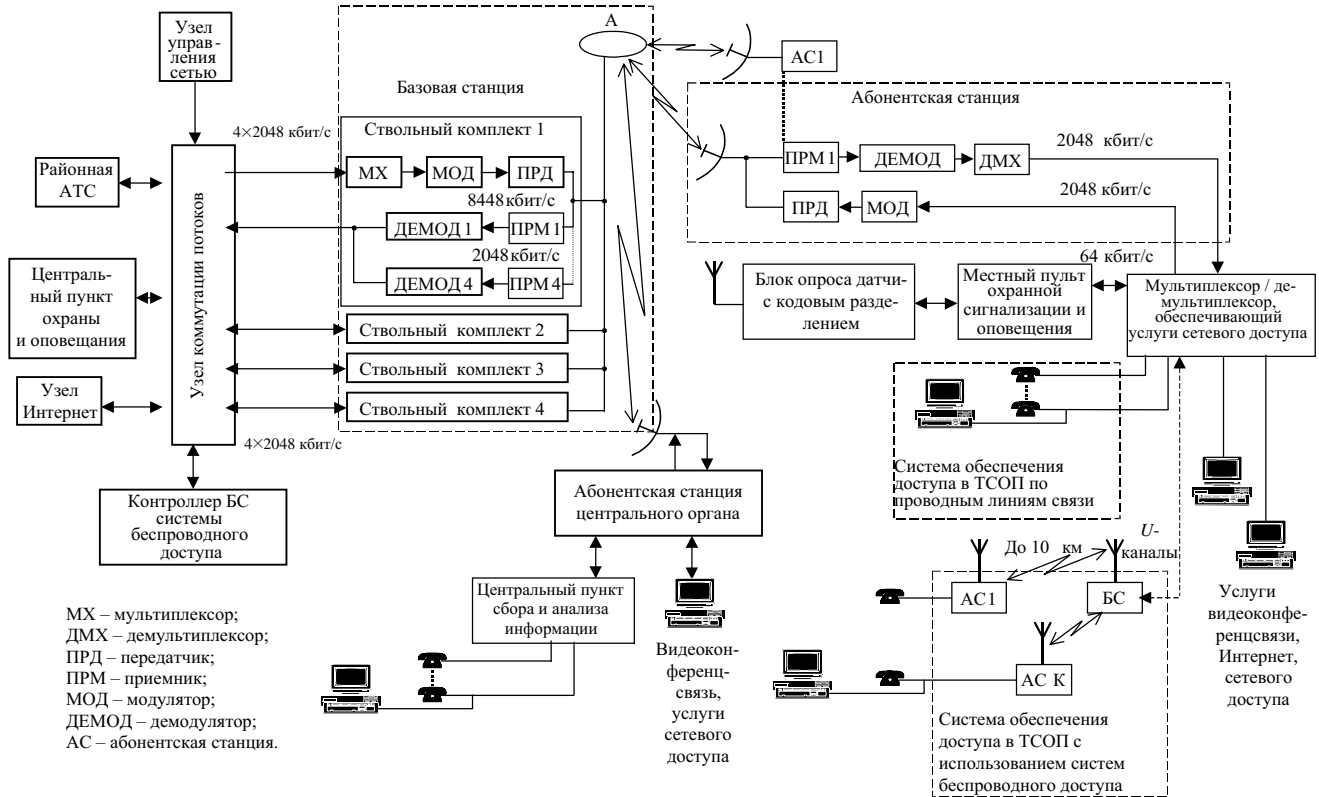


Рис. 6.2. Структурная схема интегральной телекоммуникационной сети

В качестве местной АТС могут быть использованы существующие аналоговые телефонные станции или цифровые абонентские концентраторы. Кроме того, при низкой концентрации абонентов услуги телефонной связи могут быть обеспечены путем БС системы беспроводного доступа.

Для обеспечения вышеперечисленными услугами органов управления, администраций и т. п. отдельные абонентские станции могут устанавливаться непосредственно на месте их расположения, причем карта распределения потоков программируется в зависимости от выполняемых функций с возможностью управления оборудованием, подключенным к данной абонентской станции, локальной сетью передачи данных.

Структурная схема телекоммуникационной сети представлена на рис. 6.2.

На структурном уровне в состав системы связи входят:

- микроволновая система передачи информации, в состав которой входят базовая и абонентские станции;

- система формирования цифровых потоков с иерархией 2048 кбит/с, выполняющая также функции коммутации и управления потоками, состоящая из узла коммутации потоков и мультиплексоров/демультиплексоров;

- система обеспечения доступа в ТСОП по проводным каналам связи, включающая местную АТС и ту часть узла коммутации потоков, которая отвечает за коммутацию и управление потоками с иерархией 64 кбит/с;

- система беспроводного доступа, включающая контроллер БС, базовые станции и абонентские терминалы;

- система охранной сигнализации и оповещения, состоящая из центрального и местных пультов, к которым подключены датчики с кодовым разделением адресов с помощью проводных либо беспроводных каналов;

- система обеспечения конференцсвязи, услуг сетевого доступа и доступа в Интернет с необходимым аппаратно-программным обеспечением;

- узел управления сетью.

Таким образом, организация телекоммуникационных сетей позволит в сжатые сроки повысить уровень информатизации страны за счет предоставления пользователям широкого спектра как традиционных услуг телерадиовещания и телефонии, так и дополнительных: интерактивное телевидение, организация локальных сетей передачи данных и другие приложения на их основе.

Кроме того, развертывание таких сетей позволит решить ряд народно-хозяйственных задач, в частности, организация сети телефонной связи позволит не только упростить решение проблемы "последней мили", но и организовать локальные сети передачи данных для нужд как административных органов, так и коммерческих структур.

6.3. Построение зоновой цифровой микроволновой сети

Следующим шагом развития интегрированных МТРС является создание зоновой цифровой микроволновой сети (ЦМС), построенной на современных технологиях доставки информации: компьютерных сетевых транспортных протоколах, АТМ и Frame Relay.

Цифровая микроволновая сеть призвана объединить преимущества высоких скоростей передачи радиорелейных систем, мобильность сотовой связи и осуществить в микроволновом диапазоне дуплексный высокоскоростной радиорежим обмена информацией с Интернет и сформировать в пределах радиовидимости интрасеть между пользователями.

В состав ЦМС с топологией "звезда" входят базовая и ряд абонентских станций (рис. 6.3).

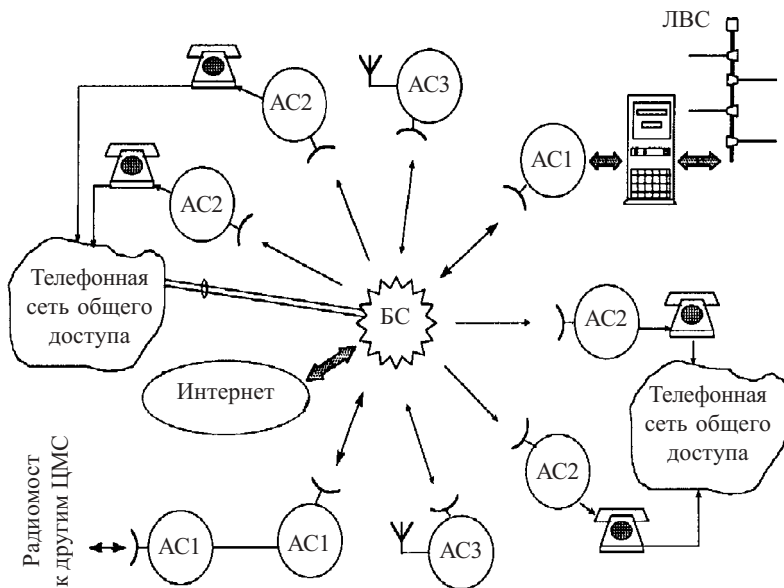


Рис. 6.3. Построение зоновой ЦМС

Базовая станция расположена в центре зоны обслуживания, имеет антенну с круговой или секторной ДН, реализует мультиплексирование и коммутацию абонентских станций (АС), обеспечивая при этом внутреннюю интрасеть и высокоскоростной выход в Интернет или другие глобальные сети. В зависимости от конфигурации ЦМС обмен информацией осуществляется посредством БС со скоростями от 56 кбит/с до 34 Мбит/с. Дуплексный режим работы системы основан на частотном и временном разделении каналов.

Сеть строится на основе протокола доступа согласно стандарту IEEE 802.3 со спецификацией 10BASE-T или 100BASE-T. При этом протокол уровня управления доступом к среде использует схему множественного доступа с контролем несущей и избеганием конфликтов (CSMA/CA) согласно стандарту IEEE 802.11. Такая схема в применении к ЦМС работает следующим образом. Связь на одной рабочей частоте устанавливается, когда одна из АС посылает короткий пакет "запрос на передачу" (RTS), который включает в себя адрес станции и длину сообщения. Получив RTS, БС передает станции-отправителю пакет "установка в состояние передачи" (CTS), в то время как остальным АС – сообщение на запрет выхода в эфир, называемое "вектором распределения сети" (NAV). Если пакет не получен, то это интерпретируется как коллизия, и процесс установки связи повторяется. Далее передается пакет данных, и БС подтверждает успешный прием сигналом "подтверждение приема" (ACK), который снимает запрет на передачу для других АС.

Отдельная ЦМС может функционировать в одном или нескольких частотных диапазонах. При выборе рабочего частотного диапазона следует принимать во внимание, для какого количества пользователей рассчитывается ЦМС и само расположение пользователей (компактное в одном месте – использовать миллиметровый диапазон, а рассредоточенное на обширной территории – наиболее низкочастотный диапазон).

Рассмотрим составные части ЦМС. Как уже отмечалось, центральной ее частью является БС (рис. 6.4), которая состоит:

- из антенного модуля, содержащего собственно антенну, фидеров и опорно-поворотного механизма;

- радиомодуля, объединяющего модули узкополосных приемников (ПРМ), передатчиков (ПРД), синтезаторов СЧ, входные/выходные высокочастотные цепи селекции и распределительные устройства (РУ) для обеспечения частотного разделения каналов;

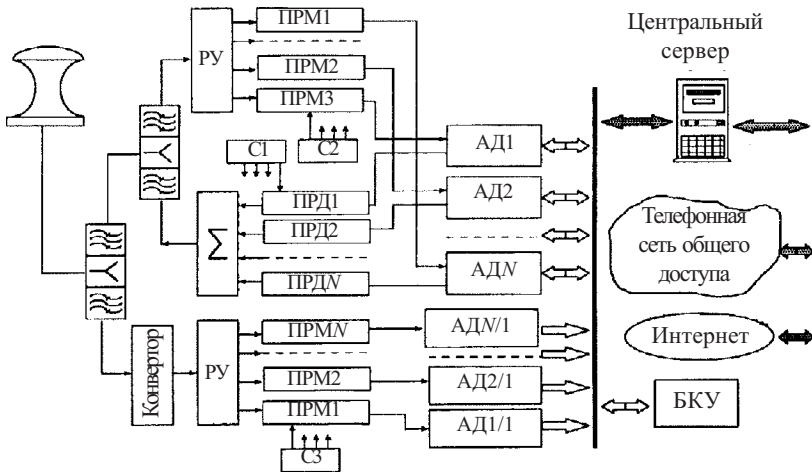


Рис. 6.4. Схема построения N -частотной БС

аппаратуры доступа (АД), реализующей стык (интерфейс) между устройствами радиомодуля и цифровой информационной шиной;

центрального сервера, служащего для управления и контроля функционирования интрасети, имеющего доступ к коммутируемой телефонной сети общего доступа;

блока контроля и управления (БКУ), предназначенного для индикации (телесигнализации) состояния работы составных частей радиомодуля и аппаратуры доступа как БС, так и АС, а также для телеуправления модулями БС.

До определенного количества пользователей в зависимости от загрузки трафика интрасеть на основе ЦМС работает только на двух фиксированных частотах приема/передачи (для работы с АС1 и АС2) и еще одной более низкой частоте из указанных выше диапазонов (для приема запроса от АС3). В этом случае достаточно наличия модулей ПРМ, ПРД и АД (см. рис. 6.4).

Для повышения эксплуатационной надежности в БС предусматривается резервный дуплексный ствол, который образуют модули под номером 2. При выходе из строя рабочего ствола (величина коэффициента ошибок менее 10^{-5}) БКУ обеспечивает автоматическое переключение на резервный ствол.

При необходимости возможно дальнейшее наращивание частотных стволов приема/передачи путем подключения дополнительных модулей ПРМ, ПРД и АД. Этот процесс наращивания ограничен шириной полосы разрешенного рабочего диапазона и условием реализации в ней требуемого для системы частотного разделения каналов.

Для приема сигналов от АСЗ в более низкочастотном диапазоне используется специальный приемник, построенный аналогично приемнику спутникового телевидения: по входу широкополосный малошумящий конвертор, а на его выходе через РУ присоединены ряд ПРМ, обрабатывающих конкретную (по частоте) узкополосную несущую.

Абонентская станция состоит из трех основных модулей:

радиомодуля для наружной установки (на поверхности стен и крышах зданий, оконных рамах), выполняющего все функции приемника либо приемопередатчика в зависимости от выбранного типа АС;

антенного модуля, который может быть интегрирован с радиомодулем или установлен отдельно;

модуля доступа (МД), устанавливаемого в помещении, для подключения компьютера, телефона (МД02/02) или сервера (МД01/01), управляющего местной ЛВС.

Абонентские станции могут быть двух основных типов. Первый (АС1), реализуемый на основе ЦРС, обеспечивает высокоскоростные радиоканалы с БС и другими АС, а также позволяет создавать ретрансляционную линию для связи с другой БС или АС, которая принадлежит соседней ЦМС (рис. 6.5). Такие станции имеют антенны с высокой направленностью и предназначены для организаций, которым требуется дуплексный обмен данными со скоростями не менее 2 Мбит/с и имеющим, как правило, свои внутренние ЛВС. Радиомодуль АС1 представляет со-

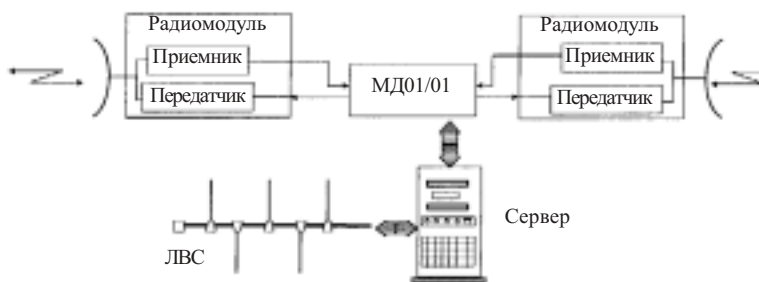


Рис. 6.5. АС первого типа и реализация на ее основе ретранслятора

бой приемопередатчик, который содержит для скоростей передачи до 10 Мбит/с (включительно) цифровой блок модулятора и демодулятора, позволяющий восстанавливать цифровой сигнал непосредственно в радиомодуле и обмениваться с МД посредством цифровых потоков. Для скоростей выше 10 Мбит/с радиомодуль стыкуется с МД на своей второй ПЧ 70 МГц. Здесь МД уже является полностью цифровым модемом.

В представленном на рис. 6.5 построении АС1 с ретрансляцией МД01/01 управляется сервером, который определяет трафик обмена цифровыми потоками, идущими на ЛВС или далее – на ретрансляцию.

Второй тип недорогих АС предназначен для индивидуальных пользователей, которым предоставляется односторонний высокоскоростной канал только от БС (АС2), подобно технологии DirectPC с запросом по телефону, или по низкоскоростному микроволновому радиоканалу (АС3) (рис. 6.6).

Для АС2 (рис. 6.6, а) радиомодуль является микроволновым приемником, который принимает модулированный высокочастотный сигнал и выделяет из него цифровой поток, поступающий затем на МД02/02. Функции последнего схожи с функциями сетевой карты Direct PC.

В АС3 (рис. 6.6, б) радиомодуль состоит из двух независимых и разнесенных пространственно частей: микроволнового приемника, аналогич-

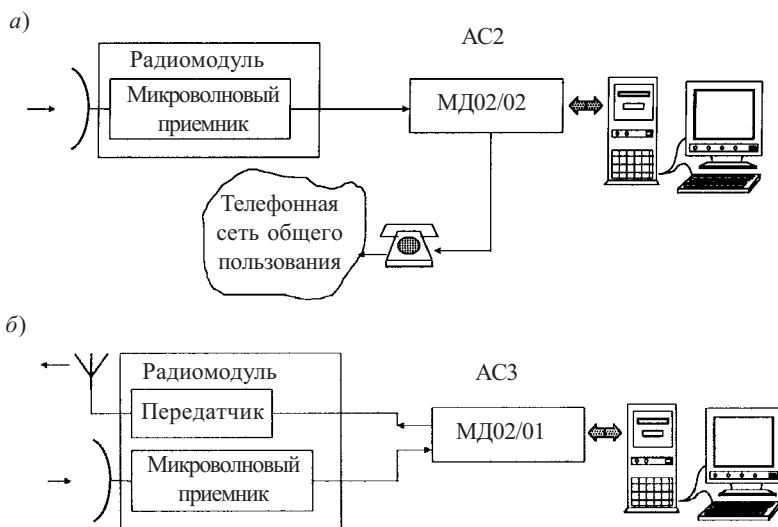


Рис. 6.6. АС второго типа с обратным (к БС) каналом через: а – телефонную сеть; б – радиоудлинитель

ного приемнику в АС2, и передатчика, работающего в более низкочастотной полосе частот. Такое частотное разделение между приемником и передатчиком обусловлено тем, что для принимаемого высокоскоростного сигнала требуется более широкая сквозная рабочая полоса (легче формируется в более высокочастотном диапазоне), чем обратный сигнал запроса, для передачи которого вполне достаточно узкой полосы, легко реализуемой в низкочастотных диапазонах. Применяемый здесь МД02/01 может использоваться также и в АС1, когда не требуется ретрансляция сигнала, т. е. подключение к нему второго радиомодуля.

В районах, где функционируют БС, ЦМС может легко с ними интегрироваться. Например, используя один из свободных крайних (в отношении частоты сигнала в полосе передачи) вещательных каналов передатчика, можно ввести в зоне вещания передачу микроволнового цифрового канала. При этом для пользователей такой телевизионной системы станет возможен доступ через ЦМС к Интернет со скоростью до 300...400 кбит/с посредством установки у пользователей между приемным выносным конвертером и телевизионным тюнером модуля доступа МД02/0201 как (рис. 6.7). Модуль пропускает через себя сигнал промежуточной частоты конвертера, не внося в него искажений или помех, отвечает сигнал с цифровой поднесущей, который поступает на вход селективного приемника МД, где происходит восстановление принимаемого цифрового потока. Последний подается на сетевую карту, также входящую в состав МД. Сигнал, принимаемый пользователями с эфира, является высокоскоростным каналом, а сигнал запроса идет по теле-

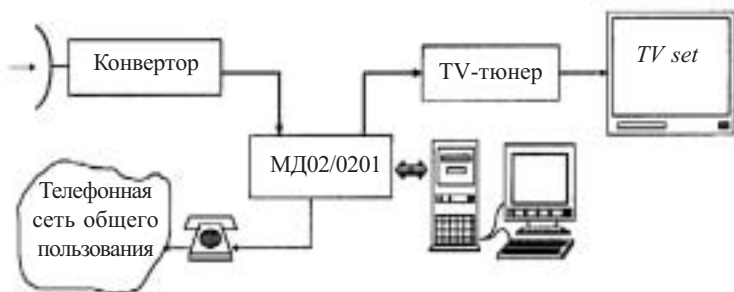


Рис. 6.7. Подключение модуля доступа для пользователей МИТРИС

фонной линии на БС. Все это распределение цифровых потоков направляет МД.

В заключение следует отметить важные достоинства ЦМС:

повышение продуктивности работы пользователей благодаря более быстрому доступу к большим объемам информации;

высокая помехозащищенность, мобильность и надежность;

многофункциональность, возможность расширения сети одно- или многоканальным объединением зон;

низкая стоимость обслуживания и ремонта;

широкий выбор видов услуг и стоимости аппаратуры для пользователей;

гибкие и открытые интерфейсы, гарантирующие совместимость с будущими сетями и требованиями заказчиков;

отсутствия у пользователей телефонной линии;

наличие у пользователей АС2 однонаправленного телефонного канала запроса не перегружает телефонную линию в зоне работы ЦМС;

возможность интеграции ЦМС с имеющимися в зоне ее действия как эфирными, так и кабельными телевизионными вещательными системами;

динамическое управление и распределение потока данных в зависимости от трафика и расположения пользователей.

6.4. Интегрированная информационная сеть на базе МИТРИС

На основе системы МИТРИС уже сейчас возможно построение экологически безопасной беспроводной сети интегрального обслуживания на базе оптимального сочетания возможностей микроволновых, кабельных и проводных распределительных сетей. Такое сочетание позволяет обеспечить предоставление пользователям полного комплекса телекоммуникационных услуг:

многоканального аналогового (цифрового), в том числе интерактивного, телевидения;

организации абонентской сети DirectPC;

цифровой телефонной связи как по проводным линиям, так и с использованием систем беспроводного доступа;

доступа к сетям передачи данных и Интернет;

организации локальных сетей передачи данных для выделенных рабочих групп (административные органы и органы местного самоуправле-

ния, органы МВД, учреждения образования, медицинские учреждения, промышленные предприятия);

- конференцсвязи, включая видеоконференцсвязь;
- диспетчеризации инженерного оборудования зданий;
- электронных платежей и торговли;
- охранной и противопожарной сигнализации.

Структура системы при организации беспроводной сети интегрального обслуживания представлена на рис. 6.8.

В составе системы можно выделить три подсистемы, которые могут работать как совместно, так и независимо друг от друга:

- многоканального аналогового (цифрового), в том числе интерактивного, телевидения;

- передачи данных, включая доступ в Интернет;
- цифровой телефонной связи.

Базовым оборудованием системы являются:

- ЦС, включающая многоканальный микроволновый приемопередатчик с устройством объединения частотных каналов, антенна с круговой ДН в горизонтальной плоскости, система гарантированного электропитания;

- абонентские приемные станции, включающие антенну и конвертор, ретрансляторы сигналов ЦС к АС для расширения зоны покрытия.

При организации подсистемы телерадиовещания к ЦС подключаются телепорт для приема программ спутникового и эфирного телевидения, телерадиостудийное оборудование, радиорелейные станции выделенных направлений для связи с удаленными телерадиостудиями, система кодирования и учета абонентов. К абонентской станции индивидуального пользования подключается тюнер, а коллективного – делитель $1/N$ и индивидуальные абонентские тюнеры.

При организации подсистемы передачи данных к ЦС подключаются: узел коммутации потоков данных и узел управления сетью. К абонентской станции подключается цифровой приемопередатчик и мультиплексор/демультимплексор, поддерживающий необходимые протоколы.

При организации подсистемы цифровой телефонной связи к ЦС подключаются узел коммутации потоков (в качестве которого может быть использована местная цифровая АТС), узел управления сетью связи и, при необходимости, контроллер БС системы беспроводного доступа. К абонентской станции подключается цифровой приемопередатчик,

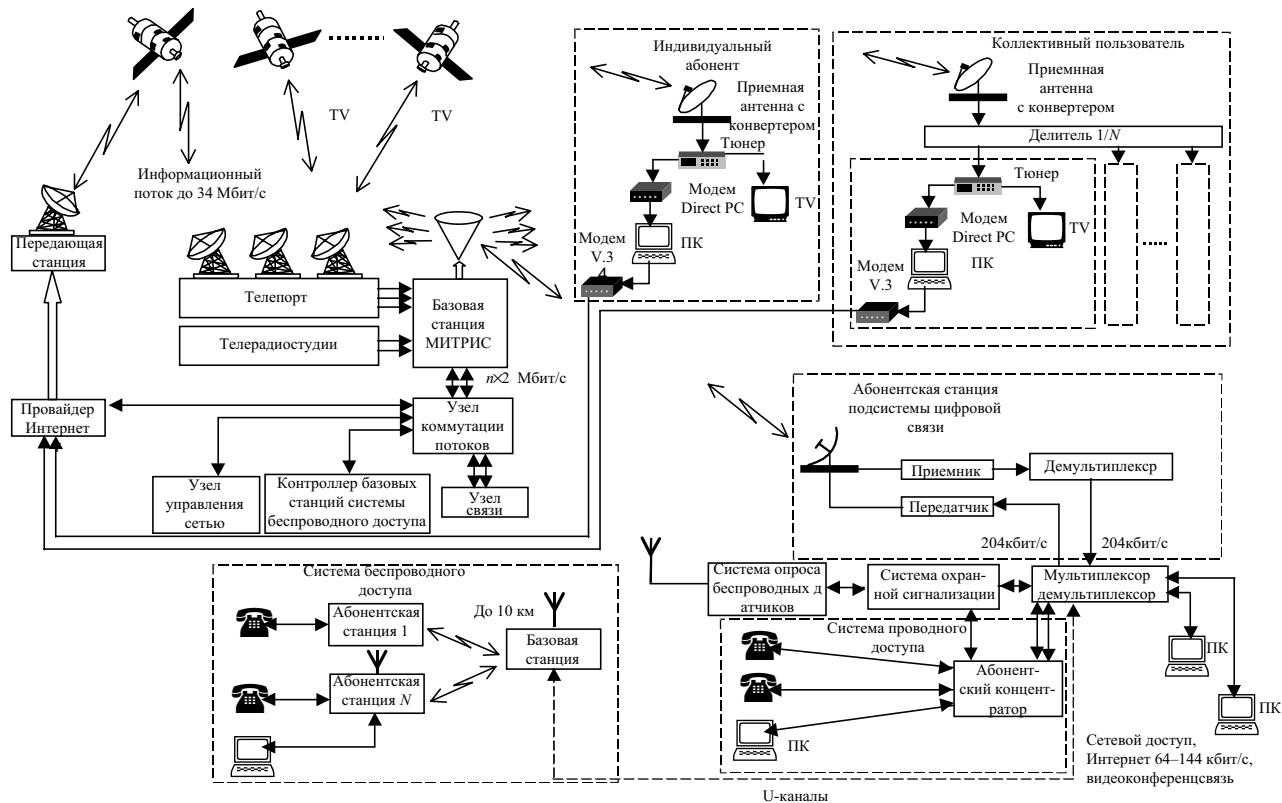


Рис. 6.8. Структура организации сети интегрального обслуживания

мультиплексор/демультиплексор, поддерживающий необходимые протоколы, к которому подключены абонентский концентратор для проводных абонентов и, при необходимости, БС системы беспроводного доступа для беспроводных абонентов.

Для организации цифровых каналов связи в БС вводятся цифровые ствольные комплекты (рис. 6.9). Структурная схема абонентского цифрового приемопередатчика показана на рис. 6.10.

Система строится по зонному принципу с радиусом зоны покрытия до 40 км. Для исключения влияния помех от систем, работающих в соседних зонах, применяется пространственно-частотное разделение.

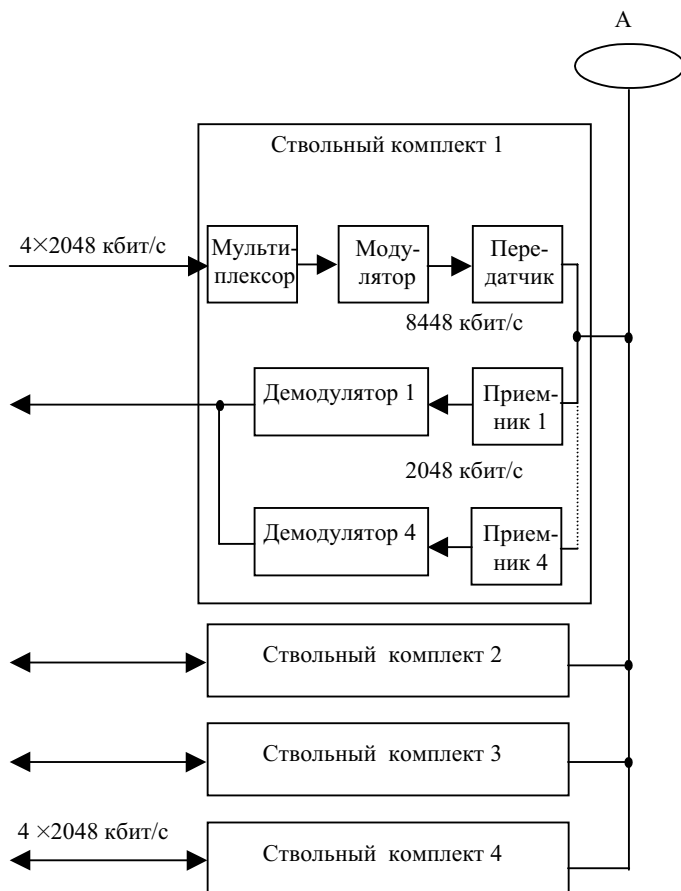


Рис. 6.9. Структурная схема организации цифровых каналов в БС

Центральная станция, принимая сигналы телерадиопрограмм нескольких спутников через телепорт, сигналы местных студий и эфирных телевизионных передатчиков, групповые сигналы цифровой телефонии и данных, объединяет их по спектру. Результирующий сигнал формируется и излучается в сантиметровом или миллиметровом диапазонах волн.

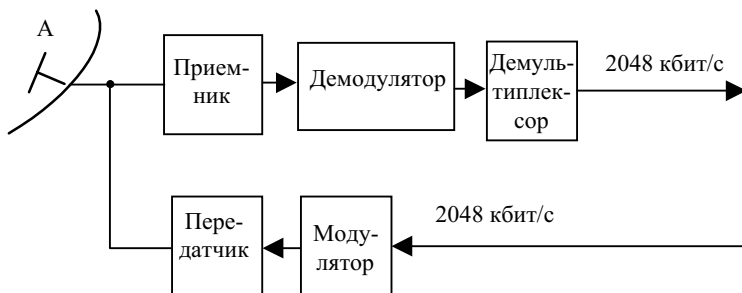


Рис. 6.10. Структурная схема абонентского цифрового приемопередатчика

Диаграмма направленности передающей антенны ЦС, располагаемой на специальной опоре или высотном здании, – круговая в горизонтальной и узкая (ширина не более $4...5^\circ$) в вертикальной плоскостях.

Пользователи, находящиеся в зоне прямой видимости ЦС, могут принимать сигналы как на индивидуальные абонентские приемные станции, так и на коллективные. При отсутствии прямой видимости прием осуществляется через ретрансляторы.

Характеристики и конфигурация системы определяются в соответствии с необходимым перечнем и объемом предоставляемых услуг. Кроме того, возможна поэтапная установка системы.

Реализация многоканального аналогового (цифрового) телерадиовещания обеспечивается соответствующей подсистемой.

При организации цифровых каналов связи используется комбинированный метод многостанционного доступа: по направлению от БС – временное разделение каналов, по направлению к БС – частотно-временное разделение. Такой метод доступа позволяет производить мультиплексирование разноскоростных потоков.

Для организации сети цифровой телефонной связи используется соответствующая подсистема.

Услуги организации локальных сетей передачи данных, диспетчеризации инженерного оборудования зданий, электронных платежей и торговли, охранной и противопожарной сигнализации обеспечиваются подсистемой передачи данных. При необходимости возможна организация этих услуг в подсистеме цифровой телефонии за счет организации выделенных каналов связи.

Обеспечение доступа в Интернет возможно тремя способами:

1) с использованием подсистемы передачи данных, что обеспечивает скорость обмена до 144 кбит/с;

2) на основе абонентской сети DirectPC, что обеспечивает скорость приема данных до 10 Мбит/с, при этом к ЦС подключается станция приема DirectPC, а к АС подключается модем DirectPC, а обратный канал организуется по существующей телефонной сети либо с использованием подсистемы цифровой телефонной связи;

3) традиционными методами с использованием подсистемы цифровой телефонной связи, что обеспечивает скорость обмена до 56 кбит/с.

Библиографический список

1. Зоркальцев А. В. Проблемы передачи смешанного трафика в широкополосной интегрированной среде // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. № 3. С. 13–28.
2. Тормышов С. А., Баушев С. В., Яковлев А. А. Режимы для широкополосных цифровых сетей интегрального обслуживания // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. № 2. С. 48–61.
3. Универсальный многофункциональный элемент систем обработки информации / В. И. Гордиенко, С. Е. Дубровский, Р.И. Рюмишин и др. // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1998. № 3. С. 12–20.

7. ОРГАНИЗАЦИИ МУЛЬТИМЕДИЙНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

7.1. Цели и задачи, решаемые сетью

В качестве примера применения микроволновых устройств в телекоммуникации приведем данные по мультимедийной сети связи, спроектированной и созданной в ОБК МЭИ.

Система спутниковой связи обеспечивает:

предоставление каналов связи операторам местной, междугородней и международной связи, операторам сетей передачи данных;

предоставление местной, междугородней и международной связи корпоративным пользователям;

быстрое реагирование на возрастающие требования к пропускной способности без перестройки принципов построения сети (*масштабируемость и наращиваемость*);

формирование широкого рынка телекоммуникационных услуг с выходом на массового пользователя, за счет стандартизации технических решений.

Конечными пользователями сети могут быть:

государственные структуры;

операторы междугородней и международной телефонной связи;

интернет сервис-провайдеры (ISP);

– корпоративные пользователи, в том числе – промышленные и сельскохозяйственные предприятия, организации образования и здравоохранения, медицинские учреждения (телемедицина);

– физические лица.

При выборе технических решений, используемых для построения сети, используется критерий минимизации затрат на реализацию сети и минимизации стоимости услуг для конечного пользователя при использовании новых технических решений и услуг как традиционной телефонии, так и услуг, обусловленных возможностями цифровых систем связи и Internet.

Сеть должна наиболее полно использовать уже имеющиеся в настоящее время и планируемые к вводу в ближайшем будущем технические средства.

План ввода в действия технических средств создаваемой сети должен обеспечить оптимальные сроки начала получения доходов от капитальных вложений в реализацию сети.

7.2. Построение сети связи

Система связи состоит из магистральной сети, включающей телепорты спутниковой связи и наземные магистральные линии, и из сети доступа, в состав которой входят терминальные станции спутниковой связи и возможна инфраструктура доступа к ним.

Магистральная сеть образована узлами коммутации, станциями магистральной спутниковой связи, наземных линий связи. Она связывает точки присутствия (Point of Presence – POP) в Лондоне, Москве, Мариборе (Словения) и Шанхае (Китай) (рис. 7.1). Наземная линия связи резервируется спутниковыми каналами связи.

Центральные станции спутниковой связи обеспечивают полносвязную спутниковую сеть. Информативность каждой станции может достигать 45 Мбит.

Центральные станции спутниковой связи оборудуются антеннами диаметром 7–9 м. В качестве коммутационного оборудования используются коммутаторы АТМ, обеспечивающие эффективное сжатие речи, эхокомпенсацию и сигнализацию SS-7 (ОКС-7).

Сеть доступа организована с использованием центральных станций магистральной сети и терминальных (абонентских) станций (рис. 7.2).

Абонентские терминальные станции в спутниковом сегменте подключаются к одной или двум центральным станциям. Типовая схема сети доступа приведена на рис. 7.3.

В местном сегменте сети производится коммутация информационных потоков с последующей раздачей для конечных пользователей. В зависимости от местных условий (количество абонентов, объема трафика и др.) на местной сети могут устанавливаться:

- система подвижной радиотелефонной связи, при необходимости подвижной связи и при числе абонентов до 1000–2000.

- интеллектуальная цифровая телефонная станция АТС-10 – при количестве абонентов более 1000;

В качестве терминальных станций могут использоваться станции спутниковой связи "Славянка" с антеннами диаметром 1,6; 2,4; 3,5 и 4,8 м.

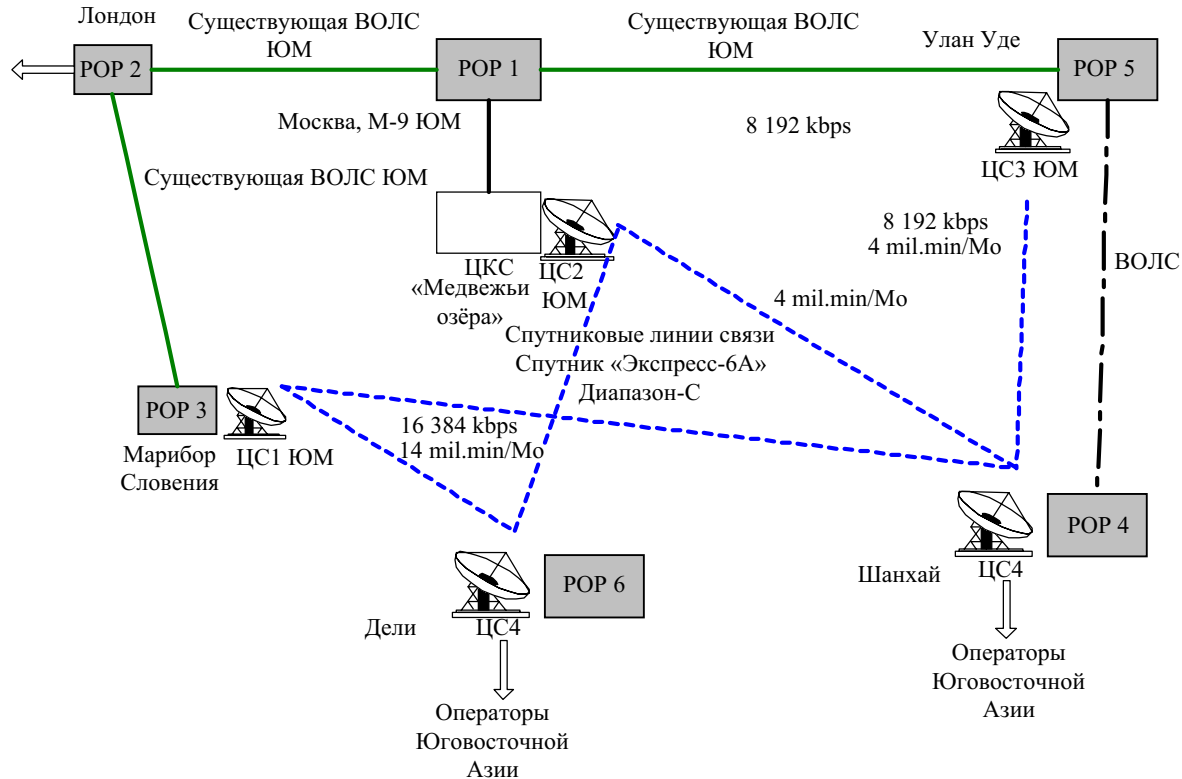


Рис. 7.1. Схема организации связи



Рис. 7.2. Схема сети Московской области

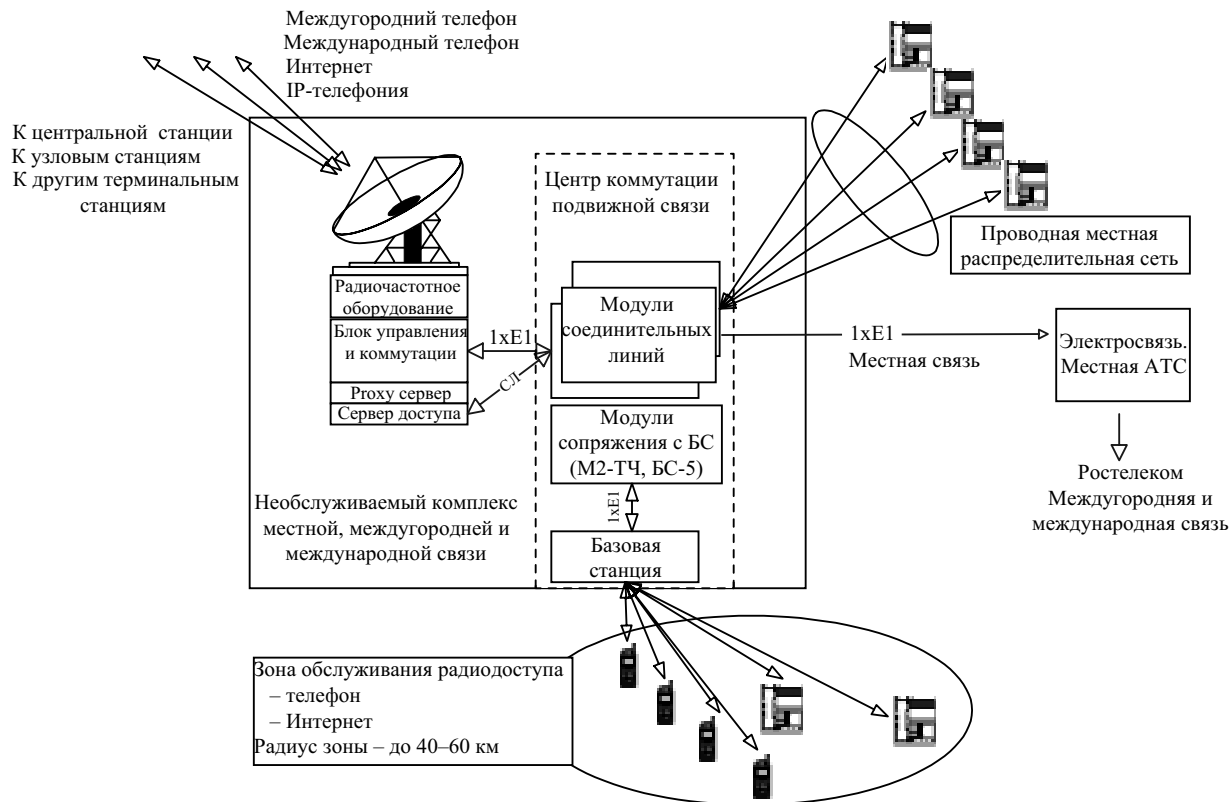


Рис. 7.3. Типовая схема сети доступа на 100–1000 абонентов

В состав терминальной станции спутниковой связи при необходимости могут быть поставлены:

IP-маршрутизатор;

сервер IP-телефонии;

сервер доступа к сети Internet;

прокси-сервер для повышения эффективности спутникового канала связи при передаче IP-трафика.

7.3. Технические средства

Оборудование земных станций

В системе используются станции спутниковой связи "Славянка" производства ФГУП ОКБ МЭИ.

Центральная станция – "Славянка-Ц" установлена на территории ЦКС ОКБ МЭИ. Станция оборудована антенной ТНА-9, с зеркалом диаметром 9 м, рабочий диапазон – С (4/6 ГГц). Может быть наведена на любой геостационарный ИСЗ, видимый из Москвы (рис. 7.4). Возможна установка дополнительных антенн для работы в диапазонах *C* и *Ku*, с диаметром зеркала до 7 м.

Терминальные станции серии "Славянка" строятся по модульному принципу под конкретные требования заказчика и могут быть оборудованы антеннами диаметром от 2,4 до 7,0 м.

В составе станций применяются приемо-передающее оборудование (трансиверы) российского производства (ПО "Исток", г. Фрязино). В качестве каналообразующего оборудования применяются спутниковые модемы западных производителей.

В состав земных станций входит источник гарантированного питания.

Канальное оборудование наземных линий связи

Для организации абонентских окончаний и межстанционных соединений могут использоваться оптоволоконные или медные линии, радиорелейные и открытые оптические линии связи.

На оптических линиях (волоконных и открытых) могут применяться каналообразующие устройства производства ОКБ МЭИ. На отдельных участках может использоваться оборудование радиорелейной связи российского производства (рис. 7.5).



Рис. 7.4. Антенная система ТНА-9 (слева) центральной станции Славянка-Ц

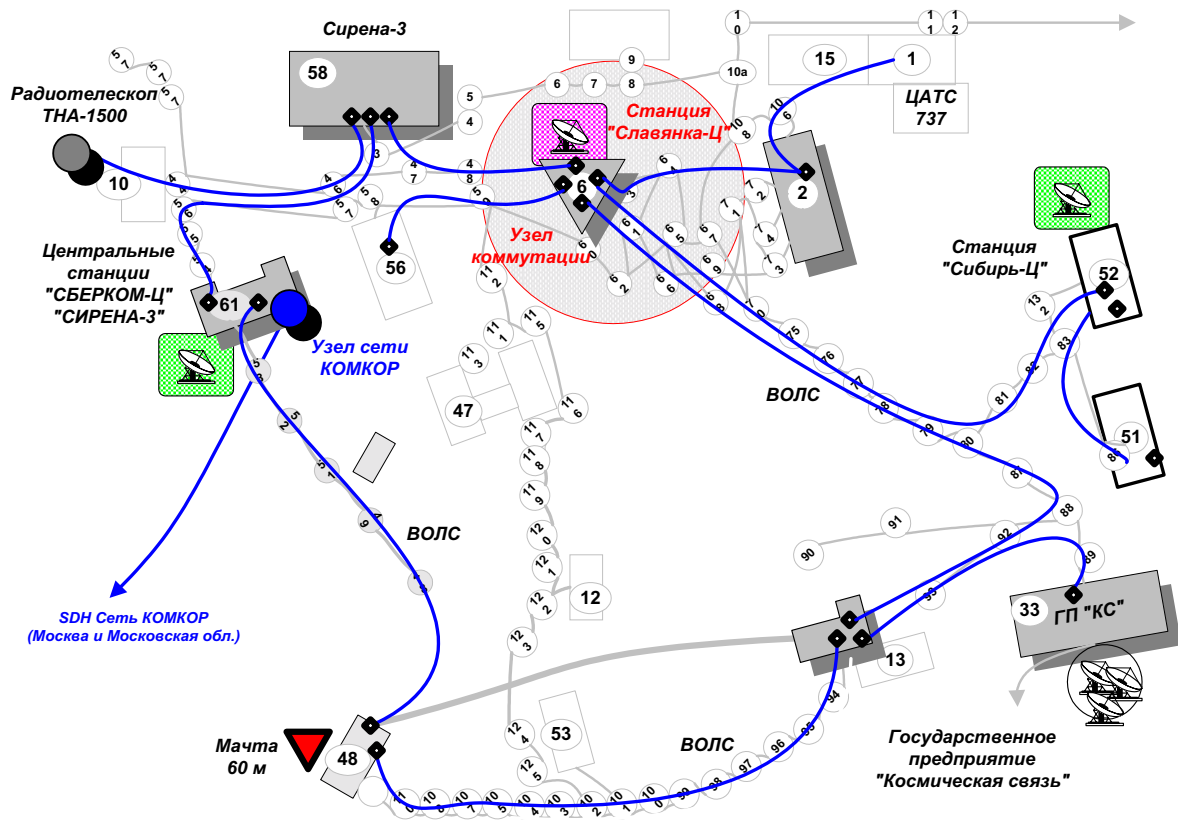


Рис. 7.5. Центр космической связи ОКБ МЭИ, ВОЛС

Оборудование коммутации и компрессии

На каналах сети применяются коммутаторы фирмы Lucent Technologies SA120 или SA1200. Это оборудование позволяет:

производить уплотнение телефонных каналов до 8:1;

поддерживать существующие алгоритмы уплотнения, например G728, что очень важно для пропуска международного трафика; режим переменной скорости передачи (VBR); передачу факсимильных сообщений по стандартным протоколам; эффективную передачу данных в каждом канале; организацию транзита; все существующие системы сигнализации; тарификацию.

Для организации доступа к сети Internet и каналов IP-телефонии используется оборудование фирмы Cisco.

Станции спутниковой связи "Славянка-4,8" (рис. 7.6), "Славянка-3,5" применяются для работы в спутниковой сети связи с центральной станцией "Славянка-Ц" или по схеме точка-точка с аналогичной станцией. Их основные технические характеристики:

диаметр зеркала антенны, м	3,5 или 4,8
мощность передатчика Вт	от 8 до 70
информационная скорость в спутниковом канале, кбит/с	от 64 до 16 384
помехоустойчивое кодирование	Viterbi 3/4, 7/8
интерфейсы	
синхронные	RS422/449, V.35, RS530
Ethernet (IP)	10 Base-T
телефон	FXS/FXO, E&M, E1

Станция не требует постоянного обслуживающего персонала.

Станции спутниковой связи "Славянка-2,4" применяются для работы в спутниковой сети связи "Славянка" с центральной станцией "Славянка-Ц" или по схеме точка-точка с аналогичной станцией.

Основные технические характеристики станций:

диаметр зеркала антенны, м	2,4
мощность передатчика, Вт	от 8 до 25
информационная скорость в спутниковом канале, кбит/с	от 64 до 2048
помехоустойчивое кодирование	Viterbi 3/4, 7/8 Reed-Solomon 188/204



Рис. 7.6. Станция спутниковой связи Славянка-4,8
(установлена в Париже, в штаб-квартире ЮНЕСКО)

интерфейсы

синхронные

Ethernet (IP)

телефон

RS422/449, V.35, RS530

10 Base-T

FXS/FXO, E&M, E1

Беспроводные оптические цифровые комплексы передачи данных обеспечивают обмен информацией через атмосферу при условии прямой видимости между пунктами связи (рис. 7.8).

Станция не требует постоянного обслуживающего персонала.

Основные преимущества и особенности:

являются альтернативными технологиями по отношению к радиорелейным линиям связи;

практически полностью защищены от радио- и электромагнитных помех;

малые габариты аппаратуры и простота операций по установке обеспечивают быстрое и при минимальных затратах развертывание;



Рис. 7.7. Станция спутниковой связи "Славянка-2,4"

применение экологически чистых некогерентных источников излучения обеспечивает полную безопасность для персонала и животных.

Каждый комплекс (БОВ-2М или БОС-ЕМ) состоит из двух комплектов аппаратуры, в которые входят оптический излучатель, оптический приемник и модемный блок.

Основные технические характеристики:

	БОВ-2М	БОС-ЕМ
рабочая дистанция, км	до 1,5	до 1,0
интерфейс, Мбит/с	G703, E1,2,048	Ethernet, 10
оптический излучатель	ОИ-Е1	ОИ-Е



Рис. 7.8. Беспроводные оптические соединители

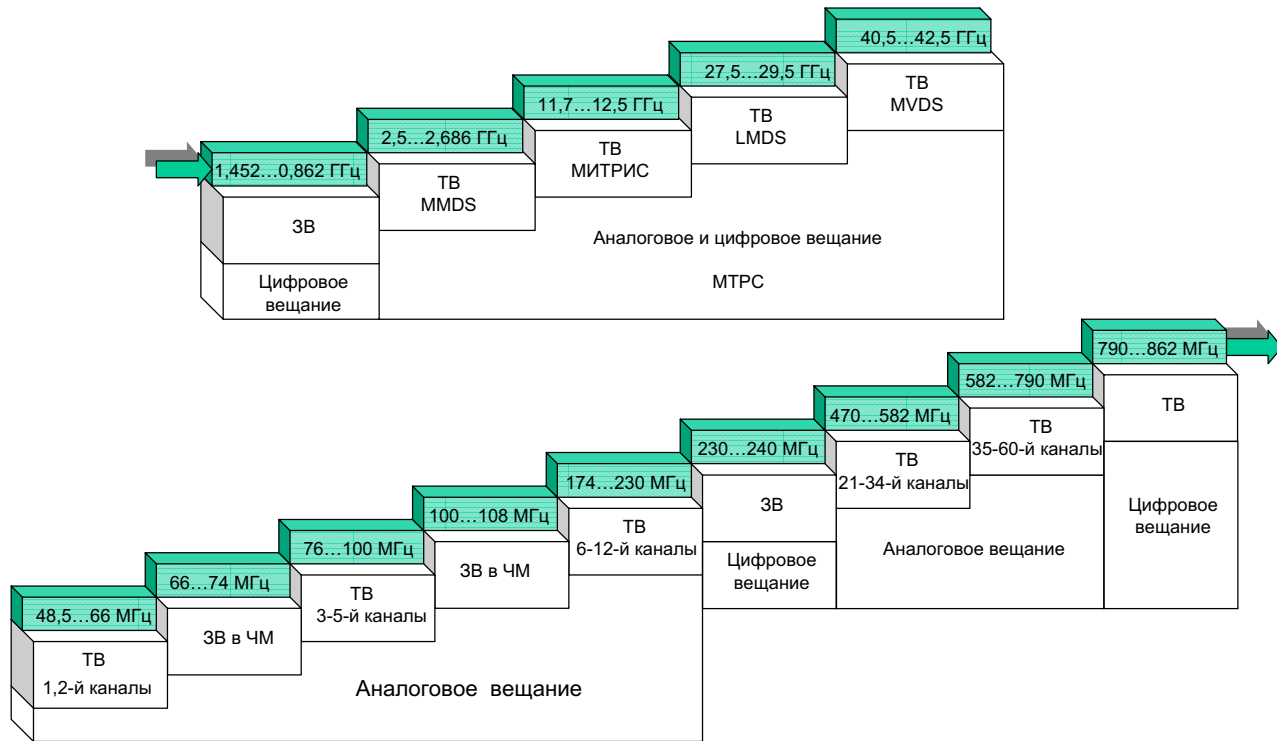
исполнение, масса, кг	Всепогодное, 5,7	Всепогодное, 5,7
оптический приемник	ОП-Е1	ОП-Е
исполнение, масса, кг	Всепогодное, 5,7	Всепогодное, 5,7
модемный блок	МБ-Е1	МБ-Е
исполнение, масса, кг	Для установки в помещениях, 3,7 кг	

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основной чертой развития телекоммуникационных технологий настоящего времени является широкое внедрение эффективных методов обработки и передачи информации. Бурное развитие аппаратно-программных средств цифровой обработки сигналов привело к качественным изменениям в формах, способах и масштабах ее обработки, хранения и передачи. Стало доступным формирование, накопление и передача информации в объемах, которые еще недавно представлялись невыполнимыми.

Особое внимание всегда уделялось доставке абонентам традиционных и новых услуг связи в последнем (наиболее ответственном и дорогостоящем) звене телекоммуникационной сети. Нет сомнения, что в XXI веке вся электросвязь будет полностью цифровой, и темпы ее обновления зависят от решения технико-экономических проблем непосредственной доставки в цифровой форме больших информационных потоков к пользователям, так как сегодня абонентские терминалы в основном аналоговые. В переходный период местные вещательные и распределительные сети должны оптимальным образом сочетать в себе достоинства телерадиоинформационных систем, совместимых и с цифровыми, и с аналоговыми абонентскими терминалами. В качестве такой сетевой структуры наиболее перспективна единая микроволновая эфирно-кабельная многофункциональная сеть абонентского доступа на основе МТРС. При этом практически реализуется концепция единого телерадиоинформационного пространства с микро мощным информационным наполнением эфира и домового слаботочного ввода с передачей в обоих направлениях комплексного информационного наполнения, содержащего десятки аналоговых и цифровых каналов телефонной и документальной связи, сигналы телеконтроля, экстренной связи, административных служб и т. д.

Весь материал учебного пособия, и особенно третья, четвертая, шестая и седьмая главы, убедительно подтверждают высокую перспективность применения МТРС, особенно во взаимосвязи с традиционными вещательными сетями, для наиболее эффективного развития современных телекоммуникаций, улучшения экологической обстановки путем снижения уровня мощности передатчиков и продвижения в более высокочастотную область работы – микроволновый диапазон (см. рисунок).



Распределение частот для наземного телерадиовещания:

ТВ – телевидение, ЗВ – звуковое вещание

МТРС уверенно осваивает информационную инфраструктуру, заполняя ее пробелы и отвечая современному потребительскому уровню качества. Простота и оперативность развертывания, информационная емкость, прекрасное сочетание с имеющимися сетями вещания делают МТРС в настоящее время, пожалуй, наиболее привлекательной структурой для успешного осуществления как коммерческих проектов, так и крупномасштабных правительственных программ по развитию телерадиоинформационных структур государства.

Учебное издание

Михайлов Виктор Федорович,
Нарытник Теодор Николаевич,
Брагин Иван Вениаминович,
Мошкин Владимир Николаевич

МИКРОВОЛНОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Учебное пособие

Редактор *А. Г. Ларионова*
Компьютерный набор и верстка *Н. С. Степановой*

Сдано в набор 17.02.03. Подписано в печать 15.11.03. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 19,64. Усл. кр.-отг. 19,77. Уч.-изд. л. 21,8. Тираж 200 экз. Заказ №

Редакционно-издательский отдел
Отдел электронных публикаций и библиографии библиотеки
Отдел оперативной полиграфии
СПбГУАП
190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67