

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

Факультет инфокоммуникаций

Кафедра инфокоммуникационных технологий

Э. Б. Липкович

**СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА СПУТНИКОВОГО
МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ
И ИНТЕРАКТИВНОЙ СВЯЗИ**

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия
для специальности 1-45 80 01 «Системы и сети инфокоммуникаций»*

Минск БГУИР 2020

УДК 654.197.6(076)

ББК 32.948я73

Л61

Рецензенты:

кафедра лазерной техники и технологии Белорусского национального
технического университета (протокол №4 от 14.02.19);

заведующий кафедрой радио и информационных технологий
учреждения образования «Белорусская государственная академия связи»
кандидат технических наук, доцент Г. И. Мельянец

Липкович, Э. Б.

Л61 Системы и устройства спутникового мультимедийного вещания
и интерактивной связи : учеб.-метод. пособие / Э. Б. Липкович. – Минск :
БГУИР, 2020. – 308 с. : ил.

ISBN 978-985-543-500-7.

Представлены теоретические положения, технические решения и базовые сведения по построению и проектированию систем цифрового спутникового мультимедийного вещания и интерактивной связи.

Предложены математические модели расчетов основных характеристик спутниковых каналов, использующих помехоустойчивое кодирование и многопозиционные виды модуляции. Приведены решения по организации интерактивной спутниковой связи и высокоскоростному доступу к медиаресурсам с подвижных платформ и стационарных VSAT-станций. Изложены методы и средства защиты видеоконтента от его несанкционированного использования и распространения, а также приведена методика расчета электромагнитной совместимости геостационарных спутниковых систем между собой и систем наземных служб.

УДК 654.197.6(076)

ББК 32.948я73

ISBN 978-985-543-500-7

© Липкович Э. Б., 2020

© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2020

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ И ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ	9
1.1. Исходные положения	9
1.2. Модель сети спутникового мультимедийного вещания.....	12
1.2.1. Система цифровой обработки и передачи радиосигналов на спутник	12
1.2.2. Общетехнические характеристики бортового комплекса.....	18
1.2.3. Принципы спутниковой ретрансляции и приема радиосигналов	20
1.3. Геостационарная орбита, ее достоинства и ограничения.....	23
1.4. Рекомендуемые полосы частот для спутниковых радиослужб	27
1.5. Радиотехнические и системные показатели спутниковых ретрансляторов.....	32
1.5.1. Базовые соотношения	32
1.5.2. Оценка характеристик ретранслятора в нелинейном режиме усиления	36
1.5.3. Зоны обслуживания, формируемые спутником	38
2. ОРБИТАЛЬНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ И ТЕХНИКА НАВЕДЕНИЯ АНТЕНН ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ НА ГЕОСТАЦИОНАРНЫЕ СПУТНИКИ.....	42
2.1. Орбитальные показатели	42
2.2. Параметры наведения антенн ЗС на геостационарные спутники	44
2.3. Устройства наведения приемных антенн на геостационарные спутники	49
2.3.1. Опорно-поворотные устройства.....	49
2.3.2. Определение мест установки приемных антенн	55
3. АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ ПРИЕМА СИГНАЛОВ СПУТНИКОВОГО ВЕЩАНИЯ.....	59
3.1. Типы антенн и их технические характеристики	59
3.1.1. Общие положения и требования	59
3.1.2. Однозеркальные прямофокусные антенны.....	61
3.1.3. Офсетные антенны.....	65
3.1.4. Двухзеркальные антенные системы	69
3.1.5. Поляризационные характеристики антенн	70
3.2. Эквивалентная шумовая температура приемной антенны.....	73
4. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ СПУТНИКОВЫХ РАДИОЛИНИЙ.....	77
4.1. Общие положения, исходные соотношения	77
4.2. Ослабление радиосигнала в атмосфере и осадках	80
4.2.1. Потери в спокойной атмосфере.....	80
4.2.2. Прогнозирование потерь мощности радиосигнала в осадках	82
4.3. Потери на радиолиниях из-за неточного наведения антенн ЗС на ИСЗ и несогласованности их поляризаций	89
4.4. Уровни сигналов на входе приемной системы и энергетический потенциал радиолинии ИСЗ-ЗС.....	92
4.5. Определение выходной мощности передатчика земной станции	97
5. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ РАСЧЕТА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ	98
5.1. Исходные положения	98
5.2. Модель расчета помехоустойчивости цифровых систем в отсутствие кодирования.....	98
5.3. Модель расчета помехоустойчивости приема в цифровых системах с многопозиционными видами модуляции и сверточным кодированием.....	104
5.3.1. Алгоритм определения расчетных соотношений.....	104
5.3.2. Оценка эффективности сверточного кодирования	111
5.4. Модели расчета эффективности систем с многопозиционными видами модуляции и блочным кодированием	116

5.4.1. Расчетные модели оценки энергетической эффективности радиоканалов с кодами Рида – Соломона.....	116
5.4.2. Аналитическая модель расчета помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной модуляцией и двоичным блочным кодированием.....	121
6. ПЕРЕДАЮЩИЙ ТРАКТ ЗЕМНОЙ СТАНЦИИ ЦИФРОВОГО СПУТНИКОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ.....	124
6.1. Концепция построения и принципы функционирования.....	124
6.1.1. Подсистема формирования цифровых потоков стандартного и высокого разрешения.....	124
6.1.2. Подсистема цифрового сжатия передаваемых данных.....	129
6.1.3. Подсистема мультиплексирования программ в транспортный поток.....	133
6.1.4. Подсистема помехоустойчивого кодирования и модуляции.....	135
6.1.5. Подсистема радиотракта передачи.....	140
6.1.6. Подсистема мониторинга и управления.....	141
6.2. Передача сервисной информации в транспортном потоке.....	142
6.2.1. Типы таблиц сервисной информации.....	142
6.2.2. Характеристика таблиц сервисной информации.....	143
6.3. Обобщенная модель передающего тракта стандарта DVB-S2.....	145
7. ПРИЕМНЫЕ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОГО СПУТНИКОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ.....	148
7.1. Приемные установки индивидуального пользования.....	148
7.1.1. Состав и базовые принципы построения приемных установок.....	148
7.1.2. Приемная установка с позиционируемой антенной.....	149
7.1.3. Особенности построения приемных установок с фиксированными антеннами.....	151
7.2. Малошумящие конверторы приемных систем.....	154
7.2.1. Типы конверторов и их структура построения.....	154
7.2.2. Общие требования к характеристикам конверторов.....	159
7.3. Типы и характеристики соединительных кабелей.....	161
7.4. Цифровые приемники систем спутникового мультимедийного вещания.....	162
7.4.1. Обобщенная модель цифрового приемника.....	162
7.4.2. Принципы построения приемников профессионального назначения.....	163
7.4.3. Общая характеристика приемников бытового назначения.....	168
7.4.4. Структурная схема и принцип функционирования цифрового приемника.....	171
7.5. Оценка эффективности спутниковых каналов стандартов DVB-S/S2.....	177
8. КОЛЛЕКТИВНЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВОГО ВЕЩАНИЯ.....	181
8.1. Особенности организации коллективного приема.....	181
8.2. Системы коллективного приема спутниковых сигналов с локальным распределением медиаконтента.....	182
8.3. Система спутникового приема и мультисервисного распределения сигналов SMATV A2.....	187
8.4. Станция коллективного приема спутниковых сигналов SMATV A1.....	190
8.5. Головная станция мультисервисной сети с многоканальной трансмодуляцией информационных сигналов.....	194
8.6. Многофункциональные платформы для построения головных станций мультимедийных сетей.....	199
8.7. Система мультисервисного обслуживания для гостиничного комплекса.....	201
8.8. Передающий тракт цифровой распределительной сети стандарта DVB-C2.....	204
8.8.1. Состав тракта и анализ его функционирования.....	204
8.8.2. Оценка эффективности характеристик системы DVB-C2.....	209
8.9. Распределительная сеть интернет-вещания по технологии OTT.....	211

8.10. Характеристика технологий кабельных распределительных сетей.....	214
9. СПУТНИКОВЫЙ ДОСТУП К ИНФОРМАЦИОННЫМ РЕСУРСАМ.....	218
9.1. Принципы организации интерактивной спутниковой связи.....	218
9.1.1. Общие положения и решаемые задачи.....	218
9.1.2. Особенности спутниковых систем интерактивной связи.....	219
9.1.3. Модели построения систем интерактивной спутниковой связи.....	222
9.2. Комбинированная система обмена данными.....	226
9.2.1. Основы построения системы.....	226
9.2.2. Принципы функционирования системы.....	227
9.3. Двухнаправленная передача данных по спутниковым каналам.....	228
9.3.1. Топологии сетей интерактивной связи.....	228
9.3.2. Технология построения интерактивной спутниковой сети.....	230
9.4. Концепция построения и функционирования центральной станции сопряжения...232	
9.4.1. Обобщенная структурная схема станции.....	232
9.4.2. Принципы функционирования центральной станции сопряжения.....	233
9.5. Концепция построения и функционирования спутниковых интерактивных терминалов.....	238
9.5.1. Общие положения и области применения.....	238
9.5.2. Структурная модель спутникового интерактивного терминала.....	240
9.5.3. Алгоритм работы интерактивных терминалов и их характеристики.....	244
9.5.4. Требования к параметрам VSAT-станций.....	249
9.5.5. VSAT-станции на подвижных платформах.....	251
9.6. Гибридная интерактивная сеть связи.....	258
10. ТЕХНОЛОГИИ СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ МЕДИАКОНТЕНТА В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ И ИНТЕРАКТИВНОЙ СВЯЗИ...261	
10.1. Назначение и модель организации системы условного доступа.....	261
10.2. Передающий блок системы условного доступа спутникового вещания.....	264
10.3. Приемный блок системы условного доступа спутникового вещания.....	266
10.4. Системы условного доступа в сетях мультимедийного вещания.....	269
10.5. Условный доступ в интерактивных сетях.....	271
10.5.1. Особенности построения мультисервисной сети IPTV.....	271
10.5.2. Системы защиты контента в IPTV-сетях.....	275
10.6. Защита медиаконтента от копирования и нелегального распространения.....	277
10.6.1. Защита авторских прав по технологии DRM.....	277
10.6.2. Маркирование медиаконтента цифровыми водяными знаками.....	278
11. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ СИСТЕМ СПУТНИКОВЫХ И НАЗЕМНЫХ РАДИОСЛУЖБ.....280	
11.1. Международное регулирование по обеспечению электромагнитной совместимости систем (ЭМС).....	280
11.2. Сценарии взаимного влияния систем спутниковых и наземных радиослужб.....	283
11.3. Электромагнитная совместимость спутниковых сетей, использующих ГО.....	284
11.3.1. Общие положения.....	284
11.3.2. Методика расчета защищенности приемной станции от помех.....	285
11.3.3. Пример расчета электромагнитной совместимости спутниковых систем.....	290
11.4. Электромагнитная совместимость наземных и спутниковых систем.....	293
11.4.1. Методика расчета мешающего влияния ИСЗ на наземные станции.....	293
11.4.2. Пример расчета влияния помех ИСЗ на наземную станцию.....	295
11.4.3. Методика расчета влияния помех наземных станций на ИСЗ.....	296
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....298	
ПЕРЕЧЕНЬ ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....299	
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....302	

ВВЕДЕНИЕ

Современные инфокоммуникационные сети и системы невозможно представить без средств спутникового мультимедийного вещания и интерактивной связи, которые обладают уникальной возможностью охватить информационным обслуживанием огромное число пользователей, находящихся на морских или сухопутных транспортных средствах, в районах с низким развитием телекоммуникационной инфраструктуры или в труднодоступных областях.

Посредством спутниковых технологий решаются такие задачи, как организация многопрограммного телевизионного вещания, обеспечение оперативной связи, высокоскоростной доступ к удаленным медиаресурсам, проведение телерепортажей с мест актуальных событий, контроль за состоянием энергетических и стратегически важных объектов. С помощью спутниковых систем осуществляется централизованное управление технологическими процессами территориально разнесенными на большие расстояния комплексами, морскими и сухопутными средствами гражданского и военного назначения, сбор информации о состоянии окружающей среды и многое другое.

Целью данного учебно-методического пособия является рассмотрение наиболее актуальных для изучения теоретических и технических вопросов по принципам построения и функционирования систем спутникового мультимедийного вещания и интерактивной связи различного назначения, включая методы расчета характеристик подсистем и радиоканалов стандартов DVB-S/S2/S2X.

Данное учебно-методическое пособие состоит из одиннадцати разделов, каждый из которых раскрывает современное состояние и инновационные пути исследований по рассматриваемой теме, выявляет тенденции и проблемы, намечает способы их решения, а также содержит авторские предложения и обобщения. Отдельные материалы пособия, связанные с численной оценкой помехоустойчивости приема, эффективности характеристик каналов и электромагнитной совместимости радиосредств, являются оригинальными и представлены в удобной для проведения подробных аналитических исследований форме. Они базируются на предложенных в пособии математических моделях расчета каналов связи с различными видами кодирования и многопозиционными методами модуляции без необходимости привлечения при расчетах процедур компьютерного моделирования.

В первом разделе обсуждаются способы организации спутникового многоканального вещания, концепция построения отдельных сегментов сети, технические и радиотехнические характеристики систем бортового комплекса космических аппаратов (КА). Рассматриваются варианты ретрансляции сигналов, причины возникновения интермодуляционных продуктов при многосигнальном режиме передачи через бортовой ретранслятор, пути их снижения, а также требования к бортовым антеннам КА для покрытия необходимых зон обслуживания.

Во втором разделе рассматриваются орбитальные показатели спутниковой сети, использующей КА на геостационарной орбите (ГО). Приводятся расчетные модели определения координат наведения земной станции (ЗС) на КА и углов обзора дуги ГО с мест размещения ЗС. Обсуждаются конструкции опорно-поворотных устройств (ОПУ) и порядок расчета мест установки приемных антенн спутникового вещания в условиях плотной застройки жилого массива.

В третьем разделе разбираются конструктивные особенности прямофокусных и офсетных антенн, нормативные требования к их характеристикам в зависимости от назначения и диапазона рабочих частот, причины возникновения шумов на их выходе и вопросы определения эквивалентной шумовой температуры (ЭШТ) в реальных условиях работы.

В четвертом разделе производится теоретический анализ энергетических характеристик спутниковых каналов в условиях спокойной атмосферы и осадков. Оцениваются потери мощности из-за неточного наведения антенн ЗС на спутник и несовпадения плоскостей поляризации антенн передачи и приема на радиолинии. Анализируется энергетический потенциал радиолиний в зависимости от их спектрально-энергетического ресурса и излагается методика расчета выходной мощности передатчика ЗС.

В пятом разделе производится оценка эффективности помехоустойчивого кодирования и декодирования. Рассматриваются предложенные математические модели прямого расчета помехоустойчивости систем с многопозиционными методами модуляции (КАМ-М, ФМ-М, АМ-М, ЧМ-М) и различными видами кодирования (сверточное, Рида – Соломона, блочное) в зависимости от требуемой достоверности приема. Расчетные модели приведены в аналитической форме для каналов с гауссовским шумом и когерентной демодуляцией при использовании жесткого и мягкого декодирований по алгоритму максимального правдоподобия Витерби. На основании полученных соотношений выполнены исследования энергетического выигрыша от кодирования, спектральной, энергетической и информационной эффективностей спутниковых каналов с различными параметрами. Представлен сравнительный анализ расчетных характеристик стандартов DVB-S/S2/S2X с предельными значениями по Шеннону.

В шестом разделе обсуждаются вопросы формирования цифровых потоков видеоданных стандартного и высокого разрешения, средств мультиплексирования, кодирования и модуляции, а также принципы функционирования подсистем передающего тракта земной станции.

Седьмой раздел охватывает вопросы построения и функционирования приемных устройств профессионального и бытового назначения. Отмечается высокая степень интеграции подсистем и интерфейсов на базе технологии «система на кристалле». Анализируются варианты построения приемных установок с перестраиваемой и фиксированной антеннами. Указываются требования к характеристикам малошумящих конверторов и отмечаются возможные способы их реализации.

Восьмой раздел посвящен коллективному спутниковому приему на антенны разнотипных головных станций с доставкой информации в адрес пользо-

вателей по локальным или территориально-распределенным кабельным сетям стандартов DVB-C/C2, а также открытым сетям интернет-вещания по технологии OTT (Over The Top). Анализируется структура и функционирование многоканальных платформ с трансмодуляцией спутниковых сигналов в форматы DVB-T/C/C2, поддерживающие многопозиционные виды модуляции.

Девятый раздел включает материалы организации интерактивной связи и доступа к информационным ресурсам по спутниковым каналам с удаленных стационарных или подвижных радиосредств, оснащенных интерактивными терминалами или малогабаритными станциями. Представляются структурные решения центральной станции сопряжения и интерактивных терминалов и проводится анализ механизмов их взаимодействия. Излагаются особенности организации мобильного режима работы станций через спутники и рассматриваются гибридные сети удаленного видеоконтроля с использованием наземных сетей беспроводного доступа.

В десятом разделе обсуждаются технические средства и способы организации защиты медиаконтента, передаваемого по спутниковым и наземным каналам связи, от несанкционированного использования и нелегального распространения. Предлагаются для изучения наиболее значимые системы условного доступа, использующие карточные и бескарточные решения, алгоритмы криптозащиты и средства защиты авторских прав с использованием водяных знаков.

В одиннадцатом разделе рассматриваются международные требования по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС) спутниковых и наземных радиосредств и излагается методика расчета совместимости спутниковых систем между собой при использовании общих для них частотных диапазонов. Приводятся примеры расчета ЭМС спутниковых и наземных систем.

Автор выражает благодарность магистранту А. А. Серчене за помощь в подготовке учебно-методического пособия к изданию.

1. ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ И ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ

1.1. Исходные положения

Спутниковые системы цифрового мультимедийного вещания служат для однонаправленной передачи сигналов многопрограммного телевидения, радиовещания, данных по подписке, электронной почты, видеорепортажей и другой деловой и технической информации от земных станций (ЗС) на приемное оборудование потребителей через бортовые ретрансляторы космических аппаратов (КА). Спутниковые технологии мультимедийного вещания обладают уникальной возможностью охватить информационным обслуживанием огромное число пользователей, находящихся в зоне покрытия спутником, без ограничений на число приемных станций, мест их размещения, плотность проживания населения и состояние местной телекоммуникационной инфраструктуры [1–4].

С каждым годом спутниковые технологии обретают новые технические и функциональные показатели, существенно повышая пропускную способность систем, качественные характеристики и уровень мультисервисных услуг. Благодаря достоинствам, заложенным в принципах спутниковой ретрансляции сигналов, и низким затратам на подключение потребителей даже в странах с развитыми сегментами телевизионной инфраструктуры (Северная Америка, Европа, Россия и др.) значительная часть населения (около 30 %) использует непосредственный спутниковый прием (DTH – Direct To Home) цифровых программ телерадиовещания и информационных данных (табл. 1.1).

Таблица 1.1

Распределение услуг по видам телевизионного вещания, %

Страны	Виды телевизионного вещания			
	Спутниковое	Кабельное	Эфирное	IPTV
Россия	32,7	35,2	27,3	9
Европа	35,4	27	27	11
Северная Америка	28,5	47	13,7	10,7

Исследования показывают [5], что основные доходы на мировом рынке спутниковой отрасли (телевидение (ТВ), звуковое вещание, фиксированная и подвижная связь, широкополосный доступ к информационным ресурсам, производство и запуск КА) сосредоточены в секторе мультимедийного вещания и составляют 78 %. Причем охват населения спутниковым ТВ-вещанием в таких странах, как Китай, Индия, Индонезия, Бразилия осуществляется с нарастающими темпами, поскольку кабельные технологии в условиях сложного рельефа местности, низкой плотности населения (менее 100 чел/км²) и территорий, состоящих из группы островов, не могут предложить пока более эффективных технико-экономических решений.

Спутниковая отрасль является высокодоходной, поскольку срок эксплуатации космических платформ (КП), составляющий 14...16 лет, более чем вдвое превышает срок их окупаемости. Поэтому многие ведущие спутниковые компании (Echostar и Direct TV (США), Eutelsat SA и SES Global (Европа) и др.) ежегодно увеличивают свой космический потенциал. Благодаря новым подходам к разработке космических аппаратов с узконаправленными антеннами их производительность по отношению к традиционным решениям выросла в десятки и даже сотни раз. Темпы роста спутниковой отрасли составляют в России примерно 15 % в год. Спрос на спутниковую емкость постоянно растет и превышает предложения.

К 2025 г. в России планируется нарастить спутниковую группировку четырьмя высокоэллиптическими КА для организации телерадиовещания, фиксированной и мобильной связи в районах Севера (проекты «Арктика-МС», «Полярная звезда», Nord MediaStar) и семью геостационарными КА нового поколения с повышенной пропускной способностью до 100 Гбит/с для предоставления пользователям больших объемов мультимедийных данных и широкополосного доступа (ШПД) в сеть Интернет. Согласно графику первые КА из них, «Экспресс-80» и «Экспресс-103», планируют вывести на орбиту в 2019 г., «Экспресс-АМУ3» и «Экспресс-АМУ7» – в 2020 г. и «Экспресс-АМУ4» – в 2021 г. Передача видеоматериалов и сигналов многопрограммного телевизионного вещания по спутниковым каналам осуществляется на базе открытых алгоритмов сжатия MPEG-2 и MPEG-4/H.264 AVC стандартного (SD) и высокого (HD) разрешения при использовании технологий DVB-S, DVB-DSNG, DVB-RCS и DVB-S2 [6–11]. Доля спутниковых каналов высокой четкости составляет около 20 % и к 2020 г. превысит вдвое.

Темпы внедрения в спутниковую отрасль нового формата сверхвысокого разрешения UltraHD (UHD) с эффективным алгоритмом видеосжатия HEVC (High Efficiency Video Coding)/H.265, расширенным диапазоном яркости изображения (HDR – High Dynamic Range), повышенной частотой кадров (HFR – High Frame Rate) и иммерсивным звуком Dolby Atmos, моделирующим объемное звучание, остаются пока сдержанными.

Это положение связано с рядом причин. Во-первых, отсутствует должный объем качественного контента. Во-вторых, необходим новый инструментарий и технические средства (видеокамеры 4К в рамках требований Рекомендации МСЭ-R ВТ.2020, комплекты линз, аксессуары и др.) для производства программ 4К. В-третьих, слишком высока требуемая скорость данных на программу (24...30 Мбит/с), что приводит к нехватке транспондерной емкости КА. Кроме того, для просмотра программ в формате UHD необходим телевизор с разрешением 4К (3840×2160 пикселей), способный отображать обогащенное изображение, а также встроенный или внешний модуль с соответствующим видеodeкодером формата HEVC/H.265. Причем для получения заметного эффекта в улучшении качества изображения диагональ экрана телевизора должна превышать 140 см (55 дюймов). В новых моделях телевизоров 4К с целью расширения их функциональных возможностей предусмотрена поддержка различных

HDR-версий (HDR10, Dolby Vision, HLG), технологий аудиокодеков (AAC, AC-3, DTS Express, Dolby AC-4) и сетевых интерфейсов (Bluetooth, Wi-Fi 803.11ac) для беспроводного распределения программ в IP-протоколе на мобильные устройства, находящиеся у пользователей домашних сетей. Сегодня в мире через искусственный спутник Земли (ИСЗ) транслируется около 30 телеканалов UHD для массовой аудитории, кабельных и IPTV-операторов. Созданы достаточно качественные приемные устройства, например, типа RX8200 и DVB-IP карты SE-HEVC компании Ericsson.

Развитие спутникового мультимедийного вещания и мультисервисных услуг в последние годы постепенно смещается из традиционных C- и Ku-диапазонов частот в Ka-диапазон (30/20 ГГц). В Ka-диапазоне больше свободы в получении орбитально-частотного ресурса и выше спектральные и энергетические характеристики трактов за счет использования широкополосных каналов (более 100 МГц) и узконаправленных многолучевых антенн (МЛА) на высокоинформативных спутниках типа HTS (High Throughput Satellites). Благодаря применению МЛА обеспечивается охват территорий и повторное распределение частот по лучам с учетом плотности проживания населения в зонах обслуживания [12, 13].

В широких лучах этих КА организуется пакетная передача ТВ-программ для непосредственного ТВ-вещания, в более узких лучах с шириной $0,6...1,0^\circ$ – обмен информацией, региональная рассылка видео, телерепортажи с мест событий и высокоскоростной доступ к информационным ресурсам. Доставка запрошенной информации в адрес пользователей осуществляется по прямым спутниковым каналам в форматах потокового вещания Multicast или персональной рассылки Unicast. Фильтрация переданных данных на приемной стороне ведется по групповым и персональным IP-адресам или адресам IP-портов, уникальным для пользователей сети. Запрос на требуемую информацию организуется по обратным наземным или спутниковым каналам с использованием интерактивных терминалов или малогабаритных станций типа VSAT (Very Small Aperture Terminal).

Отметим, что технические и функциональные характеристики систем мультимедийного вещания постоянно совершенствуются. В 2014 г. был предложен расширенный вариант стандарта DVB-S2, названный DVB-S2X [14]. В соответствии с рекомендациями этого стандарта предусматривается дальнейший рост пропускной способности и энергетической эффективности спутниковых каналов при организации мобильной связи, телевидения высокой и ультравысокой четкости, широкополосного распределения мультимедийных услуг и доступа к медиаресурсам. Стандартом определены дополнительные виды модуляции (до APSK-256) и значения кодовых скоростей при сохранении эффективных методов кодирования и адаптивного изменения характеристик спутниковых каналов. Все эти решения позволяют обеспечить высокое качество вещания при неблагоприятных условиях приема в зоне обслуживания.

1.2. Модель сети спутникового мультимедийного вещания

1.2.1. Система цифровой обработки и передачи радиосигналов на спутник

На рис. 1.1 приведена структурная схема сети спутникового мультимедийного вещания. В ее состав входят:

- сегмент формирования цифровых пакетов многопрограммного вещания и передачи радиосигналов на спутник;
- сегмент контроля и управления устройствами и подсистемами ИСЗ;
- космический сегмент ретрансляции сигналов бортовым комплексом;
- сегмент приема и распределения информации в адрес пользователей.

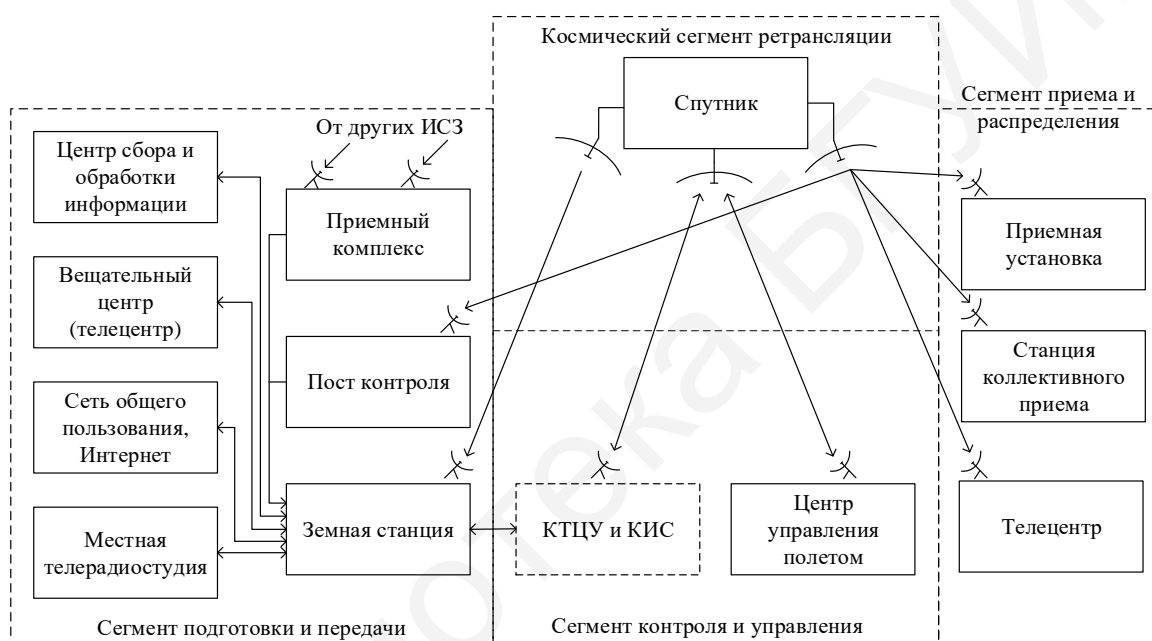


Рис. 1.1. Структурная схема сети мультимедийного спутникового вещания

Базовым звеном в сегменте подготовки цифровых пакетов многопрограммного вещания и передачи радиосигналов на спутник является земная станция. Она обычно вынесена за пределы города и соединена с центрами формирования медиаконтента или вещательными центрами с помощью волоконно-оптических или радиорелейных линий связи. ЗС в большинстве реализаций является приемопередающей, содержит оборудование цифровой обработки и хранения информации, местную телерадиостудию и сопрягается с мобильными и стационарными сетями общего пользования, включая сеть Интернет.

Для наполнения необходимым содержанием всех создаваемых на ЗС каналов передачи дополнительно используется медиаконтент, поступающий от местной телестудии, доставляемый с сети Интернет или приобретенный у независимых производителей ТВ-программ. Значительная часть контента формируется из программ, принятых с других ИСЗ путем их адаптации к формату и

языку вещания. Ряд ТВ-программ, доставленных на ЗС в формате высокой четкости, при необходимости транскодируется в формат стандартной четкости.

В коммерческих ТВ-сетях основная часть рейтинговых программ засекречивается системой условного доступа (CAS – Conditional Access System), которая обеспечивает их безопасную передачу по спутниковым каналам и исключает несанкционированный просмотр видеоконтента на приемной стороне. Для декодирования закрытых программ требуется специальный САМ-модуль с встроенной и оплаченной абонентской картой. Наличие смарт-карт при декодировании в современных моделях приема не всегда обязательно, поскольку могут использоваться бескарточные решения, выполняющие подобные функции. Широкое распространение среди средств шифрования передаваемых программ получили системы условного доступа: Irdeto, Videoguard, Conax, Nagravision, Viaccess, DRECrypt (см. разд. 10).

Поступившая на ЗС мультимедийная информация от различных внешних источников подвергается предварительной обработке для последующего создания цифровых пакетов медиаконтента. Во все формируемые в передающем тракте программы вещания вносятся сообщения от системы условного доступа, служебная и сервисная информация, с помощью которых на приемной стороне осуществляется конфигурация приемника, электронный экскурс по программам, выделение из транспортного потока требуемых сообщений, синхронизация сигналов изображения и звука и другие функции (рис. 1.2).

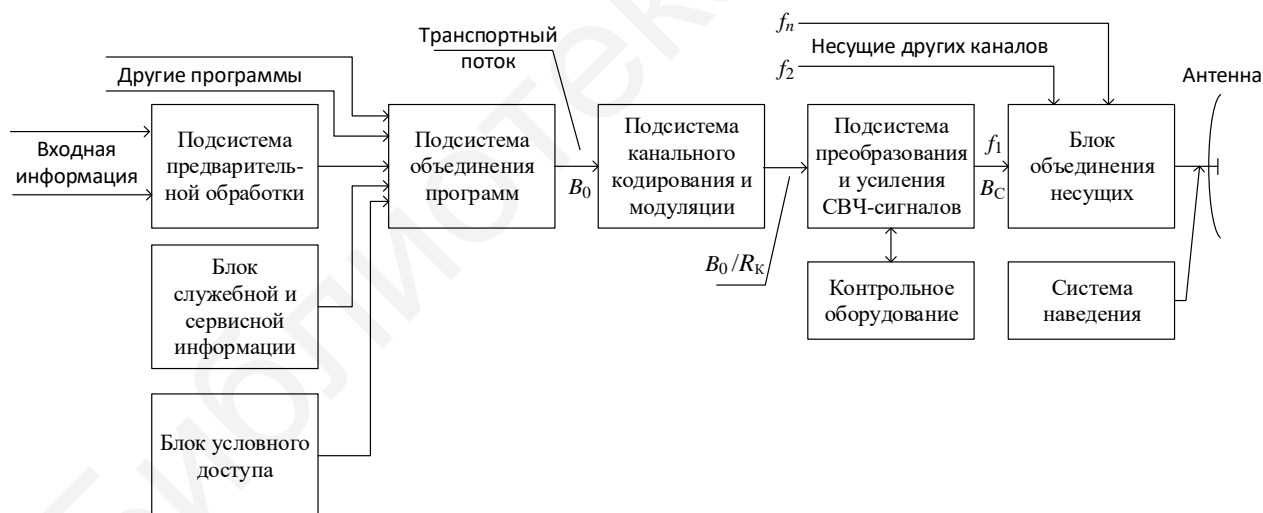


Рис. 1.2. Структурная схема передающего тракта ЗС

Сформированный в подсистеме объединения программ транспортный поток данных со скоростью V_0 подвергается канальному помехоустойчивому кодированию с привлечением процедур скремблирования и перемежения символов.

В процессе скремблирования (рандомизации или перемешивания) формируется псевдослучайный поток данных с практически равновероятным появлением на выходе устройства нулей и единиц. В результате на выходе передат-

чика ЗС обеспечивается равномерный спектр радиосигнала в пределах полосы канала и упрощается на стороне приема выделение тактовой частоты, которая синхронизирует устройства приема. Помехоустойчивое кодирование обычно двухступенчатое с разным типом кодов в каждой ступени для достижения высокой исправляющей способности переданной информации при декодировании на приемной стороне. В частности, стандартом DVB-S регламентируется внешнее кодирование блочным кодом Рида – Соломона (РС) и внутреннее – сверточным кодом (СК). Стандартом DVB-S2/2X регламентируется внешнее кодирование кодом Боуза – Чоудхури – Хоквингема (BCH – Bose Chaudhuri Hocquenghem) и внутреннее – кодом с низкой плотностью проверок на четность (LDPC – Low Density Parity Checking) [6, 9].

Поскольку исправление ошибок при помехоустойчивом канальном кодировании сопряжено с внесением в цифровой поток некоторой избыточности $I = (1 - R_K)$, то эта процедура снижает информационную скорость в заданной полосе частот Δf_K , где R_K – относительная скорость кода, или FEC (Forward Error Correction Code Ratio). Поэтому уровень вносимой избыточности в спутниковые каналы устанавливается оператором сети сбалансированно, с учетом обеспечения требуемой пропускной способности, объема вещания и качества принимаемых сигналов.

Процесс перемежения (перестановки) символов при передаче с восстановлением их порядка следования на приеме позволяет улучшить исправляющую способность декодеров, что особенно важно в присутствии узкополосных помех на радиолиниях, приводящих к группированию ошибок. После операций скремблирования, помехоустойчивого кодирования и перемежения в системах стандарта DVB-S осуществляется квадратурно-фазовая модуляция QPSK с кратностью $m = \log_2 M = 2$. В системах стандарта DVB-S2 при организации многопрограммного цифрового вещания дополнительно рекомендуется 8-позиционная фазовая модуляция (PSK-8 с $m = 3$). При организации двусторонней (интерактивной) связи или внестудийной передачи данных с передвижных репортажных станций на профессиональное оборудование предлагается 16- и 32-позиционная амплитудно-фазовая модуляция (APSK-16 с $m = 4$ и APSK-32 с $m = 5$) [9]. В расширенной версии спецификации DVB-S2X [14] рекомендовано использовать дополнительные форматы модуляции APSK-64, APSK-128 и APSK-256, а также большее число значений кодовых скоростей.

Обычно устройства подсистемы кодирования и модуляции представляют собой единый блок (модулятор), укомплектованный модулями стандартов DVB-S/DSNG, DVB-S2 или DVB-S2X. Например, модулятор VYPER компании TeamCast (Франция) рассчитан на прием транспортных потоков по интерфейсам ASI или IP со скоростью данных от 0,1 до 200 Мбит/с. Он обеспечивает формирование радиосигналов в двух полосах частот: от 50 до 180 МГц и от 50 до 2150 МГц с шагом перестройки по частоте 1 Гц. Выходная мощность радиосигнала регулируется в диапазоне значений от –40 до +10 дБм.

Образованный на выходе цифрового модулятора радиосигнал с фазовой или амплитудно-фазовой модуляцией и символьной скоростью передачи радиопосылок B_C (симв/с) конвертируется с помощью переносчика частоты на соответствующую несущую частоту СВЧ-диапазона. Символьная скорость радиопосылок B_C и величина информационной скорости транспортного потока B_0 , поступающего на кодер в каналах DVB-S и DVB-S2/S2X, связаны между собой следующими соотношениями [3]:

$$B_0 = B_C \cdot \gamma_0 = \Delta f_K \cdot \gamma_0 / b_P = \Delta f_K \cdot \gamma_C, \text{ бит/с}; \quad (1.1)$$

$$\gamma_0^{\text{DVB-S}} = m \cdot R_K = m \cdot R_{PC} \cdot R_{СК}, \text{ бит/симв}; \quad (1.2)$$

$$\gamma_0^{\text{DVB-S2}} = (m \cdot R_{\text{ВСН}} \cdot R_L) / (1 + 80 / K_{\text{ВСН}}) \cdot (1 + 90m / n_L), \text{ бит/симв}; \quad (1.3)$$

$$R_{\text{ВСН}} = K_{\text{ВСН}} / N_{\text{ВСН}} = 1 - (16t / n_L \cdot R_L);$$

$$K_{\text{ВСН}} = n_L \cdot R_L - 16t; \quad R_L = k_L / n_L, \quad (1.4)$$

где Δf_K – ширина полосы спутникового канала, Гц; $\gamma_0 = (B_0/B_C)$ – удельная скорость передачи данных, бит/симв; γ_C – спектральная эффективность спутникового канала, бит/с·Гц; $b_P = \Delta f_K/B_C$ – коэффициент, характеризующий отношение реальной полосы радиоканала к полосе, занимаемой сигналом, или коэффициент потерь в использовании полосы канала $b_P = 1 + \alpha_{СК}$; $\alpha_{СК}$ – коэффициент скругления спектра; R_{PC} , $R_{СК}$ – относительная скорость кодов РС и СК; $R_{\text{ВСН}}$, R_L – относительная скорость кода ВСН и LDPC; $K_{\text{ВСН}}$ – число бит на входе кодера ВСН; t – исправляющая способность кода ВСН; n_L – длина кодового слова (рис. 1.3), равная 64 800 (базовый формат) либо 16 200 (усеченный формат) бит; $R_K = R_1 \cdot R_2$ – относительная скорость составного кода.

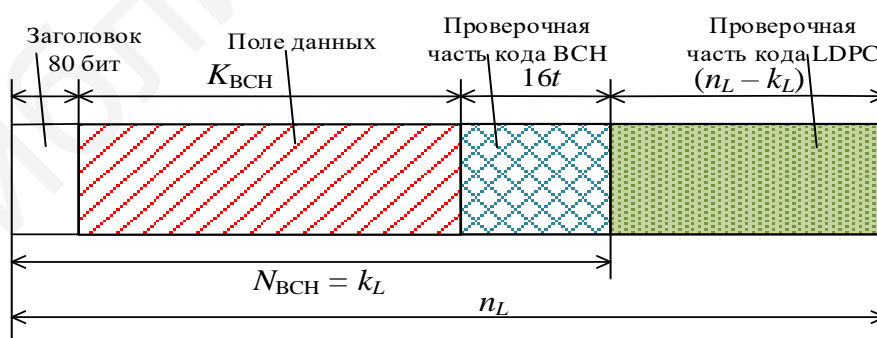


Рис. 1.3. Структура кодового слова по стандарту DVB-S2

Для $n = 64\,800$ бит выражение (1.3) с учетом (1.4) приводится к виду

$$\gamma_0^{\text{DVB-S2}} = m \cdot (R_L - t/4050) / (1 + 5/(4050 \cdot R_L - t)) (1 + m/720), \text{ бит/симв}. \quad (1.5)$$

Знаменатель в формулах (1.3) и (1.5) учитывает потери в скорости передачи информационных данных для каналов DVB-S2/S2X из-за наличия заголовка в поле данных и преамбулы при формировании кадров [9].

В стандарте DVB-S величина коэффициента $\alpha_{СК}$ принята равной 0,35; в стандарте DVB-S2 предложены три возможных значения: 0,25; 0,3; 0,35; в стандарте DVB-S2X рекомендуются значения 0,05; 0,1; 0,15. Чем больше $\alpha_{СК}$, тем меньший уровень потерь вносится в тракт из-за межсимвольных искажений, но при этом ниже пропускная способность канала. При $\alpha_{СК} = 0,35$ вносимые потери в тракт от возникающих искажений составляют около 0,2 дБ. С уменьшением $\alpha_{СК}$ требуется коррекция растущих искажений.

Возможное число ТВ-программ, транслируемых по одному спутниковому каналу стандартов DVB-S/S2/S2X при известной средней скорости данных на программу $B_{П}$, определяется по формуле

$$N_{П} = \text{int} (B_0/B_{П}). \quad (1.6)$$

В табл. 1.2 и 1.3 приведены рассчитанные по формулам (1.1)–(1.5) значения γ_0 , B_0 и $N_{П}$ для каналов DVB-S (модуляция QPSK; $b_P = 1,3$; $R_{PC} = 188/204$) и DVB-S2 (модуляция QPSK и PSK-8; $b_P = 1,2$; $n_L = 64\ 800$) при $\Delta f_K = 36$ МГц и различных кодовых скоростях. Принято, что средняя скорость на ТВ-программу с SD- и HD-разрешением и компрессией MPEG-4/H.264 AVC составляет 2,6 и 8,5 Мбит/с соответственно. На рис. 1.4 представлены зависимости удельной скорости γ_0 от скорости кода R_K для различных видов модуляции системы DVB-S2X.

Таблица 1.2

Значения параметров канала DVB-S при различных $R_{СК}$

$R_{СК}$	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
γ_0 , бит/симв	0,922	1,229	1,383	1,537	1,614
B_0 , Мбит/с	25,355	33,797	38,033	42,267	44,385
$N_{П}$, SD/HD	10/3	13/4	15/4	16/5	17/5

Таблица 1.3

Значения параметров канала DVB-S2 при различных R_L

R_L		1/2	3/5	2/3	3/4	4/5	5/6	8/9	9/10
t		12	12	10	12	12	10	8	8
QPSK	γ_0 , бит/с	0,989	1,188	1,322	1,487	1,587	1,655	1,766	1,789
	B_0 , Мбит/с	29,67	35,65	39,67	44,62	47,62	49,64	52,99	53,66
	$N_{П}$, SD/HD	11/3	14/4	15/4	17/5	18/5	19/6	20/6	21/6
PSK-8	γ_0 , бит/с	–	1,780	1,980	2,228	–	2,478	2,646	2,679
	B_0 , Мбит/с	–	53,40	59,40	66,84	–	74,34	79,38	80,37
	$N_{П}$, SD/HD	–	21/6	23/6	26/7	–	28/8	30/9	31/10

Согласно данным табл. 1.2 и 1.3 при использовании в системах модуляции QPSK одинаковых значений Δf_k и кодовых скоростей $R_{СК} = R_L$ рассчитанные показатели в каналах DVB-S2 выше, чем в DVB-S, что связано с лучшей исправляющей способностью декодера BCH по сравнению с декодером PC и меньшим допустимым значением b_p . В системе стандарта DVB-S2 при использовании модуляции PSK-8 рассчитанные показатели улучшаются примерно в 1,5 раза, что соответствует соотношению между кратностями модуляции m при PSK-8 и QPSK. С уменьшением избыточности в цифровом потоке (увеличении кодовой скорости) пропускная способность спутниковых каналов повышается.

Число создаваемых на ЗС каналов мультимедийного вещания определяется емкостью передающей станции, разрешительными документами на право трансляций, принятой схемой резервирования устройств и систем и составляет от единиц до нескольких десятков. Излучаемые антенной ЗС радиосигналы могут иметь линейную или круговую поляризацию.

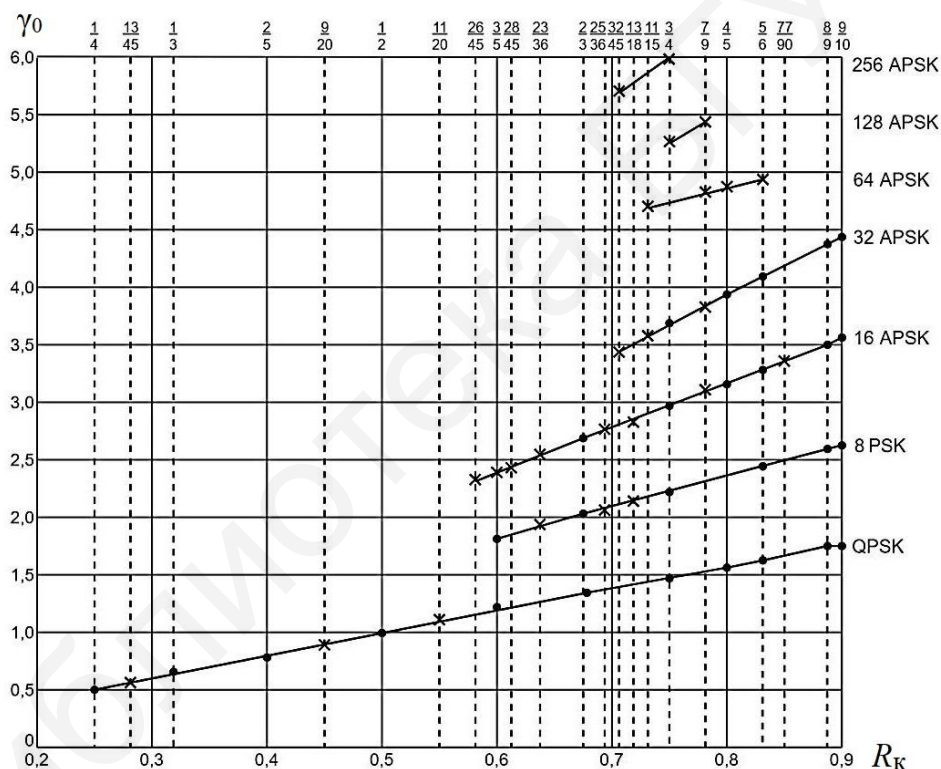


Рис. 1.4. Зависимость удельной скорости от скорости кода

Кроме базового передающего или приемопередающего оборудования на ЗС располагаются средства наведения антенны на ИСЗ, устройства бесперебойного питания (дизель-генераторы, аккумуляторы), средства подогрева антенны против обледенения зеркала, приемный пост контроля качества транслируемых через КА сигналов в зоны обслуживания, блок компенсации потерь мощности на радиоприемах из-за изменения погодных условий и другие устройства [3, 4].

Во многих случаях в состав цифровых пакетов, формируемых на ЗС, добавляются принятые программы и данные от территориально удаленных пунктов, расположенных в различных регионах или даже странах. Доставка этой

информации к месту объединения сигналов осуществляется по наземным либо спутниковым каналам. С 2000-х гг. приобрела известность технология SkyPlex, разработанная организацией Eutelsat. В соответствии с ней на борту ИСЗ осуществляется распаketирование данных радиоствола (ремультимплексирование), в который должны вноситься новые сообщения. Там же производится демодуляция и декодирование радиосигналов, поступивших на спутник от территориально удаленных ЗС. Затем осуществляется объединение требуемой информации в новый общий мультимплекс для передачи. Эта процедура позволяет максимально заполнить полосу спутникового канала данными и повысить эффективность вещания. Вместе с тем технология SkyPlex, базирующаяся на ремультимплексировании цифровой информации на борту, является энергозатратной (около 40 Вт на радиоствол) и вследствие дефицита энергопитания может использоваться на ограниченном числе радиостволов КА.

1.2.2. Общетехнические характеристики бортового комплекса

Конструктивно бортовой комплекс мультимедийного вещания и связи состоит из двух базовых единиц: специализированной космической платформы отечественного или зарубежного производства (Exsperss 1000, Exspress 2000, Eurostar 3000, EADS Austrium, Thales Alenia Space и др.) и модуля полезной нагрузки. Космические платформы создаются под соответствующий класс КА телекоммуникационного, научного, военного и другого назначения. Они содержат систему энергоснабжения, средства терморегулирования и ориентации антенн на требуемые зоны вещания, устройства наведения солнечных батарей на Солнце, блоки пространственной стабилизации и коррекции положения спутника на орбите. Ряд устройств на ИСЗ служит для сохранения его работоспособности в течение длительного нахождения в открытом космосе в условиях высокого вакуума (давление составляет 10^{-19} мм рт. ст.). Модуль полезной нагрузки комплекса включает ретрансляционное оборудование с устройствами контроля и управления всеми его блоками, а также фиксированные и перестраиваемые антенные системы. Масса модуля в среднем составляет 35 % от общей массы спутника, и он потребляет 85 % электроэнергии, доставляемой от солнечных батарей [1].

Для постоянного слежения за функционированием устройств и систем комплекса, а также для оперативного управления их работой в процессе эксплуатации спутника предусматриваются командно-технический центр управления (КТЦУ) и наземная контрольно-измерительная станция (КИС) с аппаратурой телеметрии и контроля. Технический центр управления и КИС представляют собой сложные программно-аппаратные системы, которые отправляют большое число запросных сигналов и команд управления на спутник и ведут обработку огромного числа данных, поступающих от него. Работа КИС осуществляется в автоматическом режиме под контролем оператора, который при нештатных ситуациях берет управление станцией на себя. В состав КИС могут входить средства контроля частотного спектра, уровня внеполосных шумов, ве-

личины излучаемой спутником мощности, уровня интермодуляции и других показателей.

Контроль движения ИСЗ на орбите и его удержание на заданной позиции ведется из центра управления полетом (ЦУП), который может осуществлять слежение за одним или целой группой спутников космического сегмента. Коррекция положения ИСЗ производится на основании данных от КИС, результатов орбитальных измерений, программы полета, текущих расчетов и осуществляется включением по командам с ЦУП плазменных двигателей спутника.

Важнейшими общетехническими показателями бортового комплекса считаются: пропускная способность, срок эксплуатации, стабильность положения на орбите, диапазон рабочих частот, выходная мощность бортовых ретрансляторов, число радиостволов, энергоемкость солнечных панелей и общая масса КА. Все геостационарные спутники используют многоствольный принцип построения и содержат достаточно большое число (40...90 в эквиваленте на полосу радиоствола в 36 МГц) независимых приемопередающих трактов (транспондеров) для ретрансляции радиосигналов в выделенных МСЭ полосах частот. Общая пропускная способность КА в С- и Ку-диапазонах частот обычно составляет 2...3 Гбит/с, в Ка-диапазоне она может превышать 50 Гбит/с и более. В зависимости от массы КА, числа бортовых ретрансляторов (БР) и потребляемой электроэнергии от солнечных батарей (СБ) различают три базовых класса спутников: легкие, средние и тяжелые. Доля последних в мировом космическом сегменте составляет около 50 %. Деление спутников на указанные классы обусловлено различием целевых задач, решаемых на этапах создания, запуска и эксплуатации космических систем. Для снижения затрат на доставку КА в требуемые точки ГО часто спутники легкого класса с массой менее 0,3 т выводят на орбиту вместе с ИЗС среднего класса с массой около 0,6...0,8 т одной ракетой-носителем, реализуя схему попутного запуска. Типовые значения выходной мощности радиостволов вещательных КА составляют 70...120 Вт.

Максимальное число одновременно работающих ретрансляторов на спутнике во многом зависит от суммарной мощности электропитания, получаемой от СБ. Величина этой мощности на вещательных КА составляет 10...15 кВт при площади солнечных панелей 75...90 м² (рис. 1.5).



Рис. 1.5. Спутник с раскрытыми солнечными панелями

Если допустить, что эффективность преобразования мощности источника постоянного напряжения в СВЧ-мощность, излучаемую спутником, равна 30 % и средняя выходная мощность радиоствола – 80 Вт, то на платформе КА можно разместить 30...50 радиостволов. Многие многофункциональные спутники, поддерживающие ТВ-вещание, высокоскоростной обмен информацией и телефонную связь, содержат гораздо большее число радиостволов. Такая возможность объясняется тем, что выходная мощность у связных БР может быть снижена до 8...15 Вт, поскольку на ЗС используется профессиональное оборудование с крупноразмерными антеннами (9...11 м).

Дальнейшее увеличение пропускной способности разрабатываемых КА основывается на повышении электроэнергии солнечных батарей, использовании Ка-диапазона с расширенной полосой частот, применении многолучевых антенн с сотовым покрытием территорий и повторным использованием рабочих частот в разных лучах. Если при создании ячеек СБ вместо кремния применить арсенид галлия (GaAs) с удельной мощностью 160 Вт/кг и удельной массой 1,28 кг/м², то можно получить от СБ около 20 кВт при массе в 125 кг и площади 98 м². В этом случае расчетное число БР на ИСЗ увеличится на 30 %.

Недостаток СБ заключается в деградации их характеристик с ростом срока службы (энергоёмкость снижается на 10...20 % за 20 лет). Для обеспечения электропитанием устройств в периоды нахождения КА в зоне тени Земли на борту располагаются водородно-никелевые или ионно-литиевые аккумуляторные батареи. Их удельная ёмкость составляет 50 и 97 Вт·ч/кг соответственно.

Точность удержания спутника на заданной позиции по долготе не должна превышать $\pm 0,1^\circ$ (соответствует отклонению КА на ГО до 70 км). В новых разработках спутниковых систем серии Intelsat, AsiaSat и др. точность удержания улучшена до $\pm 0,03^\circ$. Средний срок активного существования КА на орбите составляет 14...16 лет. Суммарный вес спутников тяжелого класса определяется подъёмными возможностями ракетной техники и составляет 4...6 т. Стоимость изготовления и вывода КА средней мощности с прозрачной ретрансляцией сигналов на ГО около 180...200 млн дол. Срок окупаемости вложенных затрат на разработку и запуск КА на орбиту составляет около 5...7 лет. Стоимость аренды 1 МГц полосы спутникового радиоканала Ку-диапазона частот – около 2...4 тыс. дол. в месяц. Для высокоинформативных спутников типа HTS Ка-диапазона стоимость аренды в 6...8 раз ниже, что связано с повышенной пропускной способностью каналов связи, предназначенных для работы в этом диапазоне. Например, себестоимость 1 МГц полосы, приведенная к месяцу, для спутников «Экспресс-АМ», «Ямал-402», Intelsat-9 составляет 0,45...0,65 тыс. дол., для спутников класса HTS (Viasat-1, Ka-Sat) – около 60 дол.

1.2.3. Принципы спутниковой ретрансляции и приема радиосигналов

Ретрансляция радиосигналов через спутники осуществляется с использованием различных технологий и технических решений [4, 15]. Преимущественное применение получила технология с прямой (прозрачной) ретрансляцией

радиосигналов при одноступенчатом или двухступенчатом преобразовании входных частот в выходные. Одноступенчатое преобразование по сравнению с двухступенчатым конструктивно проще, поскольку в нем отсутствует перенос входных сигналов на промежуточную частоту, но требуется обеспечить усиление сигналов на частотах приема и передачи в СВЧ-диапазоне.

При прямой ретрансляции радиосигналов с одноступенчатым преобразованием частоты (рис. 1.6) принятые от ЗС радиосигналы на отдельных несущих $f_1 \dots f_n$ разделяются по поляризации в поляризационном селекторе (ПС 1), проходят через входной широкополосный полосовой фильтр (ПФ 1), усиливаются в малошумящем усилителе (МШУ 1) и конвертируются в преобразователе частоты (ПрЧ) в частоты передачи ($f'_1 \dots f'_n$), которые обычно ниже частот приема. Входной ПФ1 пропускает все полезные радиосигналы, прошедшие через ПС 1 с одной из поляризаций, и защищает МШУ от попадания на его вход излучений от передающих антенн Ан 2 и Ан 3 ретрансляторов.

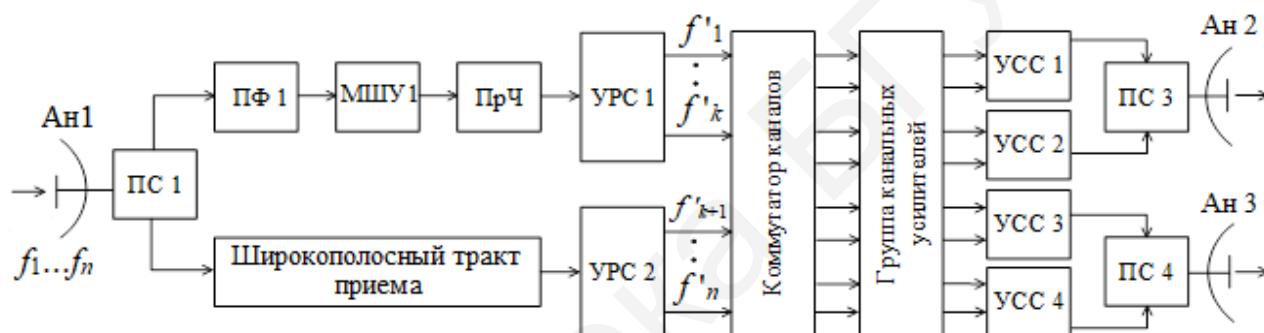


Рис. 1.6. Упрощенная структурная схема бортового комплекса с прямой ретрансляцией сигналов

Для обеспечения устойчивого режима ретрансляции сигналов необходимо, чтобы ослабление сигналов передачи в тракте приема превышало усиление ретранслятора. Это требование обычно выполняется благодаря существенному различию частот передачи и приема. При этом важно, чтобы МШУ вместе с ПФ1 обеспечивали низкий коэффициент шума приемного широкополосного тракта (1,5...2,5 дБ) и усиление в 40...50 дБ. Конструктивно ПФ, МШУ и ПрЧ объединены в общий тракт приема, который выполняется по гибридной микроволновой технологии.

В устройствах разделения сигналов (УРС), построенных на СВЧ-фильтрах и циркуляторах, осуществляется селективное выделение преобразованных радиосигналов для их доставки на коммутатор каналов (КК) и на группу канальных усилителей (КУ). В каждом КУ реализуется предварительное усиление радиосигналов в требуемой полосе частот (например, 36 МГц), коррекция характеристик тракта передачи, фильтрация внеполосных и побочных составляющих спектра, предыскажения, автоматическая и принудительная регулировка уровня сигнала на входе мощного каскада усиления и линейаризация его амплитудной характеристики (АХ). В соответствии с планами частот для спутниковых радиолиний в коммутаторе каналов производится перераспреде-

ление несущих частот от УРС по направлениям излучений и их объединение в требуемые группы в устройствах сложения сигналов (УСС). Объединенные в УСС группы радиосигналов поступают на соответствующие поляризационные селекторы ПС 2 и ПС 3 и передающие антенны Ан 2 и Ан 3. Число и тип антенных систем, задействованных на конкретном КА, определяются емкостью бортового комплекса, числом зон обслуживания и решаемыми задачами. Например, космический аппарат тяжелого класса «Экспресс-АМ7» (выведен на орбиту 25 марта 2015 г. в точку стояния 40° в. д.) содержит 80 ретрансляторов С-, Ku- и L-диапазонов частот и восемь антенных систем, две из которых переадресуемые для изменения направлений излучений при изменении договорных условий на аренду.

Общее усиление типовых ретрансляторов составляет 120...140 дБ, из них 40...45 дБ обеспечивает МШУ, 40...50 дБ – предварительный усилитель КУ и 40...45 дБ – мощный выходной каскад КУ, выполненный на лампе бегущей волны (ЛБВ) или на нитрид-галлиевых (GaN) транзисторах с суммированием мощностей. Усилители на ЛБВ обладают достаточной широкополосностью (около 15 % от центральной частоты), высокими значениями выходной мощности (150...250 Вт) и промышленного КПД (около 70 %). Однако они требуют высоковольтных источников питания, и им присущи существенная нелинейность АХ в режиме, близком к максимальному усилению, а также зависимость фазы сигнала от уровня мощности, что приводит к заметным искажениям усиливаемых сигналов и переходным помехам в многосигнальном режиме. В твердотельных усилителях СВЧ-мощности значения питающих напряжений заметно ниже, чем при использовании ЛБВ, надежность работы устройств выше и АХ мощного каскада ближе к линейной. Тем не менее у них низкая по отношению к необходимому значению величина выходной мощности (около 20...30 Вт в Ku-диапазоне), и требуется суммирование мощностей отдельных усилителей. Обычно сложение сигналов осуществляется по двум схемам: путем суммирования мощностей отдельных устройств на общей нагрузке и путем сложения энергии в пространстве за счет подачи мощности источников сигналов на облучатели фазированной антенной решетки (ФАР).

Для безотказной работы всех функционально важных устройств полезной нагрузки спутника в течение расчетного срока его эксплуатации используется резервирование основных блоков и подсистем (на рис. 1.6 не показаны) с возможной их заменой по командам с Земли.

Другая технология построения бортовых ретрансляторов предполагает дополнительную обработку входных сигналов на борту спутника, которая реализована на КА Intelsat-14 (45° з. д.), Eutelsat-3В (3° в. д.), Ka-Sat (9° в. д.), Nylas-3 ($22,5^\circ$ в. д.) и др. Она может включать операции демодуляции и демультимплексирования потоков для перепакетирования состава программ, процессорного управления параметрами и режимами передачи, высокоскоростной коммутации лучей при использовании многолучевых антенн (МЛА) и др. Применение данной схемы позволяет не только повысить функциональность систем вещания, снять проблемы, возникающие при ретрансляции сигналов в режиме насыщения КУ,

снизить влияние шумов БР на приемное оборудование ЗС за счет полной регенерации сигналов на борту, но и осуществить требуемую топологию построения сети при организации интерактивной связи (см. разд. 9).

Вместе с тем реализация этой схемы ретрансляции существенно усложняет бортовое оборудование, ядром которого является процессорный блок, увеличивает энергетические и финансовые затраты, особенно если используются приемные и передающие ФАР. Поэтому технология с обработкой и коммутацией сигналов на борту КА чаще всего имеет усеченный формат применения и распространяется на ограниченное число радиостволов, которые служат для интерактивной связи и высокоскоростного обмена данными. Примером дополнительных издержек на реализацию процессорной обработки сигналов на борту может служить КА Amazonas-1, у которого на четыре радиоствола с процессорным управлением требуется блок с массой 20 кг и потребляемой энергией 130 Вт.

Прием транслируемых сигналов с ИСЗ производится на профессиональное оборудование телецентров, головные станции (ГС) кабельных, ОТТ и IPTV-сетей, станции подвижных транспортных средств, а также приемные установки (ПУ) индивидуального и коллективного пользования. Доставка контента с профессионального оборудования и головных станций к потребителям осуществляется по эфирным и кабельным распределительным сетям (КРС). При индивидуальном (непосредственном) приеме сигналов с ИСЗ используются различного типа установки с антеннами относительно малого диаметра (0,6...1,2 м). Антенны ПУ либо жестко фиксируются в направлении на заданный спутник, либо имеют возможность перестройки на другие ИСЗ с помощью электроприводов и опорно-поворотных устройств (ОПУ).

1.3. Геостационарная орбита, ее достоинства и ограничения

Под спутниковой орбитой понимается траектория движения космического аппарата в околоземном пространстве в плоскости, проходящей через центр Земли. Доминирующее применение для организации спутникового вещания и интерактивной связи получила круговая геостационарная орбита (ГО), которая находится в плоскости экватора Земли (рис. 1.7) и удалена от ее центра на расстояние

$$r_0 = \left(\Gamma \cdot M \cdot T_0^2 / 4\pi^2 \right)^{1/3}, \text{ м}, \quad (1.7)$$

где r_0 – радиус геостационарной орбиты, равный 42 157 км; M – масса Земли, равная $5,974 \cdot 10^{24}$ кг; Γ – постоянная гравитации, равная $6,672 \cdot 10^{-11}$ Н м²/кг²; T_0 – период обращения спутника вокруг Земли, равный 23 ч 56 мин 04 с (86 164 с).

Выражение (1.7) получено на основании того, что на данной орбите сила гравитации F_Γ , притягивающая спутник к поверхности Земли, и центробежная сила F_Π , действующая на него, уравновешены, т. е. $F_\Gamma = F_\Pi$:

$$F_\Gamma = \Gamma \cdot M \cdot m / r_0^2, \text{ Н}; \quad F_\Pi = m \cdot V^2 / r_0, \text{ Н}, \quad (1.8)$$

где m – масса КА, кг; V – радиальная скорость КА на орбите $(2 \cdot \pi \cdot r_0) / T_0$, м/с; $\Gamma \cdot M = 3,986 \cdot 10^{14}$ – постоянная Кеплера, $\text{м}^3/\text{с}^2$.

Высота геостационарной орбиты относительно поверхности Земли следующая:

$$H = r_0 - R_3 = 35\,786 \text{ км}, \quad (1.9)$$

где R_3 – усредненный радиус Земли, равный 6 371 км.

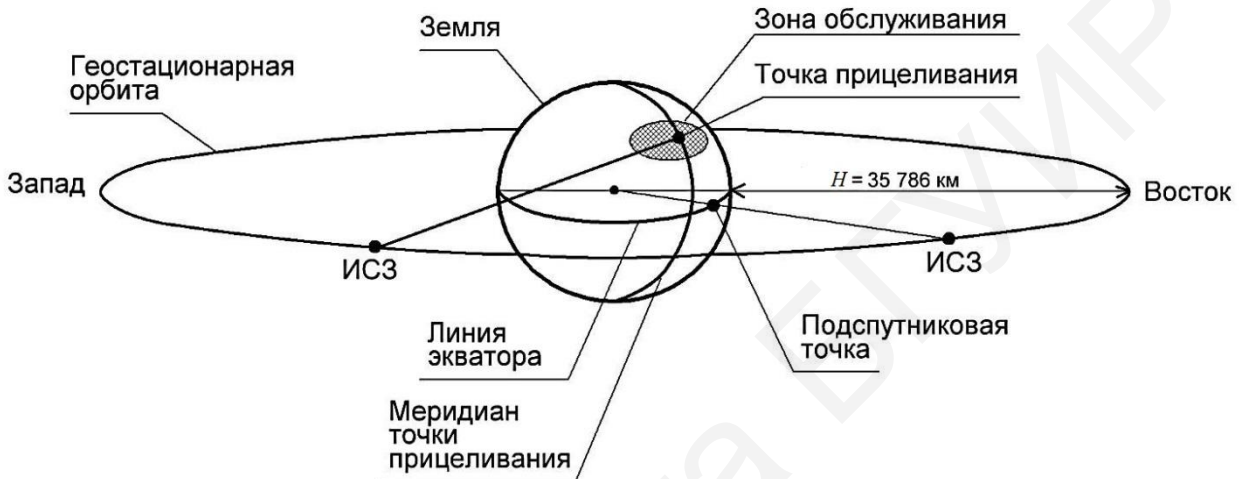


Рис. 1.7. Схема расположения геостационарной орбиты относительно Земли

При строгом подходе к оценке положения спутника в пространстве в течение всего срока его эксплуатации следует учитывать ряд дестабилизирующих факторов и возмущающих сил, таких, как несферичность Земли, асимметричность ее гравитационного поля (ввиду неравномерного распределения массы Земли), давление на КА солнечного света, гравитационное влияние Луны и Солнца. Однако эти факторы, приводящие к изменению наклона плоскости орбиты относительно экваториальной (на $0,86^\circ$ в течение года) и ее формы относительно круговой, при общем рассмотрении характеристик систем вещания и связи не принимаются во внимание, поскольку используется коррекция положения КА в пространстве. Коррекция его положения производится периодически в направлениях восток – запад (для исключения смещения по долготе) и север – юг (для исключения дрейфа наклона орбиты) по командам с Земли путем включения маломощных реактивных двигателей спутника. Для их работы предусматривается запас топлива на борту, объем которого во многом определяет срок службы КА.

Уникальность геостационарной орбиты заключается в том, что все КА, находящиеся на ней, движутся по инерции с радиальной скоростью, равной 3,064 км/с, не требуя расхода топлива. Перемещаясь с запада на восток, они для наземного наблюдателя кажутся неподвижными, поскольку угловые перемещения в пространстве Земли и спутника (ввиду равенства периодов их обращения)

совпадают. При этом любая точка на экваторе земной поверхности имеет скорость в 6,6 раз меньшую, чем КА на ГО. Благодаря синхронному перемещению КА и ЗС (с учетом коррекции его положения на ГО) обеспечивается круглосуточный прием радиосигналов на неперестраиваемые антенны при стабильном входном уровне и практически незаметном доплеровском сдвиге частоты.

С помощью трех равноудаленных КА на ГО можно охватить вещанием до 95 % поверхности Земли (за исключением районов выше $81,3^\circ$ северной и южной широт). При этом средний радиус зоны покрытия спутником с центром в подспутниковой точке составляет около 8 тыс. км. Для рационального расхода выходной мощности ретранслятора часто спутниковое вещание осуществляется в зоны с меньшими размерами покрытия, которые определены при проектировании и международной координации взаимодействующих систем.

С точки зрения радиационного воздействия жесткого излучения Солнца на оборудование ИСЗ данная орбита находится в благоприятной зоне между вторым (удален на 13...18 тыс. км) и третьим (удален на 55...75 тыс. км) радиационными поясами Ван-Аллена. Эти пояса представляют собой пространственные зоны заряженных частиц, удерживаемые магнитным полем Земли. Пояса были обнаружены и изучены в процессе исследований ближнего космоса первыми космическими аппаратами. Уровень радиационного воздействия на работу геостационарных КА считается незначительным и специальных средств защиты электронного оборудования полезной нагрузки не требуется.

Большая удаленность орбиты от поверхности Земли увеличивает затраты на создание и запуск спутника, приводит к существенной временной задержке сигналов при их передаче ($t_3 = 2r/c = 0,24...0,28$ с, где $c = 3 \cdot 10^5$ км/с – скорость распространения радиосигнала) и к значительным потерям передаваемой мощности (свыше 205 дБ в диапазоне частот 11...12 ГГц). Временная задержка сигналов при однонаправленной передаче ТВ-программ пользователям не оказывает влияния на характеристики приема, но вызывает проблемы при организации двусторонней радиосвязи. Наличие энергетических потерь на радиолиниях обычно компенсируется соответствующим выбором радиотехнических показателей устройств космического сегмента и приемопередающего оборудования земных станций.

Вследствие уникальности ГО ее отдельные участки перегружены связными и вещательными КА в С- и Ku-диапазонах частот. Их общее число в настоящее время превышает 260 и основную долю составляют КА США и Европы. Процесс получения заинтересованными странами новых позиций на ГО регламентируется международными конвенциями, соглашениями и требованиями, основанными на заявочных (координационных) и плановых принципах распределения орбитально-частотного ресурса (ОЧР) [16]. В этом направлении Международным союзом электросвязи (МСЭ) разработан комплекс правил и процедур, необходимых для их выполнения при оформлении документов на право развертывания спутниковых систем вещания и связи с предполагаемых позиций.

Получение ОЧР по координационному принципу связано с большими временными и финансовыми затратами, поскольку необходимо выполнить предварительную публикацию, координацию и регистрацию всех материалов на заявляемую систему (см. разд. 11). При этом нет надежных гарантий в положительном решении вопроса по заявке. Тем не менее заинтересованность стран в получении новых позиций и частот высока, несмотря на ограниченный срок (до семи лет) выполнения всех положений регламента радиосвязи, подготовки и вывода спутника на орбиту. Например, в Бюро радиосвязи МСЭ от таких стран, как США, Франция, Китай и Россия, подано по несколько сотен заявок на получение ОЧР.

Сдерживающим фактором повышения эффективности использования орбиты путем увеличения числа КА является рост мешающего влияния на прием сигналов от спутников с близкими на ГО позициями, которые охватывают обслуживанием одни и те же регионы и работают в совпадающих диапазонах частот. Согласно требованиям Регламента радиосвязи минимальное угловое разнесение КА фиксированной спутниковой службы (ФСС) не должно быть меньше $2...3^\circ$, а для радиовещательной спутниковой службы (РСС) – не менее 6° [17]. Принятые значения углового разнесения позиций КА можно считать компромиссным условием между плотностью их размещения на орбите и уровнем создаваемых помех наземным системам с относительно невысокой пространственной избирательностью приемных малоразмерных антенн. Очевидно, что простое сокращение углового разнесения между КА ведет к необходимости увеличения размеров и стоимости приемных антенн пользователей.

При организации трансляций с геостационарных КА применяют различные способы разделения каналов, сочетая частотную, пространственную и поляризационную селекцию радиосигналов. Благодаря передаче близких по частоте радиосигналов с ортогональной поляризацией волн практически вдвое увеличивается число каналов в выделенной Регламентом радиосвязи полосе частот. Необходимым условием независимого приема радиосигналов с ортогональной поляризацией является превышение уровня кроссполяризационной развязки сигналов над требуемым защитным отношением на входе приемной системы. С учетом реальных характеристик антенн и поляризационных селекторов, установленных на входах приемных устройств, это условие обычно выполняется для используемых видов модуляции.

Среди перспективных направлений повышения плотности размещения КА на ГО и эффективного использования орбиты следует считать переход к системам Ка-диапазона (20/30 ГГц) частот, допускающим снижение ширины диаграммы направленности (ДН) антенн, пропорционально отношению сравниваемых частот. При сохранении размеров антенн в Ка-диапазоне их усиление возрастает пропорционально квадрату отношения частот.

Для увеличения объема трансляций с ГО в требуемую зону обслуживания и повышения надежности доставки информации пользователям часто в окрестности зарегистрированной позиции размещается группа (кластер) спутников одной компании. С целью снижения помех со стороны группы КА на приемные

антенны пользователей вещание с каждого из них ведется на разных частотах или с разной поляризацией волн. Чтобы предотвратить столкновение спутников внутри кластера и удержать их стабильное положение на ГО, предусматриваются средства круглосуточного контроля и коррекции их позиций с центра управления полетом (ЦУП). Способ кластерного размещения КА на орбите позволяет также обеспечить экстренную замену вышедших из строя радиостволов одного из спутников на резервные стволы другого. Однако такая возможность резервирования для спутникового оператора может считаться затратной, поскольку резервная емкость в ряде случаев простаивает и не приносит прибыли.

1.4. Рекомендуемые полосы частот для спутниковых радиослужб

Распределение полос частот между различными спутниковыми службами осуществляет Международный союз электросвязи (МСЭ). Основным международным документом, регламентирующим использование полос частот, является Регламент радиосвязи [17], в котором содержится Международная таблица распределения частот (МТРЧ) между радиослужбами, а также технические указания и правила регистрации частотных присвоений в Бюро радиосвязи МСЭ. Полосы частот определены с учетом направления передач, вида службы, используемого типа орбит и района обслуживания.

Традиционно прием и передача спутниковых сигналов осуществляется на существенно разных частотах. Причем значения частот на радиолинии ЗС-ИСЗ (линия вверх) обычно выше, чем на радиолинии ИСЗ-ЗС (линия вниз). Это положение объясняется тем, что с ростом частоты увеличиваются потери радиосигналов на пути распространения, которые легче компенсировать за счет увеличения выходной мощности передатчика ЗС, а не бортового ретранслятора. Распределение полос частот в Регламенте радиосвязи осуществляется не для отдельных конкретных систем, а для определенных радиослужб, объединяющих группу систем интерактивного обмена информацией либо мультимедийного вещания по их целевому назначению.

Ниже приведены рекомендуемые Регламентом радиосвязи полосы частот для систем фиксированной (ФСС) и радиовещательной (РСС) спутниковых служб С- (4/6 ГГц), Ku- (11/14 и 12/18 ГГц) и Ka- (20/30 ГГц) диапазонах частот для направлений передач ИСЗ-ЗС (рис. 1.8) и ЗС-ИСЗ (рис. 1.9).

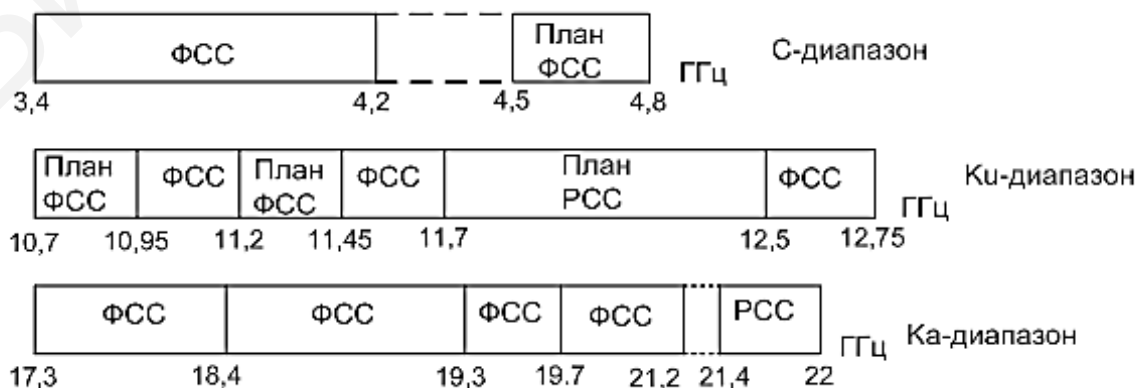


Рис. 1.8. Распределение частотных полос для радиолиний ИСЗ-ЗС

Представленные значения частот соответствуют МТРЧ для района 1, который включает Европу, Африку и территории стран бывшего СССР. На основе МТРЧ создаются региональные и национальные таблицы распределения частот, которые чаще всего незначительно отличаются от международной, что связано с необходимостью соблюдения ЭМС между спутниковыми системами разных стран.



Рис. 1.9. Распределение частотных полос для радиолиний ЗС-ИСЗ

С учетом существующих потребностей в изменении радиочастотного ресурса для спутниковых и наземных служб полосы частот МТРЧ могут пересматриваться на Всемирных конференциях радиосвязи (ВКР), проводимых с интервалом в четыре года. Например, на конференции ВКР-2015 рассматривался вопрос об использовании полосы С-диапазона для мобильных сетей 5G. Однако претензии сотовых операторов на этот диапазон были отклонены.

Выделенные для ФСС полосы радиочастот делятся на две группы:

- неплановые, использование которых возможно при выполнении процедур предварительной публикации и международной координации между системами;
- плановые, в пределах которых гарантируется доступ к закрепленной орбитальной позиции.

Полосы частот для ФСС 6,7...7,05 ГГц; 10,7...11,7 ГГц; 12,5...12,75 ГГц; 17,7...18,4 ГГц и 19,3...19,7 ГГц могут использоваться в обоих направлениях передачи радиосигналов на спутниковых радиолиниях.

Неплановые полосы частот ФСС предназначаются для организации международных, региональных и национальных сетей связи и вещания с земными станциями, расположенными в фиксированных пунктах. По этим сетям с определенной свободой в выборе спутниковых параметров могут передаваться различные виды информации: телефония, телевидение, широкополосные сообщения, данные сети Интернет и другие приложения.

Плановые полосы рекомендуемых частот ФСС в С- (4,5...4,8 ГГц – линия вниз и 6,725...7,025 ГГц – линия вверх) и Ku-диапазонах (10,7...10,95 ГГц и 11,2...11,45 ГГц – линия вниз и 12,75...13,25 ГГц – линия вверх) предусматри-

вается использовать для организации национальных спутниковых систем. Значения позиций ИСЗ на ГО и технические характеристики этих систем определены на Всемирной административной конференции радиосвязи ВАКР-88 и уточнены на ВКР-7 в 2007 г. со сроком действия 20 лет. За каждой создаваемой спутниковой системой закрепляется вся выделенная полоса частот в 800 МГц С- и Ku-диапазонов без ограничений на ширину радиоканалов, используемый метод модуляции и вид поляризации радиосигналов. Общие положения, процедуры, технические параметры и критерии Плана ФСС изложены в приложениях 30, 30А, 30В к Регламенту радиосвязи [17].

Полосы частот 11,7...12,5 ГГц (линия вниз) и 17,3...18,1 ГГц (линия вверх) распределены Регламентом радиосвязи на плановой основе для радиовещательной спутниковой службы (в 1977 г.). Этот план для района 1 пересмотрен в 2000 г. на ВКР-2000. В соответствии с Планом РСС большинству стран мира определены конкретные частотные присвоения (в основном по десять радиоканалов на позицию КА), орбитальные точки на ГО и стандартные технические параметры для развертывания национальных спутниковых систем. Российской Федерации с ее огромной территорией выделено по 16 радиоканалов в позициях 36, 56, 86, 140° в. д. и 10 радиоканалов в позиции 110° в. д. [17].

Полосы частот, выделенные РСС, предназначаются для систем непосредственного спутникового вещания (НСВ) при условии прямой доставки программ и данных на приемные установки индивидуального и коллективного пользования. Области частот на радиолиниях вверх и вниз Ku-диапазона разделены на 40 радиоканалов с возможной шириной полосы на канал $\Delta f_k = 33$ или 27 МГц и частотным разносом между соседними радиоканалами с ортогональной поляризацией $F_p = 19,18$ МГц (рис. 1.10). Δ

Значение несущей частоты на радиолинии вниз для n -го номера радиоканала определяется по формуле $f_n = 11\,708,3 + n \cdot F_p$, МГц. Поляризация передаваемых радиосигналов для упрощения наведения антенн на ИСЗ рекомендуется круговой (правосторонняя – R и левосторонняя – L), хотя допускается и линейная. Частотный разнос между значениями несущих на спутниковых радиолиниях вверх и вниз составляет 5,6 ГГц.

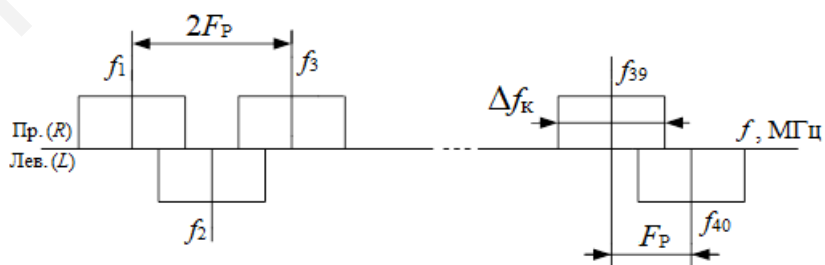


Рис. 1.10. План распределения частот радиовещательной спутниковой службы Ku-диапазона

В настоящее время в полосах частот РСС (12/17 ГГц) работают спутники «Экспресс-АМУ1» (36° в. д.), «Экспресс-АТ1» (56° в. д.), ABS-2 (75° в. д.),

Intelsat15/Horizonas2 (85° в. д.) и «Экспресс-АТ2» (140° в. д.), которые покрывают непосредственным вещанием всю территорию России и примыкающие к ней районы. Отметим, что ранее принятые различия между системами ФСС и РСС постепенно стираются. НСВ может осуществляться через КА ФСС, а услуга доступа в сеть Интернет – в полосах РСС.

Орбитально-частотные присвоения, предусмотренные Планами РСС и ФСС, обладают приоритетным правом защиты от помех со стороны систем, работающих в неплановых полосах. Защита устанавливается на весь срок их действия, независимо от того, введена система в строй или нет.

Как отмечалось, радиочастотный ресурс для спутниковых служб может пересматриваться и уточняться на проходящих через четыре года ВКР. Так, на ВКР-15 приняты резолюции (вступили в силу с 1.01.2017 г.) о возможном использовании в некоторых странах районов 1 и 2 полос частот 13,4...13,65 ГГц (линия ИСЗ-ЗС) и 14,5...14,75 ГГц (линия ЗС-ИСЗ). Для работы в этих полосах частот установлены ограничения на плотность потока мощности (ППМ) у поверхности Земли (-149 дБВт/м² в измерительной полосе 4 кГц для углов прихода луча 25...80°), диаметр передающей антенны (не менее 6 м) и удаленность ЗС от границ сопредельных государств не менее 500 км.

Приведенные на рис. 1.8 и 1.9 рекомендуемые полосы частот для спутниковых систем Ка-диапазона в совокупности составляют 3,5 ГГц и превышают суммарное значение полос, выделенных Регламентом радиосвязи в С- и Ку-диапазонах. Это обстоятельство позволяет разрешить существующую проблему дефицита орбитально-частотного ресурса в традиционных диапазонах частот и в сочетании с многолучевой технологией проектировать и создавать в Ка-диапазоне перспективные спутниковые системы с высокой пропускной способностью и пониженными размерами приемных антенн. Негативной особенностью работы в указанном диапазоне следует считать рост потерь в атмосфере и дождях (10...25 дБ) по сравнению с Ку-диапазоном и увеличение мощности шумов на входе приемной системы, особенно при низких углах мест антенн. Для борьбы с данными причинами, снижающими достоверность приема, стандартами DVB-S2/S2X предусмотрены процедуры адаптивного изменения характеристик радиолиний при возникновении неблагоприятных условий приема. В частности, адаптивному изменению подлежат параметры мощности, кодирования и модуляции. Причем в системе DVB-S2X предложен более мелкий шаг изменения кодовых скоростей, что потребовало увеличения их числа.

Следует отметить, что полосы частот 19,7...20,2 ГГц и 29,5...30 ГГц определены Регламентом радиосвязи для спутниковых систем с высокой плотностью размещения ЗС. Это решение позволяет вводить в строй земные станции на основе общей лицензии сети, без специальной регистрации каждой из них и не проверяя их совместимость с другими радиосредствами. Участки частот 20,2...21,2 ГГц и 30...31 ГГц выделены для организации систем правительственного назначения.

К настоящему времени в Ка-диапазоне реализовано или находится на этапе завершения свыше 50 проектов, предусматривающих полное или частич-

ное использование полезной нагрузки КА. Среди них следует отметить европейскую систему, разработанную компанией Eutelsat на базе спутника Ka-Sat (выведен на орбиту в 2011 г.). Система оснащена многолучевой антенной, образующей 82 луча, имеет пропускную способность 77 Гбит/с, включает 12 станций сопряжения и способна обслуживать до 1 млн пользователей вплоть до Урала [13]. На многофункциональных российских спутниках «Экспресс-АМ6» и «Экспресс-АМУ1» для работы в Ка-диапазоне частот задействованы не все, а ограниченное число радиостволов, использующих по 12 направленных лучей.

Для организации непосредственного спутникового звукового вещания на мобильные и портативные радиоприемники пользователей, находящихся на сухопутных или морских транспортных средствах, на ВАКР-92 выделен диапазон частот 1452...1492 МГц. В этом диапазоне развернута цифровая сеть спутникового мобильного радиовещания World Space (создана в 2002 г.), которая базируется на трех ИСЗ для обслуживания стран Африки и Ближнего Востока (AfriStar 21° в. д.), Азии и Дальнего Востока (AsiaStar 6° в. д.), Южной и Центральной Америки (AmeriStar 95° з. д.). Спутники этой системы оснащены трехлучевыми передающими антеннами с шириной ДН лучей 6°, по каждому из которых передается до 96 информационных программ со скоростью 16 кбит/с. При дооснащении радиоприемников специальным адаптером и персональным компьютером представляется возможным отслеживать оптимальные маршруты движения транспорта, следить за новостями и прогнозом погоды. Кроме того, для охвата спутниковым радиовещанием населения США создана система Sirius Satellite Radio с трансляцией около 130 цифровых радиоканалов. В Канаде действует система XM Satellite Radio, обеспечивающая трансляцию около 150 радиоканалов и передачу информации о ситуациях на дорогах. В обеих системах для уверенного приема в условиях городской застройки созданы маломощные ретрансляционные сети. Крупные автомобильные компании стали включать этот вид спутниковых приемников в базовую комплектацию автомобилей [1].

Регламентом радиосвязи для развития спутникового звукового вещания дополнительно выделены полосы частот 2310...2360 МГц и 2535...2655 МГц. Причем эти полосы частот могут использоваться как спутниковыми, так и наземными системами радиовещания.

Учитывая перспективность развития систем подвижной спутниковой службы (ПСС), Регламентом радиосвязи для создания сетей третьего поколения ИМТ-2000 выделены следующие полосы частот: на линии вверх – 1920...2100 МГц и на линии вниз – 2170...2200 МГц. Для организации связи с морскими, сухопутными и воздушными судами (в рамках МТРЧ) определены следующие полосы в L- и S-диапазонах частот: 1,668...1,675 ГГц; 1,980...2,010 ГГц; 2,67...2,69 ГГц (линия вверх) и 1,518...1,559 ГГц; 2,17...2,2 ГГц; 2,4835...2,5 ГГц (линия вниз). В Ка-диапазоне для развертывания систем ПСС рекомендованы полосы частот на линии вниз 19,7...21,2 ГГц и 29,5...31,0 ГГц на линии вверх.

К настоящему времени в мире создано около 10 глобальных и региональных систем подвижной спутниковой службы, среди которых низкоорбитальные системы Iridium (США), Globalstar (США), Orbcomm (США), Гонец-Д1М (Россия), геостационарные системы Thuraya (ОАЭ), Asia Cellular-AceS (Индонезия), N-Star (Япония), Optus (Австралия), Inmarsat (Европа), Mobile Satellite Ventures (США) и средневысотная система ($H = 8063$ км) O3b Networks (США). На базе этих систем получили развитие услуги IoT/M2M, обеспечивающие непрерывный контроль транспортных средств, мониторинг их положения, дистанционное управление технологическими процессами и др.

Для продвижения систем ФСС в область миллиметрового диапазона волн Регламентом радиосвязи определены для использования следующие полосы частот: 42,5...43,5 ГГц; 49,2...50,2 ГГц; 50,4...51,4 ГГц; 71,0...75,5 ГГц (линия вверх) и 37,5...42,5 ГГц; 81,0...84,0 ГГц (линия вниз).

1.5. Радиотехнические и системные показатели спутниковых ретрансляторов

1.5.1. Базовые соотношения

Одним из основных показателей бортовых ретрансляторов (БР) считается их эквивалентная изотропно-излучаемая мощность (ЭИИМ) при передаче:

$$\mathcal{E}_{\text{БР}} = 10 \lg P_{\text{ПД,БР}} + g_{\text{ПД,БР}}(\theta) - a_{\text{Ф,ПД,БР}}, \text{ дБВт}, \quad (1.10)$$

где $P_{\text{ПД,БР}}$ – выходная мощность передатчика БР в рабочем режиме, Вт; $g_{\text{ПД,БР}}(\theta)$ – усиление передающей антенны ретранслятора в заданном направлении излучения, дБ; $a_{\text{Ф,ПД,БР}}$ – потери в фидерном тракте ретранслятора между передатчиком и антенной, дБ; θ – угол между требуемым направлением на приемную станцию и осью максимального усиления антенны, град.

Типовые максимальные значения ЭИИМ ретрансляторов Ku-диапазона ФСС в направлении заданных точек прицеливания зон обслуживания находятся в пределах 46...52 дБВт ($P_{\text{ПД,БР}}$ составляет 50...120 Вт, усиление однолучевых антенн 28...34 дБ, потери в фидере 0,5...1,0 дБ), а ретрансляторов РСС – в пределах 52...60 дБВт. В С-диапазоне максимальные значения ЭИИМ ретрансляторов ФСС обычно на 5...8 дБ ниже, чем в Ku-диапазоне, что обусловлено меньшим усилением бортовых антенн. В Ka-диапазоне ЭИИМ может превышать 60 дБВт.

Часто в расчетах используется спектральная плотность ЭИИМ, определяемая как удельное значение $\mathcal{E}_{\text{БР}}$ в полосе 1 Гц:

$$S_{\text{К}} = \mathcal{E}_{\text{БР}} - 10 \cdot \lg \Delta f_{\text{К}}, \text{ дБВт/Гц}. \quad (1.11)$$

Вводимые для ретрансляторов ограничения в значениях выходной мощности $P_{\text{ПД,БР}}$ и ЭИИМ обусловлены необходимостью соблюдения норм на допу-

стимые (предельные) значения ППМ у поверхности Земли ($P_{\text{доп}}$) [4]. Допустимые значения ППМ установлены Регламентом радиосвязи из условий обеспечения совместной работы спутниковых и наземных средств в общих полосах частот (табл. 1.4). Значения $P_{\text{доп}}$ приводятся для определенной ширины контрольной (эталонной) полосы Δf_k , равной 4 кГц или 1 МГц в зависимости от рабочего диапазона частот и углов прихода сигналов δ_1 к ЗС. Для выполнения требований, установленных на величину $P_{\text{доп}}$, в цифровых спутниковых системах используется скремблирование передаваемых данных, в результате чего достигается равномерное распределение энергии сигнала в полосе радиоканала Δf_k без всплесков энергии на отдельных ее участках.

Таблица 1.4
Предельные значения ППМ у поверхности Земли для систем на ГО, дБВт/м²

Диапазон частот, ГГц	Углы прихода сигнала с ИСЗ, град			Контрольная ширина полосы, $\Delta f_{\text{кон}}$
	0...5°	5...25°	25...90°	
3,4...4,2; 4,5...4,8	-152	$-152+0,5(\delta_1-5)$	-142	4 кГц
5,15...5,216	-164			4 кГц
6,7...6,825	-137	$-137+0,5(\delta_1-5)$	-127	1 МГц
6,825...7,075	-134	$-134+0,5(\delta_1-5)$	-124	1 МГц
10,7...11,7	-150	$-150+0,5(\delta_1-5)$	-140	4 кГц
11,7...12,5	-108			27 МГц
12,5...12,75	-148	$-148+0,5(\delta_1-5)$	-138	4 кГц
17,7...21,2	-115	$-115+0,5(\delta_1-5)$	-105	1 МГц

Величина ППМ, создаваемая мощностью несущей БР у поверхности Земли на площади 1 м², рассчитывается по формуле

$$P_H = \mathcal{E}_{\text{БР}} - 10 \cdot \lg(4\pi r^2) - a_{\text{доп2}} = \mathcal{E}_{\text{БР}} - 20 \cdot \lg r - a_{\text{доп2}} - 11, \text{ дБВт/м}^2, \quad (1.12)$$

где r – наклонная дальность радиолинии между ИСЗ и точкой приема, м; $a_{\text{доп2}}$ – дополнительные потери на спутниковой радиолинии вниз из-за ослабления сигнала в атмосфере, дождях и других причин, дБ.

При средней величине наклонной дальности от ИСЗ до ЗС $r = 38\,700$ км и $a_{\text{доп2}} = 3$ дБ значение P_H определяется по формуле

$$P_H = \mathcal{E}_{\text{БР}} - 166, \text{ дБВт/м}^2. \quad (1.13)$$

С учетом использования процедуры скремблирования передаваемых данных через ИСЗ величина ППМ в контрольной полосе частот $\Delta f_{\text{кон}}$ по сравнению с рассчитанным значением по формуле (1.12) снижается и составляет

$$P_M = P_H - 10 \cdot \lg(\Delta f_k / \Delta f_{\text{кон}}), \text{ дБВт/м}^2. \quad (1.14)$$

Если $\Delta f_k \leq \Delta f_{\text{кон}}$, то второе слагаемое в (1.14) не учитывается и $P_M = P_H$.

Условие, при котором выполняются нормы на допустимую величину ППМ у поверхности Земли и, следовательно, обеспечивается совместимость спутниковых и наземных средств на защищаемой территории, связано с реализацией $P_M \leq P_{\text{доп}}$. При нарушении данного условия работа в спутниковой сети считается неудовлетворительной и требуется техническая координация и коррекция энергетических показателей взаимодействующих систем.

Согласно данным табл. 1.4 для низких углов прихода излучений от спутника ($\delta \leq 25^\circ$) требования к предельным значениям ППМ ужесточаются, что объясняется увеличением вероятности попадания их энергии в главные лепестки ДН антенн наземных средств (например, радиорелейных).

С ростом рабочих частот (свыше 15 ГГц) значения $P_{\text{доп}}$ для всех углов прихода сигналов допускаются большими, что обусловлено:

- снижением ППМ у поверхности Земли за счет роста потерь в атмосфере и осадках;
- международным регулированием по разграничению частотных полос для наземных и спутниковых систем;
- улучшением пространственной избирательности антенн на более высоких частотах.

Показателем эффективности БР к приему слабых сигналов от передающих ЗС служит их добротность. Она определяется отношением коэффициента усиления приемной антенны $G_{\text{ПР.БР}}$ к ЭШТ ретранслятора $T_{\text{БР}}$ в точке соединения антенны с фидерным трактом:

$$D_{\text{БР}} = 10 \cdot \lg(G_{\text{ПР.БР}}(\theta)/T_{\text{БР}}) = g_{\text{ПР.БР}}(\theta) - 10 \lg T_{\text{БР}}, \text{ дБ/К}, \quad (1.15)$$

где $g_{\text{ПР.БР}}(\theta)$ – усиление приемной антенны БР, дБ; θ – угол между направлениями на передающую ЗС и точку прицеливания приемной антенны, град.

Величина $T_{\text{БР}}$ складывается из ЭШТ антенны ретранслятора $T_{\text{А.БР}}$ и тепловых шумов его приемного устройства $T_{\text{ПР.БР}}$, состоящего из фидера с потерями $a_{\text{Ф.ПР.БР}}$ и приемника с коэффициентом шума $n_{\text{Ш.БР}}$:

$$T_{\text{БР}} = T_{\text{А.БР}} + T_{\text{ПР.БР}} = T_0 \cdot \left[10^{0,1(a_{\text{Ф.ПР.БР}} + n_{\text{Ш.БР}})} \right], \text{ К}. \quad (1.16)$$

В формуле (1.16) принято, что $T_{\text{БР}} = T_0 = 290 \text{ К}$, поскольку приемная антенна БР спутника обращена в сторону Земли и в ее раскрыт преимущественно попадает тепловое излучение земной поверхности с шумовой температурой T_0 . Значение $T_{\text{БР}}$ для большинства БР составляет 450...650 К ($a_{\text{Ф.ПР.БР}} = 0,5...1,0 \text{ дБ}$, $n_{\text{Ш.БР}} = 1,5...2,5 \text{ дБ}$ в диапазоне частот 4...30 ГГц). Типовые значения $D_{\text{БР}}$, измеренные для контурных антенн в условиях сухой и ясной погоды, находятся от –5 до 10 дБ/К, а для МЛА с более узкой диаграммой направленности (ДН) – на 8...10 дБ выше.

Для нормальной работы БР необходимо, чтобы на его входе обеспечивался требуемый уровень мощности радиосигнала, при котором на стороне ЗС линии вниз достигалась необходимая достоверность приема:

$$p_{БР} = \rho_{ТР.БР} + 10 \cdot \lg T_{БР} + 10 \cdot \lg \Delta f_{Ш.БР} - 228,6, \text{ дБВт}, \quad (1.17)$$

где $\rho_{ТР.БР}$ – требуемое значение отношения несущая/шум (ОНШ) на входе БР, дБ; $\Delta f_{Ш.БР}$ – шумовая полоса ретранслятора, Гц.

Значение $\rho_{ТР.БР}$, входящее в (1.17), взаимосвязано с требуемым отношением несущая/шум на входе приемной ЗС $\rho_{ТР.ЗС}$ и вычисляется на основании пересчетной формулы

$$\rho_{ТР.БР} = \rho_{ТР.ЗС} - 10 \cdot \lg(10^{0,1\Delta p_{БР}} - 1), \text{ дБ}, \quad (1.18)$$

где $\rho_{ТР.ЗС}$ – требуемое отношение мощности несущей к суммарной мощности шумов и помех на входе ЗС 2 линии вниз, дБ; $\Delta p_{БР}$ – энергетический запас в помехоустойчивости ЗС 2 для обеспечения требуемого качества приема, дБ.

Величина $\Delta p_{БР}$ обусловлена трансформацией тепловых и переходных шумов, образованных в БР, на вход ЗС 2. В зависимости от схемы построения БР, способов доступа к ИСЗ, значений энергетических потенциалов (ЭП) радиолиний и режима работы усилителя мощности ретранслятора с нелинейной АХ типовые значения $\Delta p_{БР}$ могут варьироваться и составлять от 0,3 до 2,5 дБ.

Энергетический потенциал радиолинии вверх W_1 характеризуется отношением мощности несущей на входе БР $p_{БР}$ к спектральной плотности мощности шума $N_0 = k \cdot T_{БР}$:

$$W_1 = 10 \cdot \lg(p_{БР} / N_0) = \mathcal{E}_{ПД.ЗС1} - a_{\Sigma 1} + D_{БР} + 228,6, \text{ дБГц}, \quad (1.19)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ – постоянная Больцмана, Вт/град·Гц; $a_{\Sigma 1}$ – суммарные потери на радиолинии вверх, дБ; $\mathcal{E}_{ПД.ЗС1}$ – ЭИИМ передающей станции в направлении на спутник, дБВт.

Минимально допустимое значение ЭП радиолинии вверх определяется по формуле

$$W_{\min 1} = p_{\min БР} - 10 \cdot \lg(k \cdot T_{БР}) = \rho_{ТР.БР} + 10 \cdot \lg \Delta f_{Ш.БР}, \text{ дБГц}, \quad (1.20)$$

где $p_{\min БР}$ – минимально допустимый уровень сигнала (1.17) на входе БР, при котором на входе ЗС 2 обеспечивается требуемое значение ОСШ – $\rho_{ТР.ЗС}$, дБВт.

Из анализа формул (1.18) и (1.20) следует, что при дефиците энергопотенциала на радиолинии вверх, например, в сетях на базе VSAT-станций, желательно минимизировать $\rho_{ТР.БР}$, допуская ухудшение помехоустойчивости линии вниз $\rho_{ТР.ЗС}$. Напротив, при дефиците ЭП на линии вниз желательно минимизировать $\rho_{ТР.ЗС}$, допуская увеличение $\rho_{ТР.БР}$ за счет улучшения характеристик БР и снижения $\Delta p_{БР}$.

1.5.2. Оценка характеристик ретранслятора в нелинейном режиме усиления

В системах, использующих многосигнальный режим передачи, вследствие нелинейной АХ канального усилителя БР на его выходе образуются продукты нелинейных искажений. Для сигналов на входе БР, представляющих собой модулированные несущие с равномерным спектром, образованные продукты нелинейности проявляются в виде переходных шумов с максимумом их уровня в центре полосы частот и спадом на ее краях на $2...2,5$ дБ. Одновременно с этим снижается уровень выходной мощности усилителя на $1,0...1,2$ дБ по сравнению с выходным уровнем в односигнальном режиме работы БР. Кроме того, наличие в мощном каскаде усиления зависимости фазового сдвига от уровня входной мощности приводит к образованию на его выходе переходных помех, вызванных преобразованием нежелательной амплитудной модуляции сигналов в фазовую (АМ-ФМ конверсия). Причем в области больших значений выходной мощности преобладают продукты нелинейных искажений, при относительно малых уровнях – продукты АМ-ФМ преобразований [4]. Для снижения уровня этих искажений осуществляют:

- предварительное выравнивание амплитуд входных сигналов, что позволяет исключить подавление слабого сигнала сильным;
- специальную расстановку несущих по частоте;
- линеаризацию АХ с помощью аппаратных и программных средств;
- ограничение уровня мощности входных сигналов относительно максимально возможных значений с целью перевода усилителя в квазилинейный режим работы.

Вместе с тем последнее решение, связанное с ограничением уровня входной мощности, приводит к снижению выходной мощности и КПД усилителя, что требует тщательного анализа для окончательного принятия решения.

На рис. 1.11 приведены АХ идеализированного (линейного) усилителя мощности и реальных усилителей, работающих в односигнальном и многосигнальном режимах.

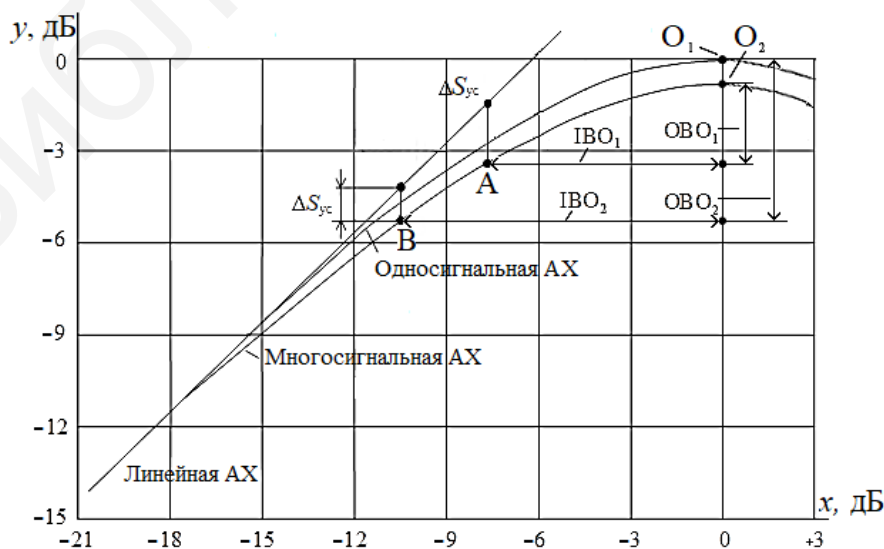


Рис. 1.11. Амплитудные характеристики бортовых усилителей мощности

Зависимости амплитудных характеристик построены в относительных координатах. По их входу используется $x = 10 \cdot \lg(P_{\text{ВХ}}/P_{\text{ВХ max}})$, по выходу – $y = 10 \cdot \lg(P_{\text{ВЫХ}}/P_{\text{ВЫХ max}})$, где $P_{\text{ВХ}}, P_{\text{ВЫХ}}$ – текущие значения мощностей на входе и выходе усилителя; $P_{\text{ВХ max}}, P_{\text{ВЫХ max}}$ – максимальные значения мощностей на входе и выходе усилителя. Точками O_1 и O_2 обозначены значения насыщения реальных усилителей при $x = y = 0$ дБ в односигнальном и многосигнальном режимах соответственно. Отступление в рабочем режиме от значений насыщения по входу характеризуется величиной ИВО (Input Power Back-off), равной $10 \cdot \lg(P_{\text{ВХ max}}/P_{\text{ВХ}})$, а отступление по выходу – ОВО (Output Power Back-off), равной $10 \cdot \lg(P_{\text{ВЫХ max}}/P_{\text{ВЫХ}})$ [18]. Ввиду нелинейной зависимости представленных АХ отступление ИВО больше отступления ОВО. Для конкретной величины ИВО разность между значениями выходной мощности в режимах линейного и нелинейного усиления характеризует уровень компрессии усиления ΔS_{yc} , дБ.

Распространенным критерием оценки нелинейных свойств усилителей мощности являются значения коэффициентов интермодуляции третьего и более высоких порядков. В работе [18] коэффициенты интермодуляции определены как отношение полной мощности выходного сигнала в рабочем режиме к полной мощности продуктов интермодуляции соответствующего порядка. Взаимосвязь коэффициентов интермодуляций третьего IM_3 и пятого IM_5 порядков с уровнем отступления от точки насыщения по выходу (ОВО) в сторону линейного режима представляется в виде

$$IM_3 \cong 9,54 + 2 \cdot \text{ОВО}, \text{ дБ}; \quad (1.21)$$

$$IM_5 \cong 14 + 4 \cdot \text{ОВО}, \text{ дБ}. \quad (1.22)$$

Общий коэффициент интермодуляции IM_M с учетом наличия обоих продуктов нелинейных искажений

$$IM_M \cong -10 \cdot \lg \left[10^{-0,1 \cdot IM_3} + 10^{-0,1 \cdot IM_5} \right], \text{ дБ}. \quad (1.23)$$

На основании формул (1.21)–(1.23) и кривой АХ (см. рис. 1.11) для многосигнального режима на рис. 1.12 приведена теоретическая зависимость IM_M в функции отступления по входу (ИВО). Там же показана экспериментальная зависимость IM_M для усилителя мощности спутника «Экспресс-АМ».

Если принять, что требуемое значение $IM_M = 17$ дБ, то уровень отступления по входу $ИВО_1 = 7,5$ дБ (см. рис. 1.12, точка А), запас по выходу $ОВО_1 = 2,7$ дБ и уровень компрессии усиления составит $\Delta S_{\text{yc}} = 2,0$ дБ (см. рис. 1.11, точка А).

Чтобы обеспечить уровень компрессии $\Delta S_{\text{yc}} = 1$ дБ, потребуется отступить по входу на $ИВО_2 = 10,5$ дБ и по выходу на $ОВО_2 = 4,5$ дБ (см. рис. 1.11, точка В). При этих условиях $IM_M \cong 20$ дБ (см. рис. 1.12).

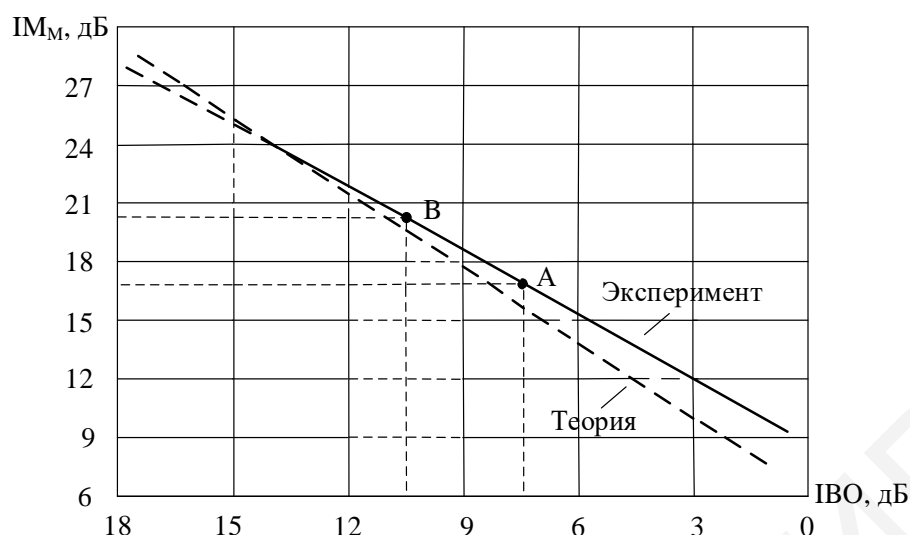


Рис. 1.12. Зависимость коэффициента интермодуляции в многосигнальном режиме передачи

Значения общего усиления бортового ретранслятора в рабочем режиме $K_{БР}$ и в режиме максимальной выходной мощности $K_{БР.М}$ определяются по формулам:

$$K_{БР} = 10 \cdot \lg P_{ПД.БР} - p_{ВХ.БР}, \text{ дБ}; \quad (1.24)$$

$$K_{БР.М} = 10 \cdot \lg P_{ПД.БР} + ОВО + ИВО - p_{ВХ.БР}, \text{ дБ}. \quad (1.25)$$

1.5.3. Зоны обслуживания, формируемые спутником

К числу других важных показателей спутников следует отнести формируемые ими зоны обслуживания (ЗО), на территории которых необходим прием сигналов с требуемым качеством. Размеры, форма и уровень спада мощности на краях ЗО взаимосвязаны с параметрами бортовых антенн спутника. На географических картах ЗО представляется замкнутыми линиями с постоянными значениями ЭИИМ ретранслятора (рис. 1.13). Указанные на картах значения ЭИИМ уменьшаются от точки прицеливания (на которую ориентируется центр ДН антенны спутника) к периферии зоны.

Для покрытия требуемых территорий обслуживания на ИСЗ располагаются как фиксированные, так и перестраиваемые передающие антенны различных конструкций. В зависимости от назначения и решаемых задач используются одно- и двухзеркальные антенны с определенной формой рефлекторов, офсетные антенны с многоэлементной решеткой в качестве облучателя и МЛА с группой излучателей для «сотового» покрытия земной поверхности (рис. 1.14). С помощью надлежащей программной коммутации отдельных излучателей МЛА и изменения их параметров (по командам с Земли) осуществляется пространственное и поляризационное разделение лучей, перенацеливание направлений излучения и управление формой и размерами ЗО.

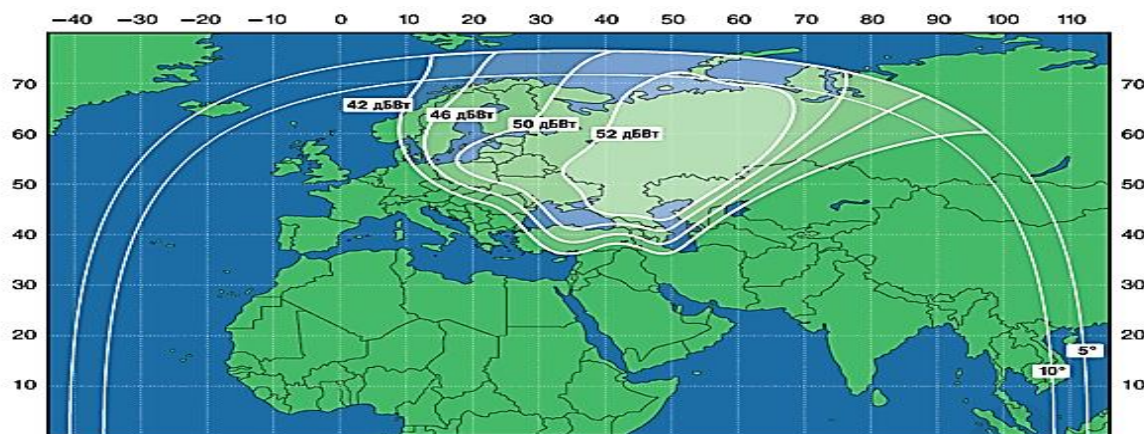


Рис. 1.13. Зона обслуживания ИСЗ Eutelsat W7 (36° в. д.)

Многие зоны обслуживания с достаточной степенью упрощения можно представить в форме эллипса. В этом случае максимальное усиление бортовой антенны в направлении точки прицеливания следующее:

$$g_{\text{ПР.БР}} = 47 - 10 \cdot \lg \theta_1 - 10 \cdot \lg \theta_2 + 10 \cdot \lg k_{\text{И}}, \text{ дБ}, \quad (1.26)$$

где θ_1 и θ_2 – ортогональные углы раскрыва ДН антенны в поперечном сечении по уровню -3 дБ; $k_{\text{И}}$ – коэффициент использования поверхности зеркала.

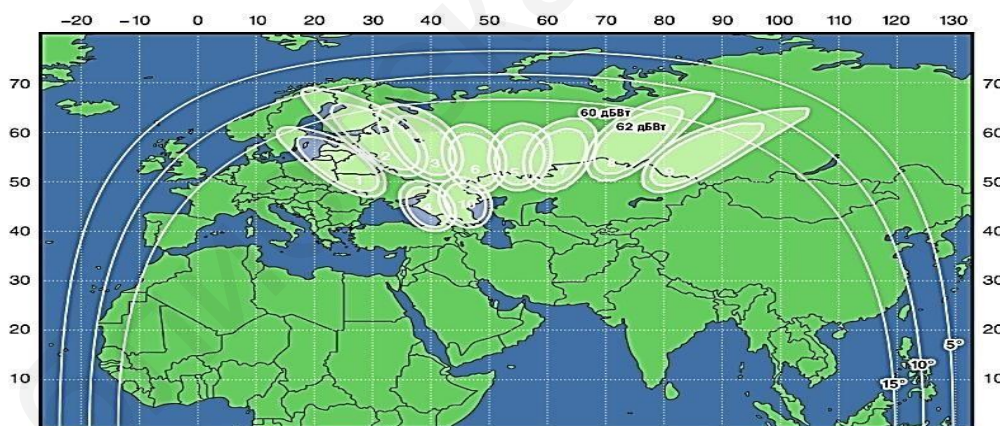


Рис. 1.14. Зоны обслуживания спутником «Экспресс-АМ6»

Для интегрального покрытия территории России цифровым вещанием угловые размеры эллиптического луча бортовой антенны должны составлять примерно $5 \times 11^\circ$. Согласно (1.26) при $k_{\text{И}} = 0,5$ усиление этой антенны $g_{\text{ПД.БР}} = 27$ дБ.

Типы и размеры приемных и передающих бортовых антенн могут различаться между собой, поскольку они решают близкие, но зачастую несовпадающие задачи.

Приемные антенны КА при спутниковом мультимедийном вещании могут иметь более узкие ДН, чем передающие, так как они в большинстве сетей

принимают сигналы от одной передающей ЗС. Конкретные параметры приемных антенн определяются при техническом проектировании БР и согласуются с требованиями МСЭ по энергетическим показателям радиолиний, включая уровень поляризационной развязки между принимаемыми сигналами. В сетях с низким энергетическим потенциалом на линиях вверх (интерактивные VSAT-сети) предпочтение отдается узконаправленным или многолучевым приемным бортовым антеннам, которые компенсируют потери на радиолиниях из-за недостаточной выходной мощности малогабаритных земных станций.

Задачи передающих антенн спутников цифрового мультимедийного вещания состоят в охвате обслуживанием необходимых территорий с обеспечением нормативных значений ППМ у поверхности Земли (см. табл. 1.4). Размеры и тип передающих антенн выбираются в соответствии с площадью обслуживания, диапазоном рабочих частот, требуемым значением ЭИИМ и заданным спадом энергии излучения вне границ ЗО. Среди бортовых передающих антенн получили применение антенны с контурными ДН, охватывающие обслуживанием определенные территории Земли в рамках заданных географических очертаний. Антенны этого типа могут выполняться тремя способами: с использованием одного облучателя и профилированного зеркала; с использованием специальных форм зеркала и ДН облучателя; применением группы облучателей с амплитудно-фазовым синтезом ДН лучей для образования контурной ЗО.

При организации высокоскоростной передачи информации через спутник с предоставлением пользователям мультисервисных услуг требования к параметрам бортовых антенн и подходы к их реализации могут отличаться от принятых в цифровом мультимедийном вещании. Принципиальные отличия возникают, когда задействованы узконаправленные антенны с сотовым покрытием территорий и приемом сигналов на борту КА с территориально разнесенных областей. В этих условиях технические и функциональные возможности спутниковых систем зависят не только от характеристик используемых антенн, но и от принятых способов обработки сигналов на борту, предусматривающих перераспределение общего трафика по лучам и направлениям с учетом плотности размещения абонентов в локальных зонах обслуживания.

Для решения данной задачи получили применение многолучевые антенны. В конструктивном отношении они могут выполняться по однозеркальным или двухзеркальным схемам, использовать зеркала стандартного или специального профиля, располагать группой облучателей по технологии «один рупор на луч» или использовать фазированные решетки в качестве облучателей [13].

К МЛА предъявляются следующие основные требования:

- развязка между парциальными лучами – 26...30 дБ;
- уровень кроссполяризационных составляющих – ниже основного сигнала на 30...35 дБ;
- уровень ослабления первых боковых лепестков ДН антенны составляет 20...22 дБ;
- угловое отклонение луча от центрального направления – более 8...10 ширин ДН;

- спад усиления на границе ЗО – более 4...6 дБ;
- коэффициент использования поверхности (КИП) зеркала $k_{\text{ИП}} \geq 0,45$.

Выполнить весь перечень требований при создании МЛА – непростая задача. Прежде всего потому, что в зоне фокуса антенны располагается группа (пакет) облучателей, которая снижает ее эффективную площадь, увеличивает уровень боковых лепестков и ограничивает минимальное угловое разнесение между направлениями смежных лучей. Чтобы улучшить последний фактор, который позволяет повысить плотность покрытия ЗО, необходимо сократить размеры облучателей в пакете. Однако уменьшение их размеров расширяет ДН каждого облучателя в отдельности и снижает общее усиление антенны. Кроме того, чтобы охватить покрытием требуемую территорию, следует увеличить отклонение лучей за счет углового смещения облучателей относительно центрального направления. В результате увеличивается площадь пакета облучателей, снижается КИП антенны и растет уровень боковых лепестков.

Максимальный угловой разнос лучей для однозеркальной МЛА можно рассчитать по формуле [19]

$$\alpha_{\text{от}} = 2 \cdot \theta_{0,5} \left[0,44 + 22(F_{\text{Ф}}/d_{\text{А}})^2 \right], \text{ дБ}, \quad (1.27)$$

где $\theta_{0,5}$ – ширина ДН по уровню -3 дБ; $F_{\text{Ф}}$ – фокусное расстояние антенны.

Исследования показывают, что для выполнения всех основных требований, предъявляемых к МЛА, предпочтительно использовать зеркало с $d_{\text{А}}/\lambda \cong 100$ и число формируемых им лучей не должно превышать нескольких десятков [19]. При необходимости покрытия территорий гораздо большим числом лучей (свыше 40) применяют группу зеркал, как, например, в антенном модуле, состоящем из четырех отдельных зеркал в системе Ka-Sat (9° в. д.).

Для приближенной оценки необходимого числа лучей, которые позволят охватить обслуживанием рабочую зону с угловой площадью $S_{\text{у}} = \theta_1^\circ \cdot \theta_2^\circ$, можно воспользоваться формулой

$$N_{\text{л}} = S_{\text{у}}/0,866 \cdot \theta_{\text{у}}^2, \quad (1.28)$$

где $\theta_{\text{у}}$ – угловая ширина ДН-луча в точке сопряжения смежных лучей, град.

Согласно (1.28) при угловой площади зоны обслуживания, равной $2 \times 5^\circ$, и ширине ДН-луча $\theta_{\text{у}}$, равной $0,6^\circ$, потребуется 32 луча. Для расширения функциональных возможностей МЛА в ее состав часто вводят диаграммообразующую схему, которая позволяет изменять усиление по лучам в зависимости от условий распространения радиоволн и наличия помех на радиолинии [4].

Дальнейшее улучшение характеристик МЛА связано с применением двухзеркальных асимметричных схем с размещением пакета облучателей на фокальной сфере малого зеркала. Этот тип схем упрощает получение требуемого усиления по отдельным лучам с обеспечением пространственной и поляризационной развязок между лучами в планируемой зоне обслуживания.

2. ОРБИТАЛЬНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ И ТЕХНИКА НАВЕДЕНИЯ АНТЕНН ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ НА ГЕОСТАЦИОНАРНЫЕ СПУТНИКИ

2.1. Орбитальные показатели

Позиция или местоположение спутника на геостационарной орбите обычно задается только одной координатой – географической долготой его подспутниковой точки (ПТ) [4]. Эта точка получается на поверхности Земли при проекции ИСЗ на ее центр (рис. 2.1). Вторая координата, которая в общем случае должна участвовать в определении позиции, – географическая широта – близка или равна нулю, поскольку спутники находятся на орбите с нулевым или небольшим угловым отклонением ($0 \dots 5^\circ$) относительно плоскости экватора. В дальнейшем будем считать, что позиция ИСЗ на ГО определяется подспутниковой точкой, которая находится на экваторе.

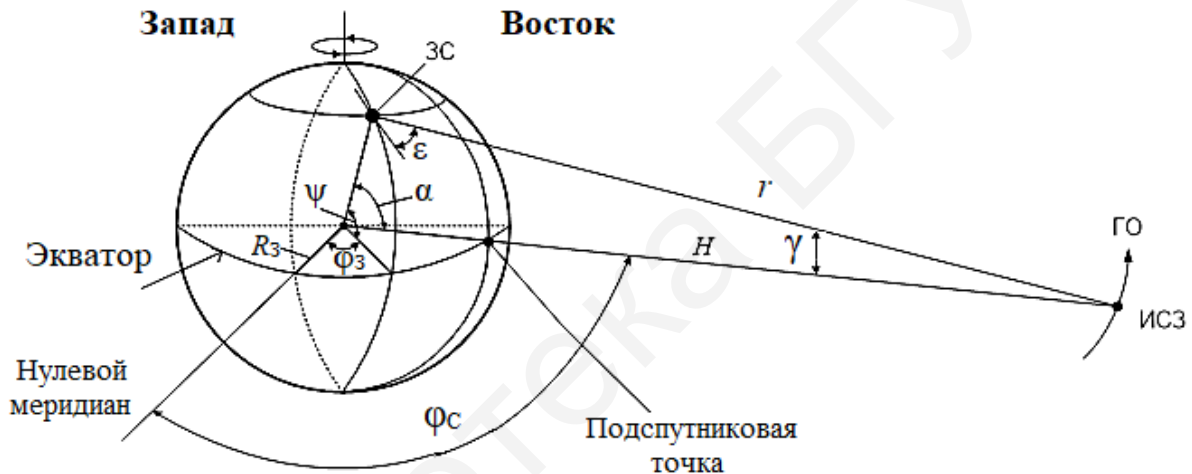


Рис. 2.1. Геометрическое представление позиций земной станции и спутника

Долгота ПТ отсчитывается от нулевого (гринвичского) меридиана в западном и восточном направлениях. Западные позиции спутников при расчетах имеют знак «минус», восточные – «плюс». Местоположение приемной или передающей ЗС определяется двумя координатами – географической долготой $\phi_з$ и широтой ψ местности. Расстояние между точкой размещения ЗС и позицией спутника на ГО называется наклонной дальностью радиолинии и рассчитывается по формуле косинусов для треугольника с вершиной в точке ИСЗ (см. рис. 2.1):

$$r = r_0 \cdot \sqrt{1 + A^2 - 2 \cdot A \cdot \cos \alpha} = 42\,636 \cdot \sqrt{1 - 0,2954 \cdot \cos \alpha}, \text{ км}; \quad (2.1)$$

$$\cos \alpha = \cos \psi \cdot \cos \delta, \quad (2.2)$$

где $r_0 = (H + R_з)$ – радиус орбиты, равный 42 157 км; H – высота орбиты, равная 35 786 км; $A = R_з/r_0 = 0,1511$; α – центральный угол или угол между направ-

лениями на КА и ЗС с вершиной в центре Земли, град; $\delta = |\varphi_C - \varphi_3|$ – разность между позицией спутника φ_C и долготой φ_3 ЗС, град; $R_3 = 6371$ км.

Наклонная дальность может также рассчитываться на основании формулы синусов по значениям центрального угла α и угла места (возвышения) антенны ε в направлении на спутник:

$$r = (R_3 + H) \cdot \sin \alpha / \cos \varepsilon, \text{ км.} \quad (2.3)$$

При $\varphi_C = \varphi_3$ значение $\delta = 0$, ПТ находится на меридиане размещения ЗС. Если при этом $\varepsilon = 0$, то $\cos \alpha = \cos \psi = R_3 / r_0 = A$ (рис. 2.2). В этом случае наклонная дальность принимает максимальную величину, равную 41 672 км. Центральный угол α составляет $81,3^\circ$. Этому же углу соответствует максимальное значение географической широты ψ размещения ЗС.

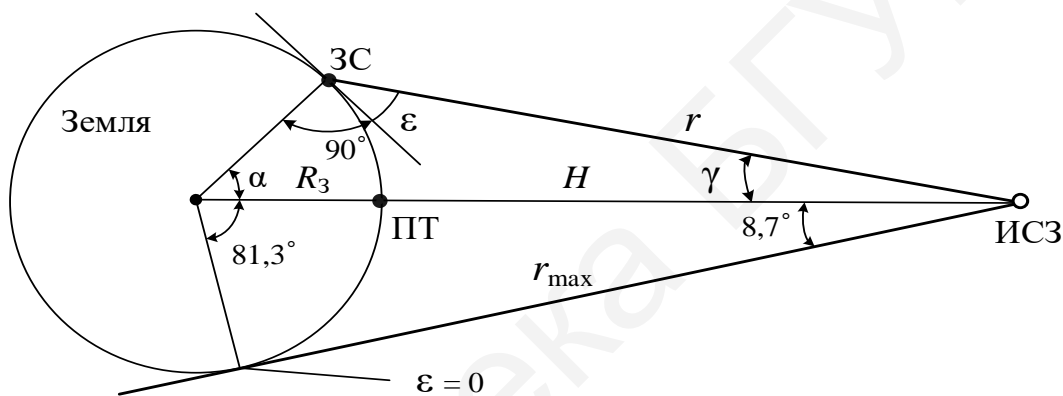


Рис. 2.2. Геометрическое представление орбитальных показателей

Согласно рис. 2.2 при $\cos \alpha = A$ спутники будут видны под углами мест $\varepsilon = 0$ не только на широте $81,3^\circ$, но и на более низких широтах:

$$\psi = \arccos \left(\frac{A}{\cos |\varphi_C - \varphi_3|} \right), \text{ град.} \quad (2.4)$$

В частности, при $|\varphi_C - \varphi_3| = 81,3^\circ$ условие, при котором $\varepsilon = 0$, соответствует нахождению точки ЗС на экваторе ($\psi = 0$). Для наглядности на рис. 2.3 приведены зависимости равных углов мест антенны ($\varepsilon = 0 \dots 60^\circ$) в функции значений $\delta = |\varphi_C - \varphi_3|$ и широты размещения ЗС.

По приведенным зависимостям легко определить угол места, под которым с точки приема виден спутник на заданной позиции, а также по известным координатам размещения ЗС и значению ε установить позиции ИСЗ на ГО. Например, для ЗС с координатами $\psi = 50^\circ$ с. ш., $\varphi_3 = 30^\circ$ в. д. и $\varepsilon = 20^\circ$ величина

на $\delta \simeq 40^\circ$ и, следовательно, с точки размещения ЗС спутники под принятым углом ε видны на позициях $\varphi_{C1} = 70^\circ$ в. д. и $\varphi_{C2} = 10^\circ$ з. д.

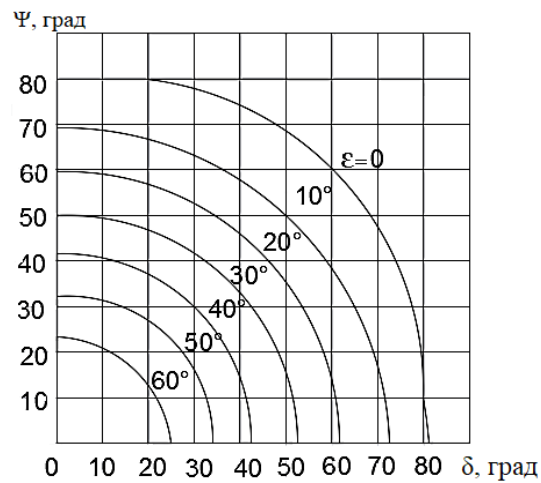


Рис. 2.3. Кривые равных углов мест антенны для геостационарных спутников

Угол, расположенный между направлениями на ЗС и ПТ, с вершиной в точке стояния ИСЗ, называют углом полуобзора земной поверхности:

$$\gamma = \arcsin (A \cdot \cos \varepsilon). \quad (2.5)$$

Максимальный угол полуобзора при $\varepsilon = 0$ составляет $8,7^\circ$ (см. рис. 2.2) и со стороны спутника Земля видится в секторе угла $17,4^\circ$. Этот угол равен максимальной ширине главного лепестка диаграммы направленности антенны БР для охвата видимой с ИСЗ поверхности Земли. Согласно (1.23) усиление бортовой антенны с $\theta_1 = \theta_2 = 17,4^\circ$ составит около 20 дБ. Антенны ИСЗ с шириной ДН, равной 2γ , создают так называемый глобальный луч, который относительно ПТ охватывает практически треть поверхности Земли с радиусом около 8 тыс. км. Для эффективного использования излучаемой мощности ретранслятора с учетом требуемой зоны обслуживания на КА применяют антенны с полуглобальным, зональным или с узкими лучами, покрывающими только требуемую территорию земной поверхности.

2.2. Параметры наведения антенн ЗС на геостационарные спутники

Для наведения антенн земных станций на требуемый спутник необходимо знать две координаты: угол места ε и азимут β . Угол места находится между направлением на спутник и проекцией этого направления на горизонтальную плоскость с вершиной угла в точке размещения ЗС (см. рис. 2.2).

Величина угла места, под которым виден спутник с точки ЗС без учета атмосферной рефракции, рассчитывается по одной из следующих формул:

$$\varepsilon = \arctg[(\cos \alpha - A) / \sin \alpha], \text{ град}; \quad (2.6)$$

$$\varepsilon = \arccos \left[\sin \alpha / \sqrt{1 + A^2 - 2 \cdot A \cdot \cos \alpha} \right], \text{ град}; \quad (2.7)$$

$$\varepsilon = \arcsin \left[(\cos \alpha - A) / \sqrt{1 + A^2 - 2 \cdot A \cdot \cos \alpha} \right], \text{ град}. \quad (2.8)$$

В реальных условиях связи из-за наличия атмосферной рефракции, вызванной изменением диэлектрической проницаемости среды с высотой, возникает незначительное искривление траектории распространяемого сигнала. В результате этого явления реальный угол места, под которым виден спутник, может отличаться от рассчитанного по формулам (2.6)–(2.8).

С учетом рефракции реальный угол места антенны определяется по приближенной формуле [2]

$$\varepsilon_p = 0,5 \cdot \left(\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 + 4,15} \right), \text{ град}. \quad (2.9)$$

Согласно (2.9) среднее угловое отклонение ε_p от ε для $\varepsilon = 4^\circ$ составляет $0,25^\circ$ и снижается до $0,1^\circ$ при $\varepsilon = 10^\circ$. При более высоких углах мест атмосферной рефракцией можно пренебречь.

Если ПТ спутника на ГО находится на меридиане ЗС ($\varphi_C = \varphi_3$ и $\delta = 0^\circ$), то $\alpha = \psi$ и КА с точки приема (передачи) виден под максимальным углом места:

$$\varepsilon_M = \arctg \left[(1 - A \cos \psi) / A \sin \psi \right] - \psi, \text{ град}. \quad (2.10)$$

Этот же угол ε_M определяется по формулам (2.6)–(2.8) при условии, что $\alpha = \psi$. Как следует из формул, максимальный угол места ε_M зависит только от географической широты размещения ЗС и изменяется в пределах от 0° (для $\psi = 81,3^\circ$) до 90° (для $\psi = 0^\circ$). Приближенное значение ε_M для $\varphi \leq 81,3^\circ$ можно рассчитать по формуле

$$\varepsilon_M = (81,3 - \psi) \cdot 1,08, \text{ град}. \quad (2.11)$$

Верхней границей географических широт, с которых целесообразен прием сигналов при $\delta = 0$ и $\varepsilon_M \approx 5^\circ$, считается $\psi \approx 76^\circ$. Выше этого значения заметен рост энергетических потерь на радиолинии (из-за увеличения длины пути распространения сигналов и потерь в атмосфере и дожде), сказывается влияние тепловых шумов земной поверхности на достоверность приема и сокращается сектор обзора видимой части дуги ГО с позиции ЗС. Низкие углы мест, под которыми видны КА, ограничивают надежность связи с наземными транспортными средствами и особенно в районах со сложным рельефом местности.

Для станций, расположенных в северном полушарии, азимутальный угол β отсчитывается по часовой стрелке в горизонтальной плоскости между проекциями направлений на Северный полюс (СП) и на спутник с вершиной в точке размещения ЗС (рис. 2.4).

Величина азимута определяется из следующих соотношений:

$$\beta = 180 \pm \Delta\beta, \text{ град}; \quad (2.12)$$

$$\Delta\beta = \arctg(\operatorname{tg}\delta/\sin\psi) \text{ или } \Delta\beta = \arccos(\operatorname{tg}\psi/\operatorname{tg}\alpha), \text{ град,} \quad (2.13)$$

где $\Delta\beta$ – азимутальное смещение, равное углу, образованному между проекциями направлений на юг и на спутник, с вершиной в точке размещения ЗС.

В (2.12) знак «плюс» берется, если КА расположен западнее ЗС, а знак «минус» – если восточнее. Величина азимутального смещения $\Delta\beta$ для $\delta > 0$ всегда больше разности между позицией ИСЗ и долготой ЗС, т. е. $\Delta\beta \geq \delta$ (см. рис. 2.4).

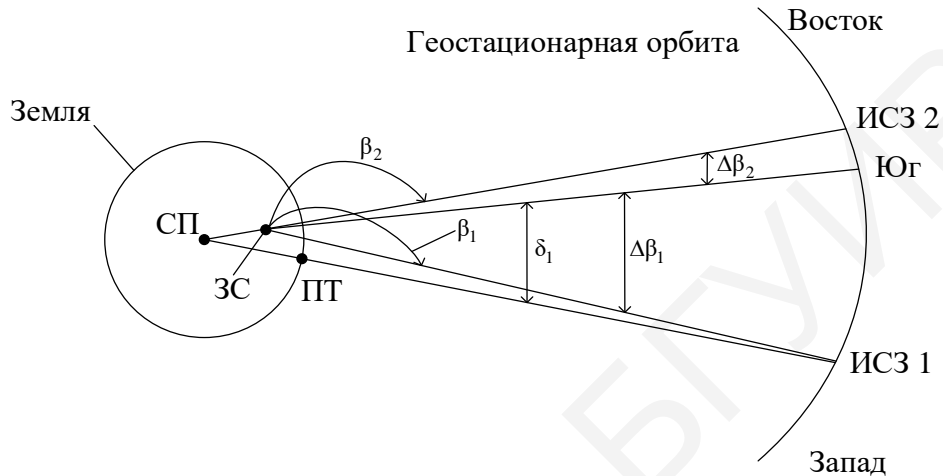


Рис. 2.4. Геометрическое представление азимутальных показателей

Это условие означает, что при наведении антенны на требуемый спутник угол ее поворота относительно южного направления больше, чем разность между позицией ИСЗ и долготой ЗС (берется по абсолютной величине). Угловое различие между значениями $\Delta\beta$ и δ увеличивается с уменьшением широты ψ , достигая некоторого максимума для δ (например, при $\delta = 40^\circ$ $\psi = 30^\circ$ и величина $\Delta\beta - \delta = 19,2^\circ$). С увеличением δ это различие снижается (рис. 2.5).

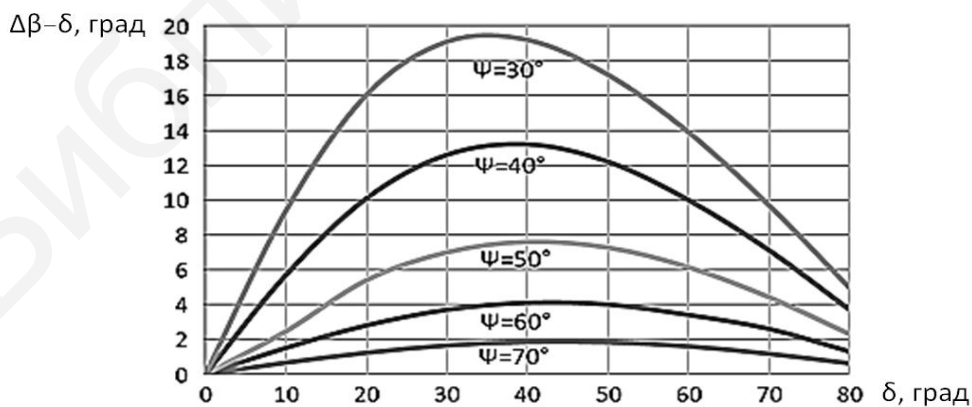


Рис. 2.5. Различие значений $\Delta\beta$ и δ для географических широт мест приема

Угол обзора дуги ГО $\theta_{\text{ОБ}}$ является топоцентрическим углом с вершиной в точке размещения ЗС (рис. 2.6). Он симметричен относительно меридиана ЗС и определяет величину части дуги ГО, видимую с позиции ЗС.

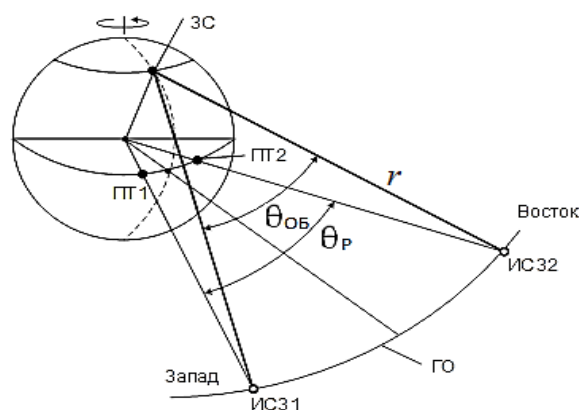


Рис. 2.6. Геометрическое представление углов обзора и разнесения между ИСЗ

Чем больше угол обзора $\theta_{\text{ОБ}}$, тем большее число спутников доступно для работы с ними. Угол обзора определяет также необходимый угловой диапазон азимутальной перестройки поворотного механизма антенны для организации приема сигналов с различных КА. Для высоких широт размещения ЗС и малых углов мест антенны угол обзора дуги ГО и эффективность приема снижаются.

Равенство значений $\Delta\beta$ и δ возможно при $\psi = \alpha$, что следует из условия

$$\cos \Delta\beta / \cos \delta = \sin \psi / \sin \alpha. \quad (2.14)$$

С учетом вводимых ограничений на величину минимального угла места антенны ε_{min} реальный угол обзора дуги ГО с точки приема (передачи) рассчитывается по формулам, приведенным в [2]:

$$\theta_{\text{ОБ}} = 2 \cdot \Delta\beta = 2 \cdot \arccos(\text{tg}\psi / \text{tg}\alpha_{\text{П}}), \text{ град}; \quad (2.15)$$

$$\alpha_{\text{П}} = 90 - [\varepsilon_{\text{min}} + \arcsin(A \cdot \cos \varepsilon_{\text{min}})], \text{ град}, \quad (2.16)$$

где $\alpha_{\text{П}}$ – пороговое значение центрального угла α , при котором угол ε равен ε_{min} (рис. 2.2); ε_{min} – минимальный угол места, ниже которого прием (передача) сигналов с ИСЗ становится энергетически нецелесообразным или невозможным из-за наличия препятствий в зоне размещения ЗС. Если нет специальных указаний, то в расчетах ε_{min} принимается как $5 \dots 6^\circ$.

Из формул (2.15) и (2.10) следует, что с уменьшением географической широты размещения ЗС одновременно увеличиваются угол обзора $\theta_{\text{ОБ}}$ и максимальный угол места $\varepsilon_{\text{М}}$ антенны. Видимая с точки приема часть дуги ГО становится более протяженной и более выпуклой относительно линии горизонта для данной местности (рис. 2.7).

Максимальный угол обзора дуги ГО (от горизонта до горизонта) определяется из соотношений (2.15) и (2.16) при $\varepsilon_{\text{min}} = 0$ и составляет

$$\theta_{\text{ОБ.М}} = 2 \cdot \arccos(\text{tg}\psi / \text{tg} 81,3^\circ), \text{ град}. \quad (2.17)$$

На широте $\psi = 81,3^\circ$ величина угла обзора $\theta_{\text{ОБ}}$ равна 0° , а при размещении ЗС на экваторе ($\psi = 0^\circ$) $\theta_{\text{ОБ.М}} = 180^\circ$.

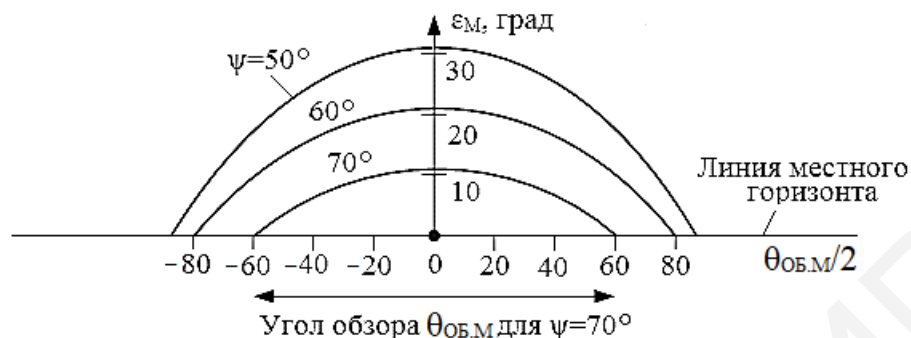


Рис. 2.7. Видимые участки ГО с различных географических широт θ

Крайние позиции ИСЗ на ГО, с которыми доступна работа под углами мест, превышающими ϵ_{min} , рассчитываются на основании углового разнесения между спутниками по формуле

$$\theta_p = 2 \cdot \delta = 2 \cdot \arccos(\cos \alpha_{\text{П}} / \cos \psi), \text{ град.} \quad (2.18)$$

Величина углового разнесения между позициями ИСЗ на дуге ГО характеризуется геоцентрическим углом с вершиной в центре Земли (см. рис. 2.6). Угловое разнесение θ_p для заданной географической широты точки размещения ЗС меньше угла обзора $\theta_{\text{ОБ}}$.

Предельное значение углового разнесения между геостационарными спутниками, достигается при значении $\epsilon_{\text{min}} = 0$ и определяется по формуле

$$\theta_{\text{р.М}} = 2 \cdot \arccos (A / \cos \psi), \text{ град.} \quad (2.19)$$

На рис. 2.8 показаны зависимости углов $\theta_{\text{ОБ.М}}/2$, $\theta_{\text{р.М}}/2$ и $\epsilon_{\text{М}}$ от географической широты ψ размещения ЗС. Видно, что с уменьшением широты ЗС относительно широты $\psi = 81,3^\circ$ эти углы увеличиваются.

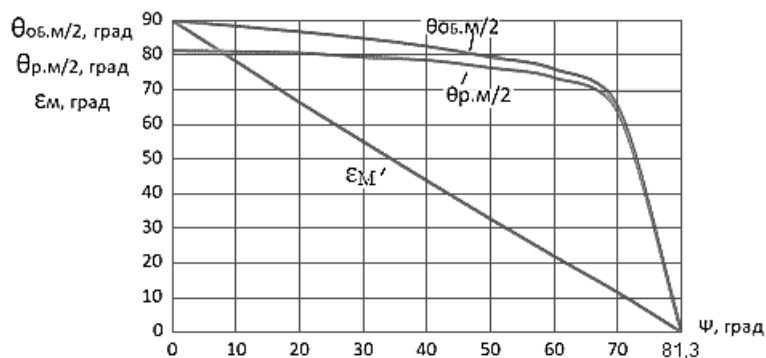


Рис. 2.8. Зависимости углов $\theta_{\text{ОБ.М}}/2$, $\theta_{\text{Р.М}}/2$ и $\varepsilon_{\text{М}}$ от широты местности
 Значения крайних позиций восточного $\varphi_{\text{С.ВОСТ}}$ и западного $\varphi_{\text{С.ЗАП}}$ спутников на ГО для точки приема таковы:

$$\varphi_{\text{С.ВОСТ}} = \varphi_{\text{З}} + \theta_{\text{Р}}/2, \text{ град}; \quad (2.20)$$

$$\varphi_{\text{С.ЗАП}} = \varphi_{\text{З}} - \theta_{\text{Р}}/2, \text{ град}. \quad (2.21)$$

2.3. Устройства наведения приемных антенн на геостационарные спутники

2.3.1. Опорно-поворотные устройства

Опорно-поворотное устройство (ОПУ) служит для настройки и оперативного перенацеливания антенны земной станции на требуемые спутники. Угловая точность наведения антенны $\delta_{\text{А}}$ не должна быть больше 10 % от ширины ее ДН по уровню -3 дБ. Выполнение этого условия продиктовано необходимостью минимизации потерь, вызванных не точным наведением антенны на ИСЗ и обеспечением высокого уровня ослабления кроссполяризационной составляющей при приеме [4].

ОПУ можно классифицировать по следующим основным признакам:

- по назначению (профессиональные и бытовые);
- по условиям работы (наземные, корабельные и бортовые);
- по количеству осей наведения (одноосные, двуосные, трехосные);
- по обеспечению требований к диапазонам перестройки (по углу места и азимуту), угловой скорости наведения, погрешности механизма перестройки и надежности конструкции в заданных условиях эксплуатации станции.

При построении ОПУ профессионального назначения наибольшее применение получили конструкции с азимутально-угломестной, горизонтальной и трипоидной подвеской антенн [21]. Для перестройки и наведения антенн на требуемый спутник эти конструкции могут оснащаться средствами процессорного управления силовых устройств на базе электроприводов.

Первые два типа ОПУ предназначаются как для работы с геостационарными, так и для работы (с техническими ограничениями) с негеостационарными спутниками. Конструкции ОПУ с трипоидной подвеской используются только для работы с геостационарными КА и имеют ограниченную угловую область перестройки по азимуту и углу места.

В азимутально-угломестном ОПУ (схема $Z-X$) вращение вертикальной оси Z вызывает изменение азимутального направления антенны, а вращение оси X – изменение угла места (рис. 2.9, а). В горизонтальной подвеске антенны по схеме $X-Y$ вращение любой из осей конструкции может приводить к изменению двух координат ее наведения. При этом преимущественное изменение азимутального угла происходит при вращении антенны вокруг оси X , а угла места – при вращении вокруг оси Y (рис. 2.9, б).



Рис. 2.9. Схемы опорно-поворотных устройств:
а – азимутально-угломестная; б – горизонтальная

Конструкция ОПУ с трипоидной подвеской (рис. 2.10) состоит из неподвижной рамы и трех выдвижных штоков, на которых закреплена антенна. Один шток имеет фиксированную длину, два других – регулируемую. Диапазоны перестройки антенны по азимуту и углу места обычно составляют $\pm 7^\circ$.

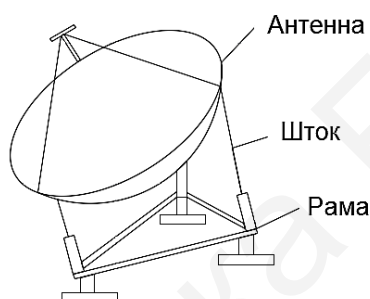


Рис. 2.10. Конструкция трипоидной подвески

В системах интерактивной спутниковой связи на подвижных платформах (железнодорожные поезда, автомобили, речные и морские суда) для обеспечения постоянства слежения за ИСЗ при перемещении транспортных средств используются антенные фазированные решетки (АФР) с электронным наведением луча. Например, в антенной системе АФР ER 5000 Ku компании Gilat LTD (рис. 9.20) благодаря сочетанию механической и электронной перестройки обеспечивается изменение угла места от 0 до 90° и азимутального угла от 0 до 360° . Геометрические размеры этой конструкции $83,8 \times 97,6 \times 25,4$ см.

В непрофессиональных системах индивидуального и коллективного приема сигналов с геостационарных спутников получили применения ОПУ с полярной подвеской антенн и моторизованные поворотные устройства для мало-размерных антенн ($d_A \leq 1,5$ м) типа «горизонт – горизонт». Механизм работы этих устройств похож между собой и основан на повороте антенны относительно оси, ориентированной на Полярную звезду (ПЗ) [2].

С перестройкой антенны одновременно изменяются координаты ее наведения на спутник, как по азимуту, так и углу места. Для ОПУ с полярной подвеской достаточно использовать один электропривод, или актуатор, изменяющий направление наведения антенны. Актуатор содержит электродвигатель, редуктор для снижения числа оборотов, датчик угла поворота и выдвижной

шток с механизмом преобразования вращательного движения в поступательное. Корпус актуатора закрепляется на ОПУ, а его выдвижной шток соединен с зеркалом антенны. При работе электродвигателя изменяется выбег штока, который вызывает поворот антенны вокруг оси ОПУ. Направление поворота антенны зависит от поданной на двигатель полярности напряжения. В моторизованном поворотном устройстве антенна поворачивается вместе с осью, которая приводится в движение редуктором от электродвигателя (рис. 2.11).



Рис. 2.11. Антенная система с моторизованным ОПУ

На рис. 2.12 представлены графические построения, поясняющие этапы создания конструкции ОПУ с полярной подвеской.

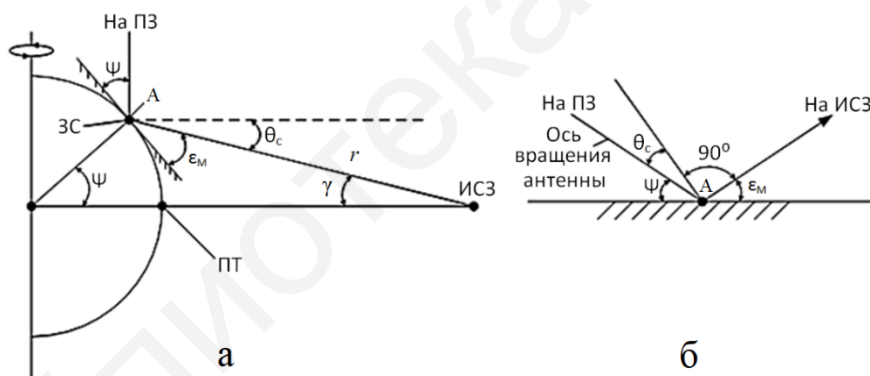


Рис. 2.12. Базовые схемы построения одноприводного ОПУ:
а – исходная графическая схема; б – кинематическая схема

Предполагается, что ось вращения Земли и линия, проведенная из точки размещения ЗС (точка A) в направлении ПЗ, условно параллельны (это справедливо, поскольку радиус Земли гораздо меньше расстояния до ПЗ). Если считать, что долгота точки приема и позиция ИСЗ на ГО совпадают, то угол места, под которым виден ИСЗ с точки приема, максимален и центральный угол α между направлениями на ЗС и ИСЗ равен широте местности ψ .

При $\varphi_C = \varphi_3$ угол склонения (деклинация) θ_C , обусловленный необходимостью наклонения ДН антенны ЗС в направлении на ИСЗ,

$$\theta_C = 90^\circ - (\psi + \varepsilon_M) = 90^\circ - [\psi + \arctg((\cos \psi - A)/\sin \psi)], \text{ град.} \quad (2.22)$$

Этот же угол, наблюдаемый с ИСЗ, равен углу полуобзора Земли (2.5):

$$\theta_c = \arcsin(A \cos \varepsilon_M) = 90^\circ - \arctg((1 - A \cos \psi) / A \sin \psi), \text{ град.} \quad (2.23)$$

Величина угла склонения зависит только от географической широты точки приема и изменяется от 0 до $8,7^\circ$ при ее изменении от 0 до $81,3^\circ$ (табл. 2.1).

Таблица 2.1

Величина угла склонения для различных широт размещения ЗС

Ψ_M , град	10	20	30	40	50	60	70	81,3
θ_C , град	1,76	3,45	4,97	6,27	7,31	8,06	8,52	8,7

Если вращать вектор r , совпадающий с линией наклонной дальности, вокруг направления на ПЗ, то в некотором угловом диапазоне острие этого вектора будет перемещаться по траектории ГО.

Линия в направлении на ПЗ может считаться осью вращения антенны, расположенной в точке A . Если фрагмент этого рисунка повернуть так, чтобы касательная в точке A совпала с горизонтальной координатой, то получим кинематическую схему одноприводного ОПУ (см. рис. 2.12, б). На основании этой кинематической схемы определяются параметры конструкции поворотного устройства (рис. 2.13), для которого угол ε_M рассчитывается по формуле (2.10), а угол θ_C – по формуле (2.22) или (2.23).

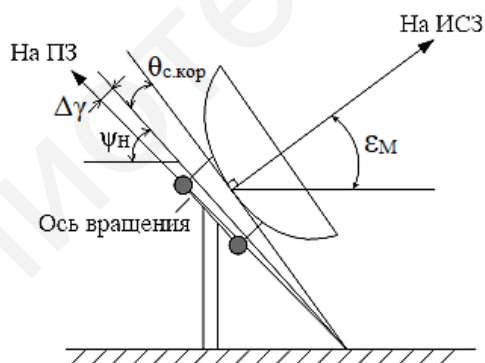


Рис. 2.13. Конструкция одноприводного ОПУ с полярной подвеской

Настройка ОПУ включает размещение оси вращения антенны в плоскости север – юг под углом к горизонтальной плоскости, равным широте местности ψ . При верно выставленных остальных параметрах конструкции ОПУ ось симметрии ДН антенны будет направлена под максимальным углом ε_1 на вершинную точку видимой части дуги ГО (рис. 2.14). Проекция этого направления на горизонтальную плоскость совпадает с направлением на юг.

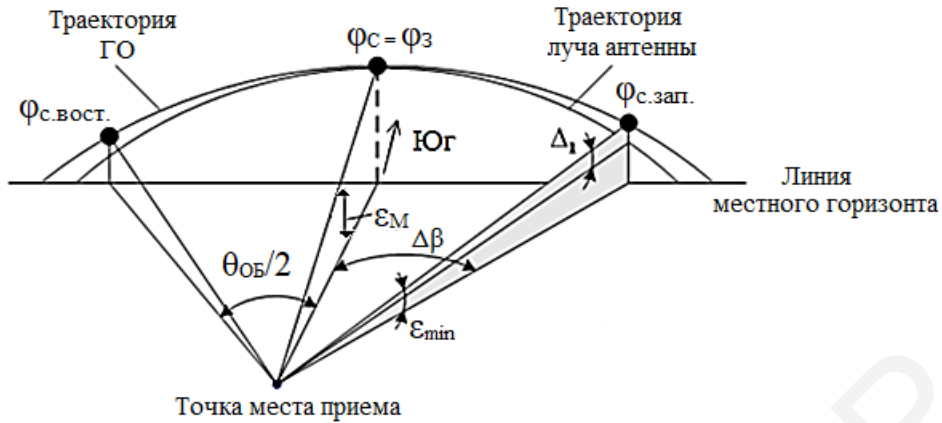


Рис. 2.14. Графическое представление видимой части дуги ГО

Если антенну поворачивать вокруг оси, т. е. отклонять ДН антенны относительно южного направления, то вместе с изменением азимутального смещения $\Delta\beta$ будет изменяться и угол места ε . Траектория, «прочерчиваемая» лучом антенны (см. рис. 2.14), в значительной части угла обзора $\theta_{об}$ совпадет с траекторией дуги ГО. Заметное расхождение между ними наступит только при малых углах мест, под которыми видны спутники. Рост угловой ошибки Δ_1 в наведении антенны приводит к снижению уровня принимаемых сигналов с удаленных ИСЗ.

Величина потерь в усилении антенны при малых углах мест из-за погрешности механизма наведения ОПУ с полярной подвеской следующая:

$$\Delta g_H = 2,5 \cdot 10^{-3} (\Delta_1 \cdot d_A / \lambda)^2, \text{ дБ}, \quad (2.24)$$

где d_A – диаметр приемной антенны, м; λ – длина волны рабочей частоты, м.

Угловая ошибка в наведении антенны для одноприводного ОПУ при малых углах мест антенны ε_{min} рассчитывается на основании простых приближенных соотношений [2]:

$$\Delta_1 = \theta_{об} (\xi - \eta) / 360 = [(\xi - \eta) \cdot \arccos(\operatorname{tg}\psi / \operatorname{tg}\alpha_{П})] / 180, \text{ град}; \quad (2.25)$$

$$\xi = \operatorname{arctg}[(1 + A \cdot \cos\psi) / A \cdot \sin\psi], \text{ град}; \quad (2.26)$$

$$\eta = \operatorname{arctg}[(1 - A \cdot \cos\psi) / A \cdot \sin\psi] = \varepsilon_{М} + \psi, \text{ град}, \quad (2.27)$$

где ξ и η – углы, геометрический смысл которых указан на рис. 2.15.

Если принять, что используется антенна с $d_A = 1,2$ м, частота $f_p = 12$ ГГц, широта размещения ЗС $\psi = 40^\circ$ и $\varepsilon_{min} = 5^\circ$, то согласно (2.25) и (2.24) угловая ошибка $\Delta_1 = 0,56$ и потери в усилении антенны $\Delta g_H = 1,8$ дБ.

Для компенсации угловой неточности в наведении антенны на спутники и снижения потерь в ее усилении при малых углах мест преимущественное ис-

пользование получила модифицированная конструкция ОПУ. В этом ОПУ ось вращения антенны незначительно наклонена относительно направления на ПЗ в сторону ГО на величину корректирующего угла:

$$\Delta\gamma = (\xi - \eta)/2 \approx 0,69 \cdot \sin 2\psi, \text{ град.} \quad (2.28)$$

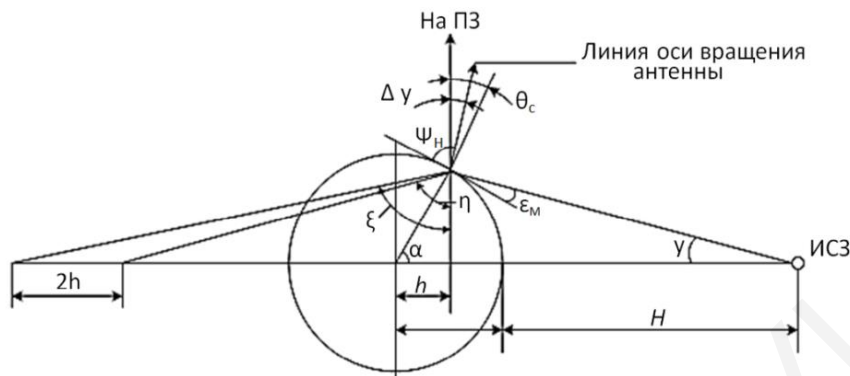


Рис. 2.15. Пояснение к построению модифицированной модели ОПУ

Поскольку коррекция направления оси вращения осуществляется за счет уменьшения угла склонения θ_c , то скорректированный угол склонения

$$\theta_{\text{с.кор}} = (\theta_c - \Delta\gamma) = 90^\circ - [(\eta + \xi)/2] \approx 8,62 \sin \psi. \quad (2.29)$$

Значение угла наклона оси вращения модифицированного ОПУ относительно горизонтальной плоскости увеличивается на $\Delta\gamma$ и составляет:

$$\psi_n = \psi + \Delta\gamma \approx \psi + 0,69 \cdot \sin 2\psi, \text{ град.} \quad (2.30)$$

Благодаря исключению погрешности в наведении антенны на спутники конструкция модифицированного ОПУ с полярной подвеской (рис. 2.16) стала общепринятой. При монтаже этого ОПУ во внимание принимаются следующие параметры: угол наклона оси вращения антенны ψ_n , скорректированный угол склонения $\theta_{\text{с.кор}}$ и максимальный угол места ϵ_m .

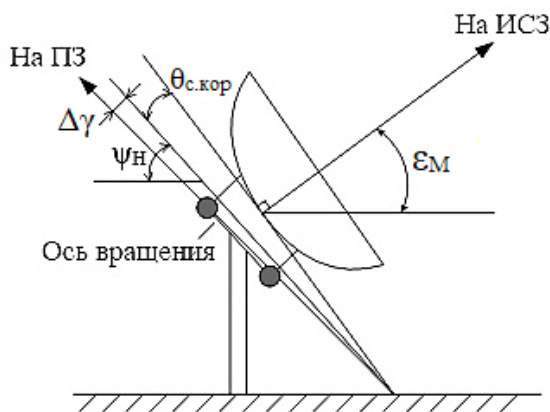


Рис. 2.16. Конструкция модифицированного ОПУ

На рис. 2.17 показаны кривые изменения угловой ошибки в наведении антенны Δ_1 (для $\varepsilon_{\min} = 5^\circ$) корректирующего угла $\Delta\gamma$ и углов склонения θ_C и $\theta_{C.КОР}$ в зависимости от географической широты точки приема.

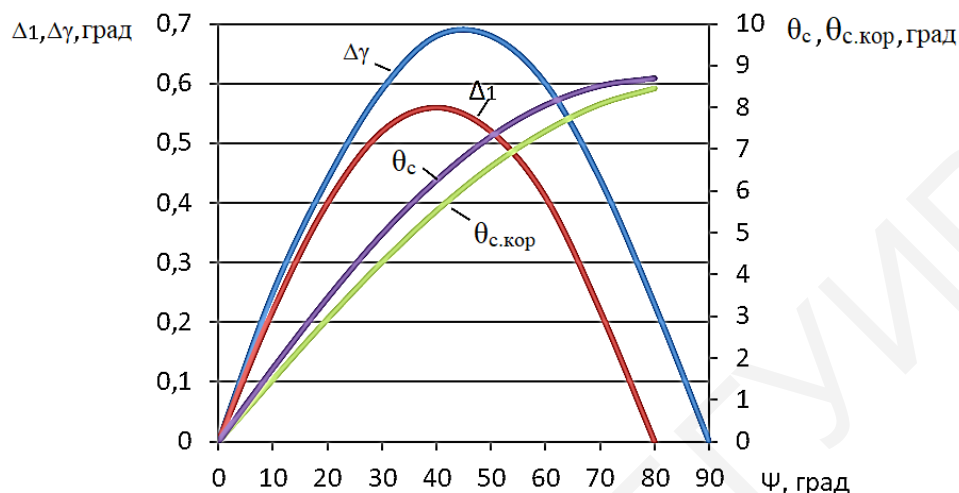


Рис. 2.17. Зависимости Δ_1 , $\Delta\gamma$, θ_C и $\theta_{C.КОР}$ от географической широты размещения ЗС

Из приведенных равенств видно, что на широте $\psi = 0$ параметры Δ_1 и $\Delta\gamma$ равны нулю и имеют максимальные значения на широтах около $35\dots45^\circ$.

2.3.2. Определение мест установки приемных антенн

2.3.2.1. Исходные положения

В условиях города с разновысокой и плотной застройкой жилого массива, а также при сложном рельефе местности не всегда однозначно можно выбрать местоположение антенн для организации приема сигналов с требуемых спутников. Основная причина этой неоднозначности состоит в отсутствии прямой радиовидимости спутников с предполагаемой точки приема вследствие экранирования принимаемых сигналов различными препятствиями (здания, технические сооружения, деревья и др.). Выбор осложняется, если препятствия находятся вблизи мест приема, являются высокими, протяженными и прием сигналов необходимо вести с различных ИСЗ на перестраиваемую антенную систему.

Представляется целесообразным до начала установки антенн выполнить предварительные расчеты по определению возможных мест их размещения с учетом особенностей зоны застройки в месте приема.

Изложенный ниже порядок расчета основывается на фрагменте плана застройки микрорайона, высотных отметок рельефа местности и высот объектов в секторе обзора дуги ГО с точки приема.

В результате расчета определяются:

- минимальные значения высот размещения антенн для обеспечения свободного приема сигналов с требуемых ИСЗ;
- максимально допустимая длина соединительного кабеля;
- реально требуемая длина кабеля между конвертером и приемным оборудованием, находящимся в помещении.

В качестве контрольного примера расчета взят вариант приема спутниковых сигналов в г. Минске ($\varphi_3 = 27,58^\circ$ в. д.; $\psi = 53,88^\circ$ с. ш.) на фиксированные антенны головной станции, которые наведены на спутники: HotBird (13° в. д.), Astra 1M ($19,2^\circ$ в. д.), Astra 2A/2B ($28,2^\circ$ в. д.) и Eutelsat 36A (36° в. д.). Фрагмент застройки жилого массива показан на рис. 2.18. Высотные отметки технического здания для размещения оборудования и антенн, а также продольный профиль препятствий в секторе приема приведены на рис. 2.19.

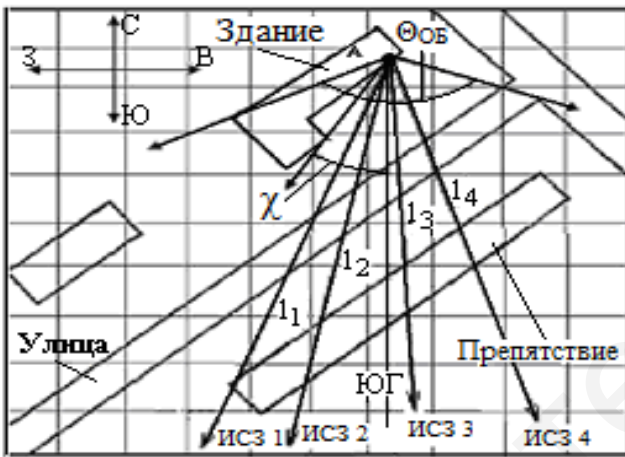


Рис. 2.18. Фрагмент плана застройки

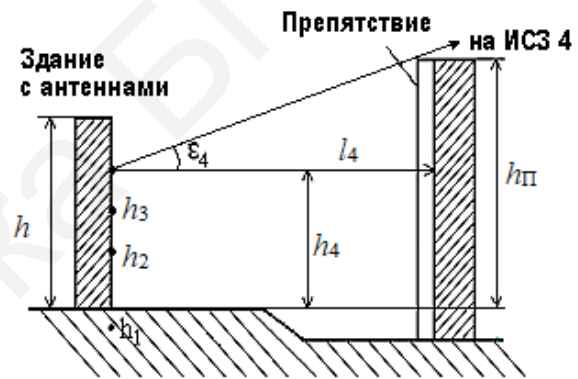


Рис. 2.19. Продольный профиль застройки

Параметры приемных устройств станции для упрощения расчетов системы выбраны однотипными. Коэффициент шума конвертора $n_{ш.к} = 0,5$ дБ; усиление конвертора $K_{р.к} = 55$ дБ, коэффициент шума цифрового приемника (тюнера) $n_{ш.к} = 8$ дБ, погонное затухание в кабеле типа SAT-602 $\alpha_{КАБ} = 0,311$ дБ/м, потери в делителе мощности $a_{доп} = 3$ дБ, относительное изменение величины ЭШТ на входе конвертора при его установке в тракт приемного оборудования станции $\mu = \Delta T_K / T_K = 0,05$ (5 %), угол обзора дуги ГО с точки приема $\theta_{об} = 141,39^\circ$; $T_K = T_0(10^{0,1 \cdot n_{ш.к}} - 1) = 34,8$ К – шумовая температура конвертора.

2.3.3.2. Порядок расчета

1. На фрагменте плана застройки жилого массива отметить точкой *A* территориально предполагаемое место установки приемных антенн (см. рис. 2.18).

Эта точка считается вершиной угла обзора $\theta_{об}$ видимой части дуги ГО, ось симметрии которого совпадает с направлением на юг.

2. Рассчитать углы азимутальных смещений $\Delta\beta_i$, заключенные между проекциями направлений на юг и на требуемые спутники, с которых предполагается вести прием:

$$\Delta\beta_i = \pm \arctg \left[\left(\operatorname{tg} |\varphi_{Ci} - \varphi_3| \right) / \sin \psi \right], \text{ град,} \quad (2.31)$$

где φ_{Ci} – позиция i -го спутника на ГО.

В формуле знак «плюс» используется, если ЗС находится восточнее ИСЗ, а «минус» – если западнее.

Отложить на плане застройки из точки A рассчитанные углы. Эти значения углов $\Delta\beta_i$ в направлении на требуемые спутники с позициями $\varphi_{C1} = 13^\circ$ в. д., $\varphi_{C2} = 19,2^\circ$ в. д., $\varphi_{C3} = 28,2^\circ$ в. д. и $\varphi_{C4} = 36^\circ$ в. д. соответственно равны: 17,75; 10,35; $-1,25$ и $-10,36^\circ$.

3. По каждому направлению на спутник определить согласно плану застройки расстояния l_i от точки A до ближайшего препятствия. В соответствии с планом застройки в зоне приема (см. рис. 2.18) имеем: $l_1 = 57$ м, $l_2 = 47$ м, $l_3 = 40$ м и $l_4 = 36$ м.

4. На основании полученных расстояний l_i и отметок высот препятствий определить минимальные значения высот размещения каждой антенны на здании места приема:

$$h_i = h_{\Pi i} - l_i \left[(\cos \alpha_i - A) / \sin \alpha_i \right], \text{ м;} \quad (2.32)$$

$$\alpha_i = \arctg (\operatorname{tg} \psi / \cos \Delta\beta_i), \text{ град,} \quad (2.33)$$

где $h_{\Pi i}$ – высота препятствия на i -м направлении относительно нулевой отметки здания, на котором планируется установка антенн.

Для высоты препятствия $h_{\Pi} = 27$ м и рассчитанных значений l_i получим: $h_1 = -2,17$ м, $h_2 = 2,1$ м, $h_3 = 5,25$ м и $h_4 = 7,85$ м.

5. С учетом размещения здания на плане и его архитектурных особенностей уточнить крайние позиции спутников на ГО, с которых в случае необходимости перестройки антенн возможен прием сигналов в точке A :

$$\varphi_{C.K} = \varphi_3 \pm \arctg (\operatorname{tg} \chi \cdot \sin \psi), \text{ град,} \quad (2.34)$$

где χ – угол, заключенный между направлением на юг и стеной здания или препятствием, которые ограничивают сектор перестройки антенн.

В формуле используется знак «плюс», если препятствие находится восточнее юга, и знак «минус» – если западнее. В соответствии с рис. 2.18 имею-

шее препятствие (уступ здания) находится западнее точки приема и угол $\chi \cong 40^\circ$. Крайняя западная позиция спутника на ГО, с которого еще возможен прием сигналов в точке A , составляет $\varphi_{С.К} = 6,57^\circ$ з. д.

6. Для известных параметров приемной установки и допустимого относительного изменения величины ЭШТ конвертора μ при его включении в общий состав установки определить максимально возможное ослабление сигнала в кабеле между конвертором и спутниковым приемником: –

$$a_{К-Т} = 10 \lg \mu + 10 \cdot \lg \left(10^{0,1 \cdot n_{ш.к}} - 1 \right) + K_{Р.К} - n_T, \text{ дБ.} \quad (2.35)$$

Для данных примера $a_{К-Т} = 26$ дБ.

7. Выбрать тип кабеля, определить в нем удельные (погонные) потери $\alpha_{КАБ}$ на частоте 2,15 ГГц, учесть дополнительные потери в пассивных устройствах (усилитель мощности, мультисвич, СВЧ-коммутатор и др.) между конвертором и приемником $a_{ДОП}$ и определить максимальную длину соединительного кабеля:

$$l_{КАБ} = (a_{К-Т} - a_{ДОП}) / \alpha_{КАБ}, \text{ м.} \quad (2.36)$$

Для данных примера $l_{КАБ} = 70,1$ м.

8. На основании полученных значений высотных точек размещения антенн и с учетом рассчитанной максимальной длины кабеля определить место установки антенн и выбрать реально требуемые длины соединительных кабелей.

В примере все четыре антенны располагаем на крыше технического здания высотой $h = 15$ м. Эта высота здания превышает все минимально необходимые отметки h_i для свободного приема сигналов. Учитывая необходимость разнесения антенн между собой (например, 9 м) и принимая длины кабелей для прокладки внутри помещения 15 м, получим $l_1 = 30$ м, $l_2 = 36$ м, $l_3 = 36$ м, $l_4 = 39$ м.

3. АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ ПРИЕМА СИГНАЛОВ СПУТНИКОВОГО ВЕЩАНИЯ

3.1. Типы антенн и их технические характеристики

3.1.1. Общие положения и требования

Для приема спутниковых радиосигналов используют как фиксированные, так и перестраиваемые антенные системы, которые могут устанавливаться стационарно или размещаться на мобильных средствах. Наибольшее применение при организации индивидуального и коллективного спутникового приема получили однозеркальные осесимметричные (прямофокусные) и неосесимметричные (офсетные) антенны. В профессиональных и полупрофессиональных приемных комплексах преимущественно используют модифицированные двухзеркальные антенны типа Кассегрена или Грегори с системой наведения и слежения за ИСЗ по максимуму принимаемого сигнала. Незначительный процент антенн для индивидуального приема составляют пассивные микрополосковые антенны и антенные фазированные решетки [22].

К приемным антеннам предъявляют сбалансированные требования по электрическим, конструктивным и эксплуатационным характеристикам. Среди основных электрических показателей антенн следует выделить их усиление в главном направлении, уровни ослабления боковых лепестков, значения шумовой температуры и поляризационной развязки. Важнейшими конструктивными и эксплуатационными показателями приемных антенн являются: точность воспроизведения требуемого профиля зеркала, устойчивость к ветровым нагрузкам и температурным изменениям, долговременная стабильность характеристик в условиях эксплуатации, удобство в монтаже и установке. Большинство антенн наземного сегмента однодиапазонные. Они перекрывают полосу частот в одну октаву.

В состав однозеркальной прямофокусной антенны входят облучатель и отражающее зеркало (рефлектор) параболической формы с образующей вида

$$x = y^2 / 4F_{\Phi}, \text{ м}, \quad (3.1)$$

где F_{Φ} – фокусное расстояние, м; x, y – ортогональные оси.

Рефлекторы антенн С-диапазона могут выполняться сплошными, перфорированными или сетчатыми. В Ku- и Ka-диапазонах они сплошные. Изготавливаются рефлекторы из алюминия, стали, сплавов или металлизированного стеклопластика и покрываются полимерными и композитными материалами с высокими антикоррозийными и водоотталкивающими свойствами. Устойчивые к ветровым нагрузкам перфорированные и сетчатые антенны С-диапазона на частотах свыше 10 ГГц не столь эффективны и поэтому используются относительно редко. В зависимости от условий эксплуатации и назначения (стационарные, возимые, бортовые) антенные системы могут конструктивно отличаться друг от друга. Например, содержать процессорное устройство перестройки,

моторизованное поворотное устройство, электроприводы для наведения антенны на требуемый спутник, систему автослежения, подогрев зеркала или его обдув теплым воздухом против обледенения и другие вспомогательные средства.

Для осесимметричных антенн характерно, что плоскость их раскрыва перпендикулярна оси симметрии (рис. 3.1, а). У офсетных антенн угол между плоскостью раскрыва зеркала и направлением на ИСЗ менее 90° (рис. 3.1, б).

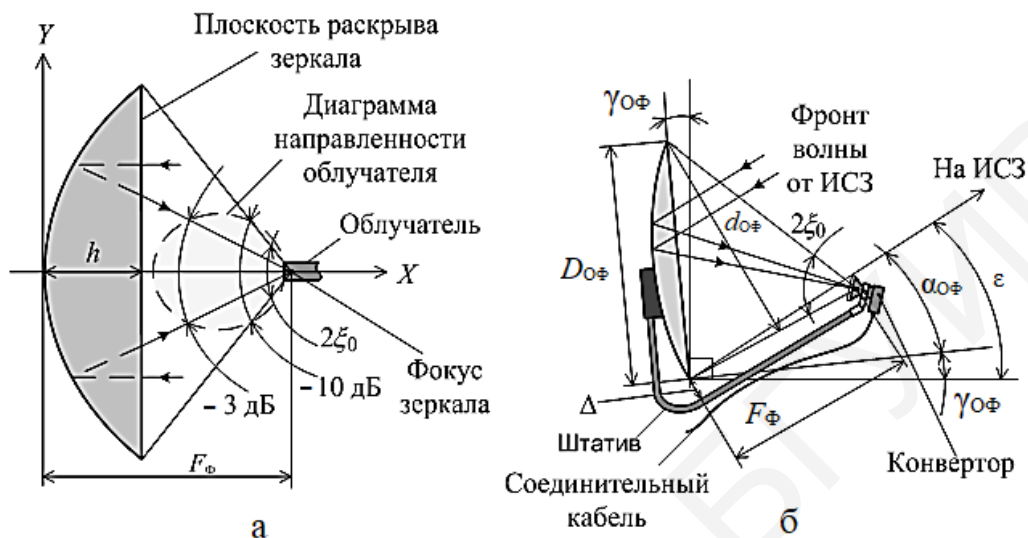


Рис. 3.1 Однозеркальные антенны:
а – прямофокусная; б – офсетная

Облучатель однозеркальной антенны представляет собой отрезок круглого волновода. Его внутренний диаметр $(0,6...0,7) \lambda$ рассчитан на распространение по нему сигналов с ортогональной поляризацией волн. Частотная избирательность облучателя соответствует характеристике фильтра верхних частот. Для улучшения свойств антенн облучатели оснащены различными формами насадок в виде дроссельного фланца (рис. 3.2, а), конического рупора с внутренней ребристой структурой (рис. 3.2, б), диэлектрической линзы и др.

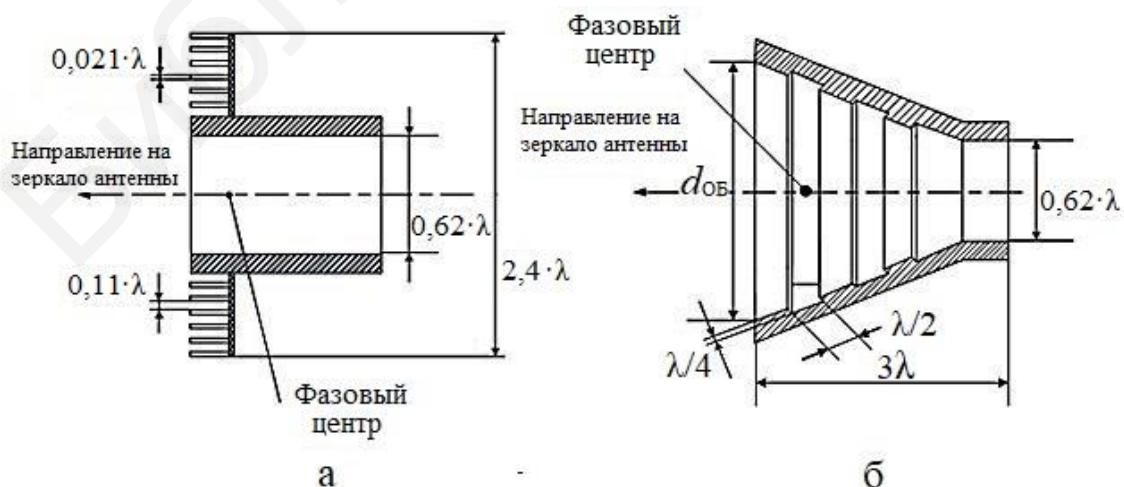


Рис. 3.2. Облучатели антенн:
а – прямофокусной; б – офсетной λ

Насадки способствуют снижению уровня кросс-поляризации, коэффициента стоячей волны антенны и ширины диаграммы направленности (ДН) облучателя. Типовая ширина ДН облучателя с простыми видами насадок составляет $50...60^\circ$ по уровню -3 дБ и $90...120^\circ$ по уровню -10 дБ.

Фазовый центр облучателя находится внутри волновода или насадки и совмещается с фокусом зеркала. В фокусе происходит синфазное сложение электромагнитных волн, отраженных от поверхности зеркала.

Конструктивные параметры облучателя выбирают так, чтобы положение его фазового центра слабо зависело от частоты. При этом ДН облучателя должна оптимально «освещать» всю поверхность зеркала, а сам облучатель – иметь хорошее согласование ($K_{СВн} \leq 1,5$) с питающим волноводом или конвертором. От типа облучателя и его параметров зависят многие характеристики (кроссполяризация, широкополосность, уровень боковых лепестков и др.) однозеркальных и двухзеркальных офсетных и прямофокусных антенн в целом.

3.1.2. Однозеркальные прямофокусные антенны

Для этого типа антенн (рис. 3.3) фокусное расстояние F_Φ определяется из условия (3.1) по известным значениям диаметра зеркала d_A и его глубины h :

$$F_\Phi = d_A^2 / 16 \cdot h, \text{ м.} \quad (3.2)$$

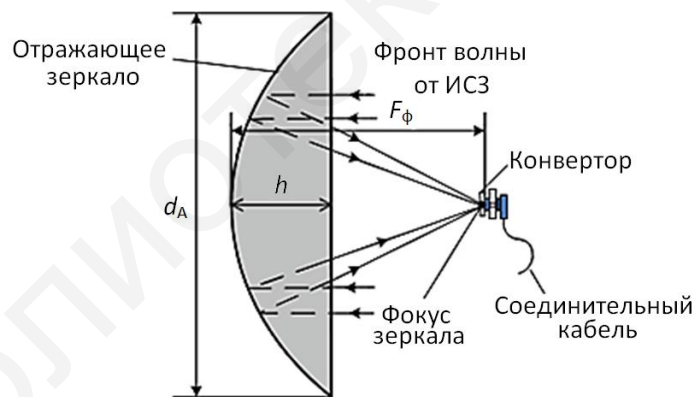


Рис. 3.3. Модель конструкции прямофокусной антенны

Полный угол раскрыва зеркала $2\xi_0$ (см. рис. 3.1, а) относительно точки фокуса и направлений на его кромки определяется по формуле

$$2\xi_0 = 2 \cdot \arctg \left[\frac{d_A}{2} \cdot (F_\Phi - h) \right], \text{ град.} \quad (3.3)$$

В зависимости от величины угла раскрыва зеркала ξ_0 на практике принято условное деление антенн на длиннофокусные ($2\xi_0 < 120^\circ$), среднефокусные ($120^\circ < 2\xi_0 < 150^\circ$) и короткофокусные ($2\xi_0 > 150^\circ$).

Серийно выпускаемые прямофокусные антенны для спутникового приема являются среднефокусными с отношением $F_{\Phi} / d_A \approx 0,3 \dots 0,4$. В соответствии с (3.2) и (3.3) глубина зеркала этих антенн в 5,5...6,5 раз меньше его диаметра и полный угол раскрыва ξ_0 составляет $100 \dots 120^\circ$.

Вследствие направленных свойств облучателя складываемая в точке фокуса отраженная мощность от различных участков поверхности зеркала неодинаковая по уровню. Обычно с краев зеркала уровень принимаемой мощности устанавливаются на 10...12 дБ меньшим, чем с его центра, что позволяет обеспечить приемлемый уровень боковых лепестков при незначительном снижении эффективной площади зеркала. Коэффициент использования поверхности (КИП) зеркала $k_{\text{И}}$ из-за ряда отмеченных ниже причин меньше единицы и рассчитывается по формуле

$$k_{\text{И}} = \frac{S_{\text{ЭФ}}}{S_{\Gamma}} = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot k_5, \quad (3.4)$$

где $S_{\text{ЭФ}}$ и S_{Γ} – эффективная и геометрическая площадь зеркала, м^2 ; k_i – составляющие КИП.

Коэффициент k_1 учитывает неравномерное поступление мощности с поверхности зеркала на облучатель и равен 0,8...0,82. Коэффициент k_2 учитывает эффект затенения части зеркала облучателем и конвертором [19]:

$$k_2 = 1 - \frac{(d_{\text{ОБ}} d_A)^2}{1 - 0,5 \cdot (1 - q)}, \quad (3.5)$$

где $d_{\text{ОБ}}$ – диаметр зоны затенения зеркала облучателем и конвертором, м; q – отношение мощностей, поступающих на облучатель с краев и центра зеркала (примерно 0,1).

Коэффициент k_3 учитывает уровень рассеяния принимаемой энергии неровностями поверхности зеркала:

$$k_3 = 1 / \exp(4\pi \cdot \bar{\delta} / \lambda)^2, \quad (3.6)$$

где $\bar{\delta} / \lambda$ – усредненная по поверхности зеркала относительная величина ее неровностей, равная 0,01...0,02.

Коэффициент $k_4 \cong 0,92 \dots 0,96$ учитывает погрешность установки облучателя относительно точки фокуса, а также несинфазность волн, приходящих в фокус, вследствие отклонения формы зеркала от расчетной. Коэффициент $k_5 \cong 0,93 \dots 0,97$ обусловлен потерями в облучателе и искажением в нем фазового фронта волны.

Для большинства однозеркальных прямофокусных антенн с учетом указанных факторов их КИП равен 0,55...0,65, причем в режиме передачи он несколько меньше, чем в режиме приема.

Поскольку приемная антенна концентрирует в точке фокуса поступающую на зеркало энергию, то в зависимости от направления ее поступления важным показателем является внеосевое усиление антенны или ее пространственная избирательность. Экспериментально усиление антенн определяют путем сравнения поданных уровней мощности на рабочую и ненаправленную (изотропную) антенны при условии обеспечения одинаковой действующей напряженности поля в зоне измерений.

Максимальное усиление прямофокусной антенны частично зависит от КИП, но в основном определяется отношением ее диаметра d_A к длине волны принимаемого сигнала:

$$g_0 = 20 \cdot \lg(\pi \cdot d_A / \lambda) + 10 \cdot \lg k_{\text{и}} = 20 \cdot \lg(f_p \cdot d_A) + 10 \lg k_{\text{и}} + 20,4, \text{ дБ}, \quad (3.7)$$

где f_p – частота принимаемых колебаний, ГГц; d_A / λ – апертура раскрыва зеркала.

Для $k_{\text{и}} = 0,6$ формулы (3.7) приводятся к следующему виду:

$$g_0 = 20 \cdot \lg(d_A / \lambda) + 7,75 = 20 \cdot \lg(f_p \cdot d_A) + 18,2, \text{ дБ}. \quad (3.8)$$

При заметном увеличении отношения d_A / λ наблюдается снижение роста усиления антенн, что связано с постепенным уменьшением КИП вследствие снижающейся точности изготовления поверхности большеразмерного зеркала.

Пространственная избирательность антенн характеризуется диаграммой направленности, которая в полярной системе координат представляет собой угловую зависимость ее усиления $g(\theta)$ относительно основного направления. ДН антенны имеет объемную форму и охватывает главный лепесток и все боковые лепестки. На практике оценивают ДН только в двух плоскостях: горизонтальной и вертикальной. Эффективность пространственной избирательности антенны определяют по ширине θ_1 и θ_2 главного лепестка ДН в ортогональных плоскостях на уровне -3 дБ относительно g_0 :

$$\theta_1 = 21/d_1 \cdot f_p = 70/(d_A / \lambda), \text{ град};$$

$$\theta_2 = 19/d_2 \cdot f_p = 63,3/(d_A / \lambda), \text{ град}, \quad (3.9)$$

где d_1 и d_2 – размеры раскрыва зеркала антенны (в общем случае эллиптической формы) в ортогональных плоскостях, м; f_p – рабочая частота, ГГц.

Из (3.8) и (3.9) следует, что для равных размеров антенн их усиление в Ку-диапазоне ($f_p = 11,8$ ГГц) на 9,4 дБ выше, чем в С-диапазоне ($f_p = 4,0$ ГГц), а значения θ_1 и θ_2 почти в три раза меньше.

Повысить КИП антенн и, следовательно, поднять их усиление, не повышая S_r , можно, если увеличить отношение $F_{\text{ф}}/d_A$ и перейти к длиннофокусному типу антенн, для которых характерно более полное использование поверхности

зеркала. Однако такое решение влечет за собой снижение их помехозащищенности ввиду роста уровня боковых лепестков.

Для приемных антенн фиксированной спутниковой службы (ФСС) с отношением $d_A/\lambda \leq 100$ их усиление с боковых направлений в диапазоне частот 1...70 ГГц не должно превышать следующих значений [4]:

$$g(\theta) = g_1, \text{ при } \theta_M \leq \theta < 100 \cdot \lambda/d_A,$$

$$g(\theta) = 52 - 10 \cdot \lg(d_A/\lambda) - 25 \cdot \lg\theta, \text{ при } 1^\circ \leq \theta < 48^\circ,$$

$$g(\theta) = 10 - 10 \cdot \lg(d_A/\lambda), \text{ при } 48^\circ \leq \theta < 180^\circ,$$

$$g_1 = 2 + 15 \cdot \lg(d_A/\lambda), \quad \theta_M = \left(20 \frac{\lambda}{d_A}\right) \sqrt{g_0 - g_1}, \text{ град}, \quad (3.10)$$

где θ – угол, отсчитываемый от линии максимального усиления, град; g_1 – усиление по первому боковому лепестку, дБ.

Соотношение (3.10) устанавливает ограничения на допустимые уровни помех от мешающих ИСЗ и систем других служб. В частности, в [23] приводится близкая по требованиям эталонная ДН антенны для проведения координации между спутниковыми и наземными беспроводными системами в диапазоне частот от 100 МГц до 70 ГГц.

На основании (3.10) и (3.8) уровень ослабления первого бокового лепестка Δg_1 по отношению к максимальному усилению g_0 определяется из соотношения

$$\Delta g_1 = 5 \cdot \lg(d_A/\lambda) + 5,75, \text{ дБ}. \quad (3.11)$$

По мере снижения d_A/λ различие между g_0 и g_1 сокращается (при $d_A/\lambda = 100$, $\Delta g_1 = 15,75$ дБ, при $d_A/\lambda = 20$, $\Delta g_1 = 12,2$ дБ).

В области главного лепестка ДН антенны ее усиление рассчитывается по одной из формул:

$$g(\theta) = g_0 - 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot (\theta \cdot d_A/\lambda)^2, \text{ дБ, при } (0^\circ < \theta < \theta_M); \quad (3.12)$$

$$g(\theta) = g_0 - 12 \cdot (\theta/\theta_{0,5})^2, \text{ дБ, при } (0^\circ < \theta/\theta_{0,5} < 1,45), \quad (3.12a)$$

где $\theta_{0,5}$ – ширина главного лепестка ДН антенны по уровню –3 дБ.

В Рекомендации МСЭ-R S.465 [24] приведена эталонная ДН антенны для внеосевого излучения, используемая при проведении координации и оценки помех между ЗС фиксированной спутниковой службы и станциями других служб в общих полосах частот от 2 до 31 ГГц. В Рекомендациях МСЭ-R S.1428 [25] и МСЭ-R ВО.1443 [26] приведены эталонные ДН антенн земных станций

ФСС и РСС соответственно при оценке влияния помех со стороны негеостационарных спутников.

3.1.3. Офсетные антенны

Зеркало офсетной антенны является частью условного осесимметричного рефлектора, у которого базовый диаметр более чем в два раза превышает требуемый (рис. 3.4).

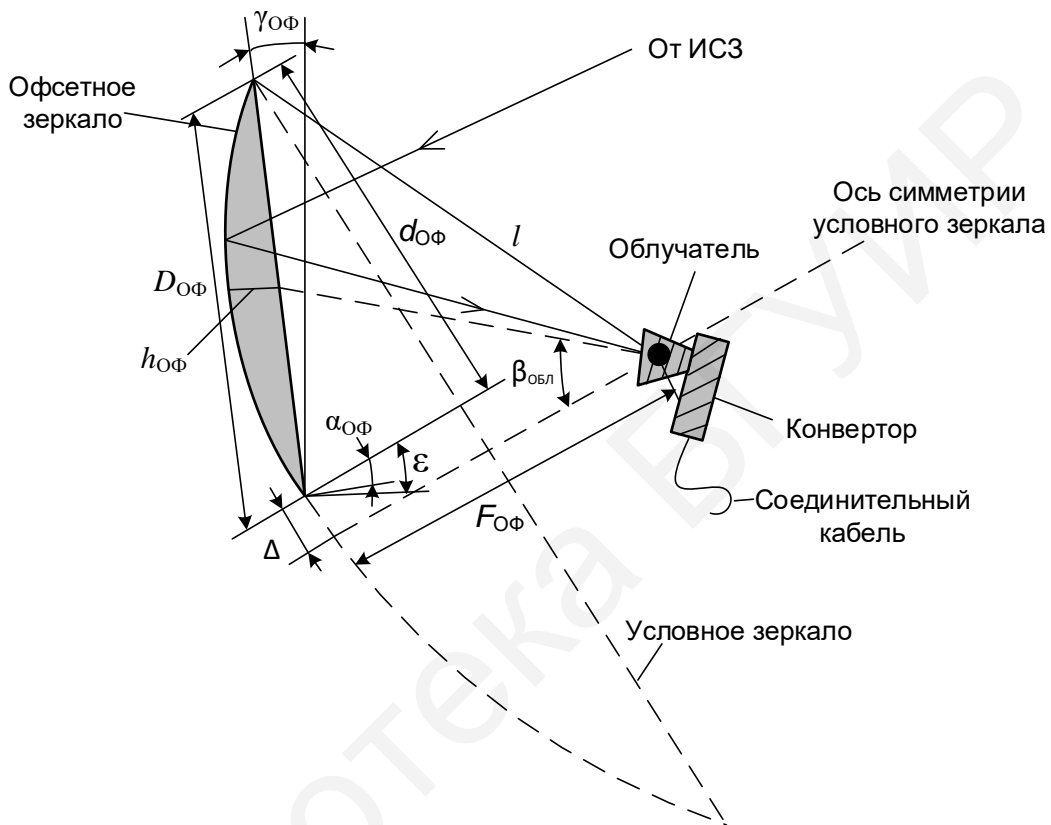


Рис. 3.4. Схема построения офсетной антенны

Контур его раскрыва представляет собой эллипс. Со стороны спутника офсетное зеркало видится круглым с диаметром $d_{оф}$, равным длине его малой оси в горизонтальной плоскости.

Взаимосвязь между размерами большой оси $D_{оф}$ и малой $d_{оф}$ осями зеркала следующая:

$$D_{оф} = d_{оф} \cdot \sqrt{1 + \left[\frac{(d_{оф} + 2 \cdot \Delta)}{4 \cdot F_{оф}} \right]^2}, \text{ м}, \quad (3.13)$$

где Δ – конструктивное смещение края офсетного зеркала относительно оси симметрии условного прямофокусного зеркала, м; $F_{оф}$ – фокусное расстояние офсетного зеркала, м.

Конструктивное смещение большинства офсетных антенн составляет менее 0,1 м, и оно рассчитывается по формуле

$$\Delta = \frac{1}{2} \left[\left(d_{\text{оф}}^2 / 4 \cdot h_{\text{оф}} \right) \cdot \left(\sqrt{1 - (d_{\text{оф}} / D_{\text{оф}})^2} \right) - d_{\text{оф}} \right], \text{ м.} \quad (3.14)$$

В (3.14) $h_{\text{оф}}$ – глубина офсетного зеркала, равная

$$h_{\text{оф}} = d_{\text{оф}}^3 / 16 \cdot D_{\text{оф}} \cdot F_{\text{оф}}, \text{ м.} \quad (3.15)$$

Отношение $d_{\text{оф}} / D_{\text{оф}}$ находится в пределах 0,85...0,9 и характеризует эллипсность офсетной антенны. Величина фокусного расстояния $F_{\text{оф}}$ выбирается из условия $F_{\text{оф}} / D_{\text{оф}} \approx 0,55...0,65$.

Расположенный в фокусе антенны облучатель не затеняет поверхность зеркала, поскольку он находится вне зоны поступающего с ИСЗ электромагнитного поля, и это обстоятельство способствует повышению ее КИП.

Для улучшения характеристик этого типа антенн облучатели оптимизируют под параметры зеркала. Распространенной конструкцией облучателей является конический рупор с гладкой или ребристой (см. рис. 3.2, б) внутренней поверхностью. Ребристая поверхность позволяет выровнять амплитудное распределение поля в E - и H -плоскостях рупора. Плавное увеличение размеров облучателя способствует сужению его ДН, снижению уровня кроссполаризационного излучения и улучшению согласования волнового сопротивления среды распространения с входным сопротивлением конвертора. Конический облучатель является широкополосным устройством, имеет слабую зависимость положения его фазового центра от частоты, и его внутренняя образующая может иметь излом при переходе в раскрыв [19].

Ширина ДН облучателя по уровню -10 дБ примерно равна полному углу раскрыва зеркала относительно точки его фокуса (см. рис. 3.1, б):

$$2\xi_0 = \arcsin \left[(d_{\text{оф}} + \Delta) / l \right], \text{ град,} \quad (3.16)$$

$$l = F_{\text{оф}} + \left[(d_{\text{оф}} + \Delta)^2 / 4 \cdot F_{\text{оф}} \right], \text{ м,} \quad (3.17)$$

где l – расстояние между фокусом зеркала и его верхней кромкой, м.

Ось симметрии ДН облучателя обычно направлена на середину рабочей поверхности зеркала (обозначена пунктиром на рис. 3.4) и находится относительно направления на спутник под углом:

$$\beta_{\text{обл}} \cong 2 \arctg (d_{\text{оф}} / 4 \cdot F_{\text{оф}}) \cong \xi_0, \text{ град.} \quad (3.18)$$

Для большинства офсетных антенн величина КИП составляет 0,7...0,75. Достаточно высокое значение КИП антенны обусловлено более полным использованием периферии зеркала, поскольку она ближе к классу длиннофокусных и в ней отсутствует радиозатенение части зеркала облучателем. Этот тип антенн по сравнению с осесимметричными имеет уровень боковых лепестков на 4...5 дБ ниже. Последний фактор объясняется менее заметным уровнем от-

раженных от поверхности конвертора спутниковых сигналов, которые после попадания на зеркало могут поступить на вход облучателя.

Зеркало офсетных антенн менее глубокое, чем в прямофокусных (глубина в 8...10 раз меньше диаметра), и плоскость его раскрыва при наведении на требуемый спутник располагается вертикальнее по отношению к горизонту. Практически вдвое большее отношение $F_{\text{оф}}/d_{\text{оф}}$, чем у прямофокусных антенн, позволяет снизить требования к точности установки облучателя в ее фокусе.

Допустимая погрешность установки облучателя вдоль оси ДН зеркала определяется из условия

$$|\Delta_Z| \leq \lambda / [8 \cdot (1 - \cos \beta_{\text{обл}})], \text{ м.} \quad (3.19)$$

При $\beta_{\text{обл}} = 45^\circ$ и $\lambda = 2,5$ см допустимое значение $|\Delta_Z| \leq 0,8$ см. На практике можно принять $|\Delta_Z| = \pm(0,2...0,3)\lambda$.

Недостатком антенн этого типа считается более низкая, чем у осесимметричных кроссполяризационная развязка между сигналами. Значение развязки уменьшается с ростом угла раскрыва рупора облучателя и для многих моделей офсетных антенн оно составляет 23...27 дБ.

При наведении офсетных антенн на спутник угловое отклонение плоскости раскрыва зеркала от вертикали $\gamma_{\text{оф}}$ зависит от ее конструкции, требуемого угла места, под которым виден спутник, и рассчитывается по формулам:

$$\gamma_{\text{оф}} = \varepsilon - \alpha_{\text{оф}}; \quad (3.20)$$

$$\alpha_{\text{оф}} = \arctg \left[(D_{\text{оф}}/d_{\text{оф}}) \cdot \sqrt{1 - (d_{\text{оф}}/D_{\text{оф}})^2} \right], \text{ град,} \quad (3.21)$$

где $\alpha_{\text{оф}}$ – офсетный или конструктивный угол между направлением на ИСЗ и нормалью к плоскости раскрыва зеркала (см. рис. 3.4), град.

В области изменения значений $d_{\text{оф}}/D_{\text{оф}}$ от 0,8 до 0,9 офсетный угол $\alpha_{\text{оф}}$ изменяется от 27 до 22°. Величина этого угла часто приводится в паспортных данных на антенну, поскольку наклон штатива, удерживающего конвертор, практически устанавливается под офсетным углом. Из (3.20) следует, что при наведении антенн на ИСЗ под углами мест ε меньшими $\alpha_{\text{оф}}$ ($\varepsilon \leq \alpha_{\text{оф}}$), величина $\gamma_{\text{оф}}$ становится отрицательной ($\gamma_{\text{оф}} \leq 0$) и плоскость раскрыва зеркала смещается от вертикали в направлении поверхности Земли. Почти вертикальное расположение раскрыва зеркала снижает вероятность накопления на его поверхности осадков и уменьшает их влияние на точность фазирования волн в фокусе антенны. Облучатель офсетной антенны для исключения попадания в него влаги обязательно должен быть герметичным.

Усиление офсетных антенн в главном направлении рассчитывается по формулам для прямофокусных антенн при замене d_A на $d_{\text{оф}}$.

С учетом ухудшения состояния поверхности зеркала в процессе эксплуатации и его деформации под действием внешних температурных и других факторов, а также из-за наличия потерь в облучателе $a_{об}$, максимальное усиление антенны снижается на величину

$$\Delta g = 10 \cdot \lg \left[\exp(4 \cdot \pi \cdot \delta / \lambda)^2 \right] + a_{об} = 658,8 \cdot (\delta / \lambda)^2 + a_{об}, \text{ дБ}, \quad (3.22)$$

где δ / λ – относительная неровность поверхности зеркала, которая составляет 0,03...0,04; $a_{об} \approx 0,05...0,10$ дБ.

Если принять $a_{об} = 0,15$ дБ, $\delta / \lambda = 0,04$ ($\delta = 1,1$ мм на частоте 11 ГГц), то $\Delta g \approx 1,2$ дБ.

Согласно Рекомендации МСЭ-R S.580 [27] усиление приемных офсетных антенн с боковых направлений при $d_A / \lambda \geq 22$ (в диапазоне 10,7...11,7 ГГц) и приемопередающих антенн при $d_A / \lambda > 35$ (в диапазоне 10...14 ГГц) не должно превышать следующих значений, дБ:

$$g(\theta) = \begin{cases} 29 - 25 \cdot \lg \theta & \text{при } 1^\circ \leq \theta < 20^\circ; \\ -3,5 & \text{при } 20^\circ \leq \theta < 26,3^\circ; \\ 32 - 25 \cdot \lg \theta & \text{при } 26,3^\circ \leq \theta < 48^\circ; \\ -10 & \text{при } \theta > 48^\circ. \end{cases} \quad (3.23)$$

Приведенное соотношение (3.23) определяет границу допустимого уровня боковых лепестков в зависимости от угла θ , взятого относительно главной оси излучения.

Эталонная ДН приемных антенн ЗС [28], предназначенных для работы в диапазоне радиовещательной спутниковой службы (11,7...12,75 ГГц) при $d_A / \lambda \geq 11$, описывается следующими выражениями, дБ:

$$g(\theta) = \begin{cases} g_0 - 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot (\theta \cdot d_A / \lambda)^2 & \text{при } 0^\circ \leq \theta < \theta_m; \\ g_1 & \text{при } \theta_m \leq \theta < \theta_r; \\ 29 - 25 \cdot \lg \theta & \text{при } \theta_r \leq \theta < 22,9^\circ; \\ -5 & \text{при } 22,9^\circ \leq \theta < 70^\circ; \\ 0 & \text{при } 70^\circ \leq \theta < 180^\circ, \end{cases} \quad (3.24)$$

где $g_1 = 29 - 25 \cdot \lg \theta_r$; $\theta_m = 20 \cdot (\lambda / d_A) \cdot \sqrt{(g_0 - g_1)}$; $\theta_r = 95 \cdot \lambda / d_A$.

Например, при $d_A = 0,6$ м, $f_p = 11,7$ ГГц, $k_{и} = 0,65$, получаем, что значение $d_A / \lambda = 23,4$, усиление антенны $g_0 = 35,5$ дБ, $\theta_m = 3,98^\circ$, $\theta_r = 4,06^\circ$ и усиление

ние по первому боковому лепестку ДН $g_1 = 13,78$ дБ. Ослабление сигнала на уровне первого бокового лепестка $g_0 - g_1 = 21,7$ дБ.

Если провести сравнение прямофокусных и офсетных антенн по показателям сложности изготовления, сборки и настройки, то можно утверждать, что по мере увеличения их размеров ($d_A \geq 2$ м) предпочтение следует отдать первому типу антенн, обладающему симметрией и лучшей технологичностью. Офсетные антенны имеют преимущества при малых размерах, при которых для прямофокусных антенн зона затенения, создаваемая облучателем и конвертором, занимает заметную часть от их общей площади.

Рефлекторы прямофокусных крупноразмерных антенн (более 2,5 м) обычно состоят из набора отдельно выполненных секций, что позволяет облегчить их транспортировку. Например, антенны с диаметром 3,7...4,5 м состоят из 16 секций. Точность изготовления поверхности каждой секции в Кв-диапазоне должна быть меньше 0,5 мм. Поверхность рефлекторов имеет устойчивое антикоррозийное покрытие.

3.1.4. Двухзеркальные антенные системы

На профессиональных приемных и приемопередающих станциях преимущественное применение имеют двухзеркальные антенны типа Кассегрена и Грегори. У этих антенн основное зеркало имеет параболическую форму, а вспомогательное (контррефлектор) – гиперболическую или эллиптическую соответственно.

Диаметр вспомогательного зеркала в 8...10 раз меньше основного. Облучатель имеет рупорную форму и располагается в точке второго фокуса контррефлектора. По сравнению с однозеркальными антеннами они имеют следующие преимущества:

- удобство в размещении оборудования на тыльной стороне основного зеркала антенны;
- возможность создания требуемого амплитудно-фазового распределения в раскрытии зеркала антенны;
- низкий уровень «перелива» энергии за края основного зеркала и более высокий КПД.

К числу недостатков можно отнести:

- экранирование части основного зеркала контррефлектором;
- заметный уровень боковых лепестков;
- ухудшение электрических характеристик при уменьшении отношения размеров основного и вспомогательного зеркал к длине волны;
- высокая стоимость антенной системы.

В последние годы практически все двухзеркальные приемные антенны при сохранении синфазности их апертурного распределения выполняются по модифицированной схеме с измененной формой поверхностей обоих зеркал по отношению к базовым. Средний выигрыш в усилении антенн за счет более эффективного использования поверхности основного зеркала равен 1,2...1,4 дБ.

На рис 3.5 представлена конструкция двухзеркальной офсетной антенны с тороидальным контррефлектором для приема радиосигналов от нескольких спутников с угловым разнесением между ними более 20° . Данная конструкция также удобна для организации телерепортажей с транспортных средств, когда требуется оперативное наведение антенны на спутники и перевод ее в транспортное положение.

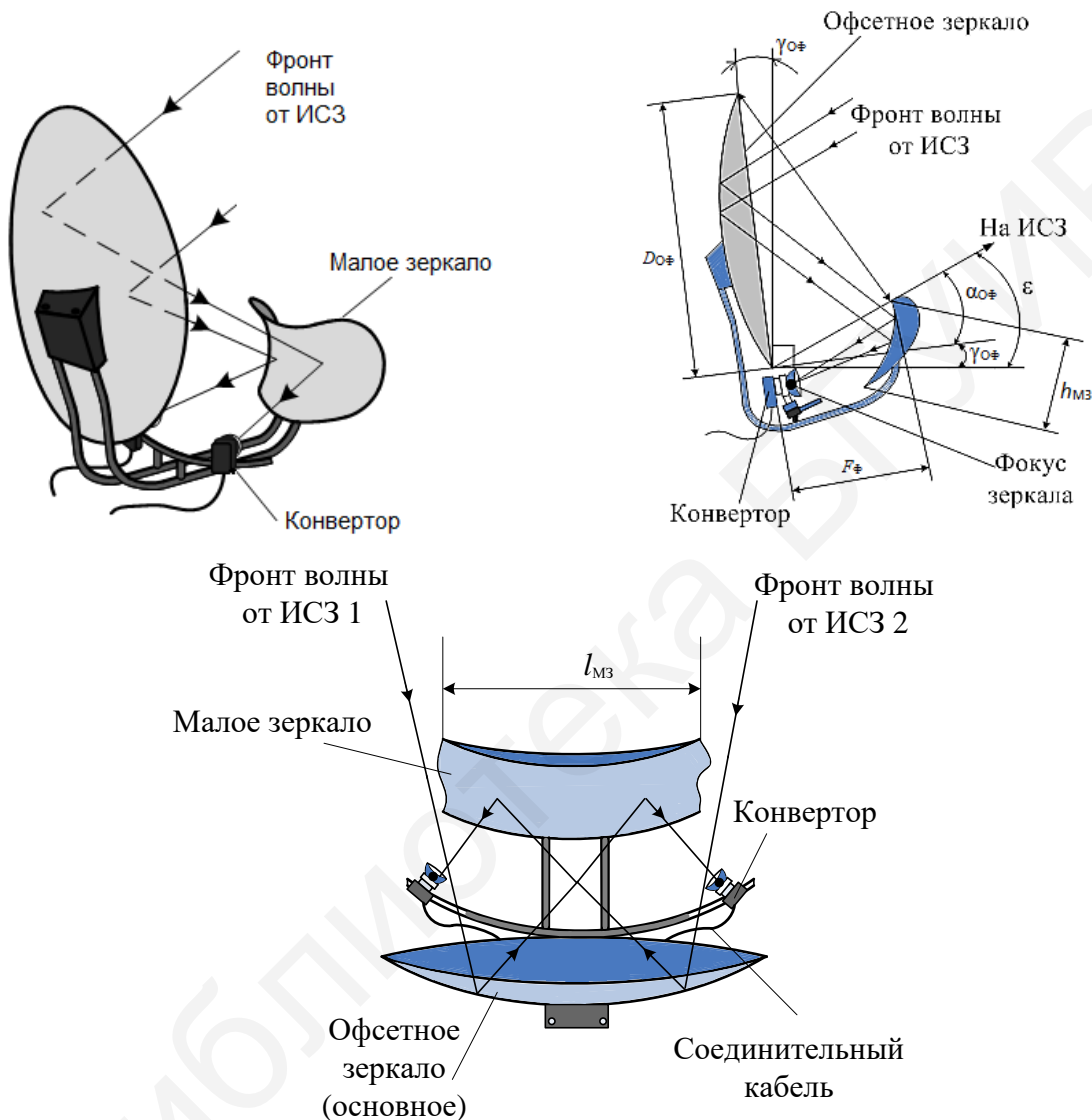


Рис. 3.5. Двухзеркальная офсетная антенна с тороидальным контррефлектором

3.1.5. Поляризационные характеристики антенн

В системах спутникового вещания с поляризационным уплотнением сигналов доминантным показателем антенн является их избирательность по используемым видам поляризации. Для антенн с линейной поляризацией таким показателем является развязка по кроссполяризации (РКП). Величина РКП характеризуется разностью между уровнями принимаемых сигналов с требуемой

и ортогональной поляризацией волн. Величина РКП зависит от степени отклонения профиля зеркала от параболической формы, наличия неровностей на его поверхности, несимметричности поля в облучателе, используемой конструкции антенны и др. Для повышения РКП оптимизируют параметры облучателей с учетом диапазона принимаемых частот, их согласования со средой распространения, принятых способов возбуждения основной волны и др. С увеличением отношения F_{Φ}/d_A значение РКП повышается. Требования к допустимой величине РКП антенн установлены МСЭ, причем для антенн спутниковых и наземных систем они различны. Наилучшими показателями по РКП обладают двухзеркальные антенны.

Эталонные ДН для кроссполяризационной составляющей приемных антенн земных станций Ку-диапазона фиксированной [4] и радиовещательной [28] спутниковых служб описываются следующими выражениями:

$$g(\theta) = \begin{cases} g_0 - 25 & \text{при } 0^\circ \leq \theta \leq 0,25 \cdot \theta_{0,5}; \\ g_0 - 30 - 10 \cdot \lg|\theta/\theta_{0,5} - 1| & \text{при } 0,25 \cdot \theta_{0,5} < \theta \leq 0,44 \cdot \theta_{0,5}; \\ g_0 - 20 & \text{при } 0,44 \cdot \theta_{0,5} < \theta \leq 1,44 \cdot \theta_{0,5}; \\ g_0 - 30 - 25 \cdot \lg|\theta/\theta_{0,5} - 1| & \text{при } 1,44 \cdot \theta_{0,5} < \theta \leq 2 \cdot \theta_{0,5}; \end{cases} \quad (3.25)$$

$$g(\theta) = \begin{cases} g_0 - 25 & \text{при } 0^\circ \leq \theta < 0,25 \cdot \theta_0; \\ g_0 - 25 + 8 \cdot (\theta - 0,25 \cdot \theta_0) / 0,19 \cdot \theta_0 & \text{при } 0,25 \cdot \theta_0 \leq \theta < 0,44 \cdot \theta_0; \\ g_0 - 17 & \text{при } 0,44 \cdot \theta_0 \leq \theta < \theta_0; \\ g_0 - 17 + C \cdot [(\theta - \theta_0) / (\theta_1 - \theta_0)] & \text{при } \theta_0 \leq \theta < \theta_1; \\ 21 - 25 \cdot \lg \theta & \text{при } \theta_1 \leq \theta < 10,96^\circ; \\ -5 & \text{при } 10,96^\circ \leq \theta < 70^\circ; \\ 0 & \text{при } 70^\circ \leq \theta < 180^\circ, \end{cases} \quad (3.26)$$

где θ – внеосевой угол, град; $\theta_{0,5}$ – ширина главного лепестка ДН антенны по уровню -3 дБ; $\theta_0 = 69,28 \cdot (\lambda/d_A)$; $\theta_1 = 1,596 \cdot \theta_0$.

Коэффициент $C = 21 - 25 \cdot \lg \theta_1 - (g_0 - 17)$, дБ.

Согласно (3.26) и (3.7) при $d_A = 0,6$ м, $f_p = 11,7$ ГГц, $k_{II} = 0,65$ получаем, что $d_A/\lambda = 23,4$, $g_0 = 35,5$ дБ, $\theta_0 = 2,96^\circ$, $\theta_1 = 4,73^\circ$, $C = -14,36$ дБ, РКП = 25 дБ.

На рис. 3.6, а приведены границы допустимого уровня боковых лепестков ДН приемной антенны ЗС для основной поляризации (3.23). На рис. 3.6, б представлены ДН реальной приемной антенны ЗС для основной поляризации (1) и кросс-поляризации (2), а также эталонная ДН для кросс-поляризации (3) согласно (3.25). Анализ зависимости для кросс-поляризации показывает, что угловое положение ее обоих максимумов соответствует спаду ДН для основной

поляризации примерно на уровне $-10\dots-15$ дБ. РКП офсетных антенн по сравнению с РКП прямофокусных антенн более чем на 3дБ ниже. Это положение объясняется более высоким уровнем у офсетных антенн первых боковых лепестков.

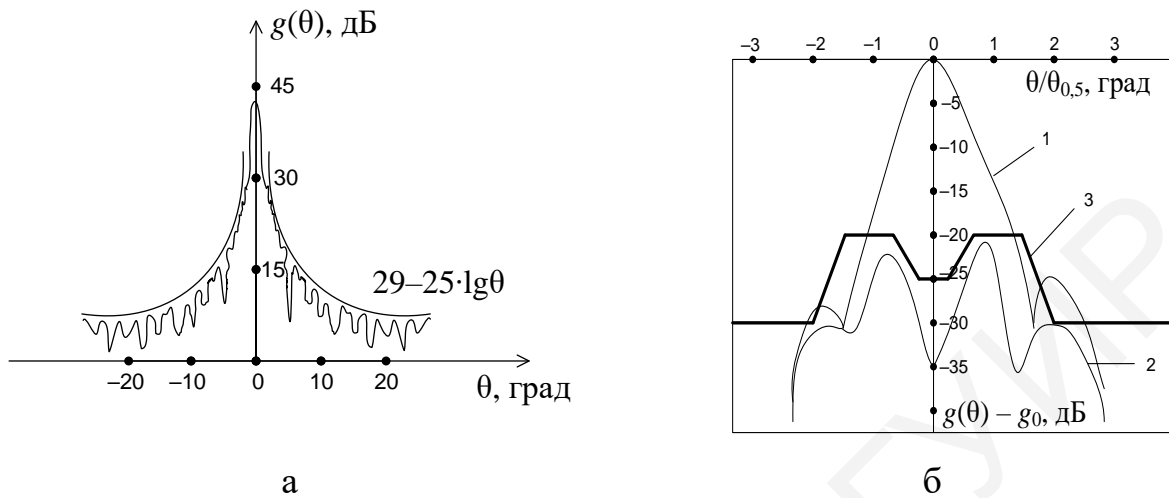


Рис. 3.6. Диаграммы направленности приемных антенн Ку-диапазона:

а – границы допустимого уровня боковых лепестков; б – ДН реальной антенны

На основании Рекомендации МСЭ-R S.580 [27] величина РКП для приемных антенн ЗС должна превышать 25 дБ, а для передающих – 30 дБ в угловой области ДН антенны, взятой по уровню $-0,5$ дБ. В отсутствие поляризационного уплотнения сигналов величина РКП для приемных и передающих антенн должна быть не менее 19 дБ в той же угловой области.

Угловая область РКП входит в зону основного излучения и имеет по уровню $-0,5$ дБ ширину луча

$$\theta_{\text{РКП}} = 4,286 / f_{\text{P}} \cdot d_{\text{A}}. \quad (3.27)$$

Требования по кроссполяриционной развязке антенн ЗС в режимах передачи и приема установлены исходя из допустимого уровня снижения ОНШ приемных систем (бортового ретранслятора и земной станции соответственно) под действием одиночных помех с ортогональной поляризацией, т. е.

$$\text{РКП} \geq A_{\text{зАЩ}}; \quad (3.28)$$

$$A_{\text{зАЩ}} = \rho_{\text{ТР}} - 10 \lg(10^{0,1 \cdot \xi} - 1), \text{ дБ}, \quad (3.29)$$

где $A_{\text{зАЩ}}$ – защитное отношение «сигнал – помеха», дБ; $\rho_{\text{ТР}}$ – требуемое значение ОНШ, на входе БР или ЗС, дБ; ξ – допустимый уровень снижения ОНШ приемной системы БР или ЗС под действием одиночной помехи, дБ.

Например, при $\rho_{\text{ТР.БР}} = 18$ дБ и $\xi = 0,3$ дБ величина $A_{\text{зАЩ}} = 29,5$ дБ, при $\rho_{\text{ТР.ЗС}} = 13$ дБ и $\xi = 0,3$ дБ величина $A_{\text{зАЩ}} = 23,5$ дБ. В соответствии с данными примера требования к РКП приемной антенны бортового ретранслятора выше,

чем к РКП антенны ЗС, поскольку помехоустойчивость приема для БР обычно ниже помехоустойчивости ЗС.

В антенных системах с круговой поляризацией волн уровень развязки между сигналами с ортогональной поляризацией (правосторонней – R и левосторонней – L) определяется коэффициентом эллиптичности (аксиальным отношением) χ_{Π} , который характеризуется отношением малой и большой полуосей эллипса поляризации.

Величина поляризационной развязки для систем с круговой поляризацией

$$L_{\text{кр.пол}} = 20 \cdot \lg[(\chi_{\Pi} + 1)/(\chi_{\Pi} - 1)], \text{ дБ.} \quad (3.30)$$

При изменении параметра χ_{Π} от 1,02 до 1,3 величина $L_{\text{кр.пол}}$ изменяется от 40,1 до 17,8 дБ. Обычно χ_{Π} задается значением 1,06, что соответствует $L_{\text{кр.пол}} = 30,7$ дБ.

В зависимости от условий распространения спутниковых радиосигналов величина РКП антенны на приемной стороне может изменяться. Основные причины этого явления связаны с поворотом плоскости поляризации радиоволн в ионосфере из-за эффекта Фарадея (ввиду наличия магнитного поля Земли) и деполяризацией волн на участках трассы с дождями.

Угловой поворот плоскости поляризации из-за эффекта Фарадея обратно пропорционален квадрату частоты и может составлять несколько градусов на частоте 4 ГГц при $\varepsilon = 0^{\circ}$. На частотах выше 5 ГГц с этим явлением можно не считаться. Изменение плоскости поляризации из-за эффекта деполяризации радиоволн в условиях дождя носит вероятностный характер, зависит от частоты, его интенсивности, наклона линий дождя и протяженности дождевой зоны.

Величина снижения РКП тем заметнее, чем больше величина потерь в осадках на пути распространения сигналов и ниже рабочая частота. При круговой поляризации значение $L_{\text{кр.пол}}$ в случае потерь в 20 дБ на частоте 20 ГГц может составлять 25 дБ [4]. Радиоволны с линейной поляризацией менее подвержены деполяризации в дождях, чем с круговой. Однако при наклоне вектора поляризации на 45° по отношению к линиям дождей различие между ними сокращается. Например, на частоте 20 ГГц при потерях в дождях 20 дБ значение РКП = 20 дБ. Для смягчения эффекта снижения РКП антенны из-за деполяризации волн на стороне приема используют корректоры линейной поляризации.

3.2. Эквивалентная шумовая температура приемной антенны

Удобной мерой для количественной оценки мощности шумов $P_{\text{ш.А}}$, действующих на выходе приемной антенны ЗС, является ее эквивалентная шумовая температура (ЭШТ). Она характеризует нормированную мощность тепловых шумов, принятых антенной в фиксированной полосе частот

$$T_{\text{А.ЗС}} = P_{\text{ш.А}} / (k \cdot \Delta f_{\text{ш}}), \text{ К,} \quad (3.31)$$

где k – постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/град·Гц; $\Delta f_{\text{ш}}$ – шумовая полоса приемного тракта, Гц.

Величина ЭШТ антенны зависит от многих факторов, включая ее пространственную избирательность, уровень шума внешних источников на ее входе, геометрические размеры зеркала, угол возвышения, состояние окружающей среды, рабочий диапазон частот и др.

ЭШТ приемной антенны определяется суммой четырех слагаемых, обусловленных действием на ее входе четырех основных источников шума:

$$T_{\text{А.ЗС}} = T_{\text{ПОГ}} + T_3 + T_{\text{КОС}} + T_{\text{СОБ}}, \text{ К}, \quad (3.32)$$

где $T_{\text{ПОГ}}, T_3, T_{\text{КОС}}, T_{\text{СОБ}}$ – компоненты ЭШТ антенны вследствие воздействия на нее теплового излучения земной атмосферы, фонового излучения поверхности Земли, радиоизлучения космоса и собственных шумов соответственно.

Первая составляющая шума $T_{\text{ПОГ}}$ связана с приемом антенной тепловых шумов, образованных в результате поглощения и рассеяния атмосферой и осадками части энергии, излучаемой ИСЗ. Данная составляющая нестационарна во времени, зависит от состояния среды и величины потерь мощности принимаемого сигнала в атмосфере $a_{\text{АТМ}}$ и осадках $a_{\text{Д}}$ (дождь, туман, снег и др.). С учетом того, что среда излучает такое же количество энергии, которое оно поглощает, то $T_{\text{ПОГ}}$ рассчитывается по формуле

$$T_{\text{ПОГ}} = T_{\text{СР}} (L_{\text{П}} - 1) / L_{\text{П}} = T_{\text{СР}} \left[1 - 10^{-0,1(a_{\text{АТМ}} + a_{\text{Д}})} \right], \text{ К}, \quad (3.33)$$

где $L_{\text{П}}$ – потери мощности сигнала в атмосфере и осадках; $T_{\text{СР}}$ – средняя термодинамическая температура среды распространения в зоне тропосферы для сухой и ясной погоды при углах мест $\varepsilon \geq 5^\circ$, равная 260 К.

Потери $a_{\text{АТМ}}$ и $a_{\text{Д}}$ зависят от рабочей частоты, длины пути спутникового радиосигнала в слоях атмосферы, их интенсивности в зоне осадков и рассчитываются на основании соотношений, приведенных в следующем разделе. С ростом потерь в среде распространения величина $T_{\text{ПОГ}}$ стремится к $T_{\text{СР}}$.

В диапазоне частот $f_{\text{Р}} \leq 8$ ГГц и углах мест антенны $\varepsilon \geq 10^\circ$ потери мощности сигналов в атмосфере и осадках незначительные, т. е. $(a_{\text{АТМ}} + a_{\text{Д}}) \leq 1$ дБ. В этом случае $L_{\text{П}} \cong 1 + 0,23 \cdot (a_{\text{АТМ}} + a_{\text{Д}})$ и формула (3.33) приводится к виду

$$T_{\text{ПОГ}} \approx 55 \cdot (a_{\text{АТМ}} + a_{\text{Д}}), \text{ К}. \quad (3.34)$$

Вторая составляющая шума T_3 обусловлена приемом через боковые лепестки ДН антенны теплового излучения Земли и отраженных от ее поверхности атмосферных шумов:

$$T_3 = c \cdot T_0, \text{ К}, \quad (3.35)$$

где c – коэффициент, учитывающий долю попадания на вход антенны теплового излучения Земли и отраженных от нее атмосферных шумов; T_0 – кинетическая температура земной поверхности, равная 290 К.

Коэффициент c зависит от размеров приемной антенны, отношения F_Φ/d_A , угла места ε и определяется для однозеркальных антенн из соотношения

$$c = 0,09 \cdot \left[\frac{F_\Phi}{d_A} + \frac{5}{\varepsilon} + \frac{1,2}{1 + 2d_A} \right]. \quad (3.36)$$

С уменьшением угла места приемной антенны и ее диаметра величина T_3 увеличивается.

Компонента шума $T_{\text{кос}}$ зависит от радиоизлучения внеземных точечных источников (Солнце, Луна, планеты и др.) и фонового шума космоса. Среди точечных источников наибольшей интенсивностью радиоизлучения обладают Солнце и Луна. В Ку-диапазоне ЭШТ Солнца составляет $9 \cdot 10^3$ К, а Луны – 230 К. Однако прямое попадание их излучений в главный лепесток ДН антенн наблюдается кратковременно (для Солнца в дни весеннего и осеннего равноденствия) и составляет незначительную долю времени от суммарного времени работы системы. Уровни воздействия излучений Солнца и Луны на прием шумовых компонент по боковым лепесткам ДН антенны ЗС не столь существенны и обычно во внимание не принимаются. При организации профессионального спутникового приема дата и точное время попадания радиоизлучения Солнца в раскрыв приемной антенны известны заранее. В этот период на станции предусматриваются меры по сохранению рабочего режима и состоят, прежде всего, в отключении системы автослежения за ИСЗ. Поэтому эти и другие точечные источники радиоизлучения при усредненных расчетах T_A могут не учитываться. Фоновый шум космического пространства обусловлен в основном радиоизлучением Галактики, интенсивность яркостной температуры которого нестационарна во времени и имеет частотную зависимость, снижающуюся с ростом частоты. Фоновый шум космоса имеет сплошной спектр и слабо поляризован.

При наличии в приемном устройстве селектора поляризации

$$T_{\text{кос}} = 13,5 / f_P^{2,4}, \text{ К.} \quad (3.37)$$

Составляющая шума $T_{\text{соб}}$ обусловлена собственными шумами антенны. Они возникают вследствие преобразования потерь $a_{\text{соб}}$ проходящей энергии по ее элементам (рефлектор, облучатель, волноводные соединители) в энергию фонового шума:

$$T_{\text{соб}} = T_0 \cdot \left(1 - 10^{-0,1 \cdot a_{\text{соб}}} \right), \text{ К,} \quad (3.38)$$

где $a_{\text{соб}}$ – собственные потери в элементах антенны.

Для большинства антенн значение $a_{\text{соб}} \ll 1$ дБ и (3.38) приводится к виду

$$T_{\text{соб}} = 0,23T_0 \cdot a_{\text{соб}} = 67 \left[685,81 \left(\bar{\delta}_0 / \lambda \right)^2 + a_{\text{об}} \right], \text{ К,} \quad (3.39)$$

где $\bar{\delta}_0$ – относительная толщина поверхностного слоя зеркала, влияющего на омические потери; $\bar{\delta}_0/\lambda = 0,001\dots 0,005$; $a_{об} = 0,05\dots 0,1$ дБ.

В техническом паспорте на характеристики антенны приводится значение ее ЭШТ, которое определено экспериментально для ясной и сухой погоды при отсутствии излучений со стороны ИСЗ. Расчетная величина ЭШТ антенны для указанных условий приема включает компоненты T_3 , $T_{КОС}$, $T_{СОБ}$ и определяется по следующей формуле:

$$T_{Amin} = T_0 \left[c + 0,23 \cdot a_{СОБ} + 0,046 / f_p^{2,4} \right], \text{ К.} \quad (3.40)$$

Например, для офсетной антенны Ку-диапазона с типовыми параметрами $F_\Phi/d_A = 0,45$, $d_A = 1$ м, $a_{об} = 0,05$ дБ, $\bar{\delta}_0/\lambda = 0,005$ и при угле места $\varepsilon = 20^\circ$ значение T_{Amin} на рабочей частоте 11,7 ГГц составит 33,2 К. Экспериментальные данные для малоразмерных антенн Ку-диапазона находятся в пределах 30...40 К [19].

4. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ СПУТНИКОВЫХ РАДИОЛИНИЙ

4.1. Общие положения, исходные соотношения

Основные энергетические показатели спутниковых радиолиний на участках ЗС-ИСЗ и ИСЗ-ЗС функционально связаны с их протяженностью, величиной выходной мощности ЗС и БР, значениями потерь при прохождении электромагнитных волн в свободном пространстве, слоях ионосферы и тропосферы. Чем меньше угол места, под которым виден спутник с точки передачи или приема, тем заметнее влияние на энергетические показатели многих факторов, порождающих потери на радиолиниях, многолучевость и тепловые шумы. Основные причины потерь на радиолиниях обусловлены расходимостью фронта излучаемой энергии в свободном пространстве, ее поглощением в дожде, облаках, мокром снеге и спокойной атмосфере, а также неточностью наведения антенны ЗС на ИСЗ, несоответствием плоскостей поляризации антенн ЗС и ИСЗ, рефракцией в атмосфере и др.

Потери мощности в свободном пространстве и в слоях тропосферы увеличиваются с ростом частоты, и этот факт учитывается при выборе частот на линиях вверх и вниз спутниковых сетей. Потери мощности, вызванные явлениями в ионосфере (ионосферное мерцание, полярные сияния, деполяризация радиоволн в магнитном поле Земли), заметны и требуют учета в основном на частотах ниже 1 ГГц и углах мест $\epsilon \leq 5^\circ$ [29]. Например, ионосферные замирания, вызванные неоднородным распределением электронной плотности по зонам в области высот 200...500 км, имеют частотную зависимость вида $1/f^2$ и приводят к потерям на частоте 1 ГГц около 0,3 дБ.

Как отмечалось в разд. 1, для организации мультимедийного вещания и интерактивной связи преимущественно используется диапазон частот от 1,5 до 30 ГГц. К числу положительных особенностей этого диапазона частот для построения эффективных спутниковых радиолиний следует отнести:

- возможность организации широкополосных каналов связи для высокоскоростного обмена информацией и многопрограммного цифрового вещания;
- возможность приема слабых по уровню сигналов благодаря низкой мощности шумов окружающей среды при углах мест антенны $\epsilon \geq 5^\circ$;
- высокое усиление и значительная пространственная избирательность используемых антенн;
- ограниченное влияние на характеристики радиотракта многолучевости, вызванной отражением сигналов и шумов от земной поверхности, что позволяет использовать одночастотный принцип передачи на радиолиниях.

В первом приближении спутниковый радиоканал (рис. 4.1) можно считать гауссовским каналом, для которого характерно наличие в нем аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) и энергетических потерь на радиолиниях.

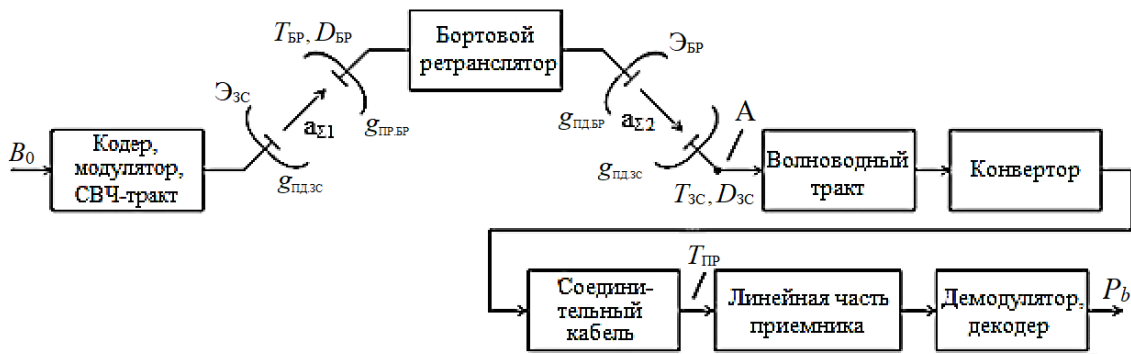


Рис. 4.1. Структурная схема спутникового радиоканала

Суммарные потери энергии радиосигнала на спутниковых радиолиниях (ЗС–ИСЗ и ИСЗ–ЗС) в основном складываются из потерь a_0 в свободном пространстве (обусловлены расходимостью фронта излучения) и дополнительных потерь $a_{\text{доп}}$, возникающих в реальных условиях распространения радиоволн и вследствие погрешности наведения антенны на ИСЗ:

$$a_{\Sigma} = a_0 + a_{\text{доп}}, \text{ дБ}; \quad (4.1)$$

$$a_0 = 20 \cdot \lg(4\pi r/\lambda) = 92,44 + 20 \cdot \lg f_p + 20 \cdot \lg r, \text{ дБ}; \quad (4.2)$$

$$a_{\text{доп}} = a_{\text{АТМ}} + a_{\text{д}} + a_{\text{н}} + a_{\text{п}}, \text{ дБ}, \quad (4.3)$$

где f_p – частота спутниковой несущей ГГц; r – наклонная дальность, км;

$a_{\text{АТМ}}$, $a_{\text{д}}$, $a_{\text{н}}$, $a_{\text{п}}$ – потери мощности сигнала в спокойной атмосфере ($a_{\text{АТМ}}$), осадках ($a_{\text{д}}$), из-за неточного наведения антенны на ИСЗ ($a_{\text{н}}$) и вследствие поляризационных потерь ($a_{\text{п}}$) соответственно, дБ.

Если воспользоваться формулой (2.1), то (4.2) приводится к виду

$$a_0 = 185,04 + 20 \cdot \lg f_p + 10 \cdot \lg(1 - 0,2954 \cdot \cos \alpha), \text{ дБ}, \quad (4.4)$$

где α – центральный угол, град.

При изменении угла α от 0 до $81,3^\circ$ последнее слагаемое в (4.4) изменяется от $-1,52$ до $-0,2$ дБ. То есть максимальное увеличение потерь в свободном пространстве при максимальном угле α составит 1,32 дБ. Для оценочных расчетов потерь a_0 вблизи среднего значения наклонной дальности $r = 38\,700$ км ($\alpha = 54^\circ$) можно принять

$$a_0 = 184,2 + 20 \cdot \lg f_p, \text{ дБ}. \quad (4.4a)$$

Согласно (4.4a) на радиолиниях вниз в С-, Ку- и Ка-диапазонах частот (4,0; 12,0; 20,0 ГГц) потери в свободном пространстве составляют 196,2; 205,8 и 210,2 дБ соответственно.

Доминирующий рост дополнительных потерь $a_{\text{доп}}$ относительно a_0 на частотах свыше 10 ГГц связан прежде всего с затуханием радиосигналов в дожде. При углах мест $\varepsilon \geq 10^\circ$ такие причины, как потери в облаках и тумане, а также потери из-за тропосферных мерцаний (кратковременные вспышки) и атмосферной рефракции составляют незначительную долю от $a_{\text{доп}}$ и в формулу (4.3) не включены. Если требуется оценить уровень суммарных потерь в атмосферной среде передачи при $\varepsilon < 10^\circ$ из-за наличия дождя, облаков, тумана, атмосферных газов и тропосферных мерцаний, то следует использовать следующее выражение [29]:

$$a_T(T) = a_{\text{АТМ}} + \sqrt{[a_D(T) + a_{\text{об}}(T)]^2 + a_M^2(T)}, \text{ дБ}, \quad (4.5)$$

где $a_{\text{АТМ}}$ – ослабление радиосигнала в спокойной атмосфере из-за присутствия в ней кислорода и водяных паров, дБ [30]; $a_D(T)$ – ослабление радиосигнала в дожде, дБ [31]; $a_{\text{об}}(T)$ – потери радиосигнала в облаках и тумане, дБ [32]; $a_M(T)$ – ослабление радиосигнала из-за тропосферных мерцаний, заметных при $\varepsilon \leq 5^\circ$ и возникающих в тропосфере с наибольшей вероятностью в ясную и солнечную погоду, дБ [29]. Время наблюдения T измеряется в процентах.

Значения $a_{\text{об}}(T)$ и $a_M(T)$, входящие в (4.5), рассчитываются для одного процента времени месяца или года, а значение $a_D(T)$ – для принятого в расчетах допустимого процента времени превышения потерь в дожде в течение среднего года.

На спутниковых радиоперелиниях при углах мест антенны $\varepsilon \leq 5^\circ$ могут сказываться потери мощности сигнала из-за атмосферной рефракции, которая вызывает расфокусировку луча антенны при искривлении траектории распространяемого сигнала, что обусловлено уменьшением диэлектрической проницаемости атмосферы с высотой. Величина этих потерь практически не зависит от частоты, начиная от 1 до 100 ГГц, и определяется на широтах ψ ниже 53° и выше 60° по формулам [29]:

$$a_{\text{рас1}} = 2,27 - 1,16 \cdot \lg(1 + \varepsilon_p); \text{ дБ}; \quad (4.6)$$

$$a_{\text{рас2}} = 13 - 6,4 \cdot \lg(1 + \varepsilon_p), \text{ дБ}, \quad (4.7)$$

где ε_p – кажущийся угол места (мрад, равный 10^{-3} радиан), учитывающий влияние рефракции.

Для определения потерь на широтах между 53° и 60° используется интерполяционная формула

$$a_{\text{рас3}} = a_{\text{рас2}} - \Delta a_{\text{рас}} (60 - \psi)/7, \text{ дБ}; \quad \Delta a_{\text{рас}} = a_{\text{рас2}} - a_{\text{рас1}}, \text{ дБ}. \quad (4.8)$$

Если принять $\varepsilon_p = 4^\circ$ (69,77 мрад) и $\psi = 57^\circ$, то значения потерь $a_{\text{рас1}} = 0,124$ дБ, $a_{\text{рас2}} = 1,16$ дБ и $a_{\text{рас3}} = 0,716$ дБ. Причем при использовании

на ЗС системы слежения за положением КА на орбите влияние рефракции на потери существенно снижается и потерями $a_{\text{рас}}$ можно пренебречь.

С ростом на радиолиниях потерь в атмосфере и дождях увеличивается также ЭШТ приемной антенны (3.32) и как результат – мощность шумов на входе приемной системы (ПС):

$$P_{\text{ш}} = k \cdot T_{\text{ПС}} \cdot \Delta f_{\text{ш}}, \text{ Вт}, \quad (4.9)$$

где k – постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/град·Гц; $T_{\text{ПС}}$ – эквивалентная шумовая температура ПС, К; $\Delta f_{\text{ш}}$ – шумовая полоса радиотракта, Гц.

4.2. Ослабление радиосигнала в атмосфере и осадках

4.2.1. Потери в спокойной атмосфере

Потери мощности радиосигнала при его распространении в спокойной атмосфере $a_{\text{АТМ}}$ определяются в основном поглощением электромагнитной энергии в толще кислорода и водяных парах тропосферы:

$$a_{\text{АТМ}} = \gamma_{\text{К}} l_1 + \gamma_{\text{В}} l_2, \text{ дБ}, \quad (4.10)$$

где $\gamma_{\text{К}}, \gamma_{\text{В}}$ – удельные (погонные) потери в кислороде и водяных парах, дБ/км; l_1, l_2 – эквивалентные длины путей радиосигнала в средах поглощения, км.

Значения l_1 и l_2 зависят от эквивалентной высоты слоев кислорода h_1 и водяного пара h_2 , высоты размещения ЗС над уровнем моря $h_{\text{ЗС}}$ и угла места антенны ε , под которым виден спутник. Для углов мест $5^\circ \leq \varepsilon \leq 90^\circ$

$$l_i = (h_i - h_{\text{ЗС}}) / \sin \varepsilon, \text{ км}. \quad (4.11)$$

Эквивалентная высота слоя кислорода h_1 для $f_p \leq 60$ ГГц в первом приближении составляет 6 км [31].

Эквивалентная высота водяного пара для $f_p \leq 60$ ГГц:

$$h_2 = 2,2 + 3 / \left[3 + (f_p - 22,3)^2 \right], \text{ км}. \quad (4.12)$$

Расчетные выражения для определения удельных потерь в кислороде и водяных парах атмосферы представлены в [31] и для $f_p \leq 100$ ГГц имеют следующий вид:

$$\gamma_{\text{К}} = \left[7,19 \cdot 10^{-3} + \left(6,09 / (f_p^2 + 0,227) \right) + \left(4,81 / (f_p - 57)^2 + 1,5 \right) \right] \cdot f_p^2 \cdot 10^{-3}, \frac{\text{дБ}}{\text{км}}; \quad (4.13)$$

$$\gamma_{\text{В}} = \left[0,067 + \left(3,6 / (8,5 + (f_p + 0,227)^2) \right) + \left(10,6 / (9 + (f_p - 188,3)^2) \right) \right] \cdot f_p^2 \cdot p \cdot 10^{-3}, \frac{\text{дБ}}{\text{км}}; \quad (4.14)$$

где p – влажность воздуха или концентрация водяного пара при температуре $20\text{ }^\circ\text{C}$ на уровне Земли, г/м^3 .

На рис. 4.2 приведены зависимости удельных потерь γ_K и γ_B от частоты для стандартного давления атмосферы, температуры воздуха $20\text{ }^\circ\text{C}$ и стандартной концентрации водяного пара $p = 7,5\text{ г/м}^3$.

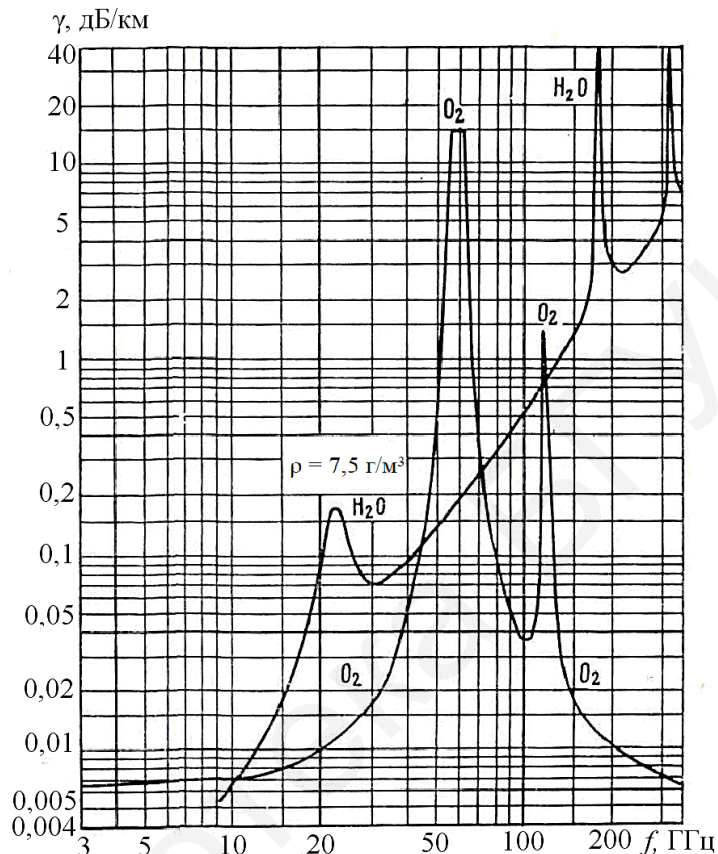


Рис 4.2. Зависимости удельного ослабления радиосигнала в кислороде и водяных парах от частоты $p = 7,5\text{ г/м}^3$

Зависимости имеют резонансный характер, причем значения частот для их максимумов совпадают с собственными частотами колебаний молекул газов. На частотах около 22,3 и 165 ГГц наблюдается рост потерь в водяных парах, а на частотах около 60 и 120 ГГц – в кислороде. На частоте первого резонанса $f_P = 22,3\text{ ГГц}$ имеем $\gamma_B = 0,18\text{ дБ/км}$, $\gamma_K = 0,013\text{ дБ/км}$ и согласно (4.10)–(4.12) при $\epsilon = 10^\circ$ ослабление сигнала в атмосфере составляет $a_{\text{АТМ}} = 2,5\text{ дБ}$. С ростом угла места антенны значение потерь снижается.

Спутниковое вещание на резонансных частотах, как правило, не ведется. Эти частоты используются для организации межспутниковых линий связи, которые проходят за пределами тропосферы, и для них $a_{\text{АТМ}} = 0$. В частности, частота 22,3 ГГц задействована для построения линий межспутниковой связи в низкоорбитальной системе «Иридиум».

Общие погонные потери в стандартной атмосфере для некоторых значений рабочих частот и влажности воздуха приведены в табл. 4.1 (Рекомендация

МСЭ-R SM.1448). В ограниченном диапазоне частот от 3,5 до 17 ГГц, углах мест антенн от 5 до 70° и $p = 7,5 \text{ г/м}^3$ потери в атмосфере при $h_{3С} = 0$ можно рассчитать по приближенной формуле

$$a_{\text{АТМ}} = 3 \left[0,7 + 10^{0,1 \cdot (f_P - 8)} \right] / (\varepsilon \cdot \lg(f_P + 2)), \text{ дБ.} \quad (4.15)$$

Таблица 4.1

Удельные потери в стандартной атмосфере, дБ/км

Влажность, г/м ³	Рабочая частота, ГГц			Примечание
	6,0	14,25	30,0	
0	0,00638	0,00809	0,01854	Сухой воздух
3	0,00713	0,01460	0,04785	Средняя концентрация по высоте
7,5	0,00865	0,02581	0,09820	Стандартная концентрация
10	0,00943	0,03279	0,12948	Зона моря
15	0,011519	0,04833	0,19916	Максимальное значение

В Ку-диапазоне частот (10...14 ГГц) при углах мест антенн от 5 до 90° пригодно более простое, чем (4.15), приближенное выражение

$$a_{\text{АТМ}} = 0,9 f_P / (4 + \varepsilon), \text{ дБ.} \quad (4.16)$$

4.2.2. Прогнозирование потерь мощности радиосигнала в осадках

Потери радиосигнала в осадках a_d обусловлены рассеянием и поглощением электромагнитной энергии гидрометеорами. Основной вклад в величину этих потерь вносят жидкие гидрометеоры (дождь, туман, мокрый снег) и гораздо меньший – твердые компоненты (град, сухой снег). Уровень потерь зависит от интенсивности и продолжительности осадков, размеров зон их выпадения, распределения интенсивности осадков по зоне. С увеличением частоты и уменьшением угла места ε , под которым виден спутник, потери в осадках растут, и они учитываются в расчетах на частотах свыше 7...8 ГГц.

Большинство факторов, оказывающих влияние на величину a_d , не постоянны во времени, носят случайный характер, и для их оценки применяется долгосрочная статистика интенсивности выпадения осадков и их распределения по зонам. Потери в осадках сказываются не только на снижение уровня сигнала на входе ПС, но и на рост ее ЭШТ, особенно при малых углах мест антенны.

В зависимости от назначения спутниковых сетей, способов приема и типа спутниковой службы (РСС, ФСС) потери в осадках рассчитываются для различных процентов времени снижения качества приема в течение среднего года T_Γ или наихудшего месяца T_M года.

Величина T_Γ взаимосвязана с коэффициентом готовности радиолинии $K_{\text{ГОТ}} = 1 - (t_{\text{П}}/8760)$ соотношением

$$T_\Gamma = (1 - K_{\text{ГОТ}}) \cdot 100 \%, \quad (4.17)$$

где $t_{\text{п}}$ – допустимое суммарное время перерывов связи за год из-за осадков, ч; 8760 – количество часов в году.

Для $T_{\text{Г}} = 0,05 \%$, $K_{\text{ГОТ}} = 1 - 5 \cdot 10^{-4} = 0,9995$ и $t_{\text{п}} = 4,38$ ч.

Если при коллективном и профессиональном приеме сигналов коэффициент готовности не задан и величина $t_{\text{п}}$ не определена, то можно воспользоваться данными, приведенными в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Допустимый процент времени превышения потерь в осадках, %

Частотный диапазон, ГГц	Тип спутниковой службы				РСС, %
	ФСС (плановые полосы частот), %	ФСС (неплановые полосы частот), способ приема			
		индивид., %	коллективн., %	профессион., %	
3,4...8,0	$T_{\text{Г}} = 0,05$	$T_{\text{Г}} = 0,1$	$T_{\text{Г}} = 0,05$	$T_{\text{Г}} = 0,01$	–
10,7...18,1	$T_{\text{Г}} = 0,1$	$T_{\text{Г}} = 0,1$	$T_{\text{Г}} = 0,05$	$T_{\text{Г}} = 0,01$	$T_{\text{М}} = 1,0$
17,7...31,0	$T_{\text{Г}} = 0,1$	$T_{\text{Г}} = 0,1$	$T_{\text{Г}} = 0,05$	$T_{\text{Г}} = 0,01$	–

Основой для прогнозирования потерь в осадках на спутниковых радиолиниях служит модель Рекомендации МСЭ-R P.618-10 [29], которая допускает превышение потерь для заданной климатической зоны в течение не более 0,01 % времени среднего года. Для других значений процентов времени, принадлежащих среднему году или наихудшему месяцу года, рекомендуется проводить пересчет полученных значений.

При работе спутниковой системы в полосах частот нескольких служб величина $T_{\text{Г}}$ или $T_{\text{М}}$ устанавливается по меньшему из значений.

Потери в дождях рассчитываются на основании удельных потерь $\gamma_{\text{д}}$ для среднeminутной интенсивности $J_{0,01}$ и эквивалентной длины дождевой трассы $L_{\text{Э}}$ на радиолинии

$$a_{\text{д}(0,01)} = \gamma_{\text{д}} L_{\text{Э}}, \text{ дБ}; \quad (4.18)$$

$$\gamma_{\text{д}} = \beta \cdot J_{0,01}^{\alpha}, \text{ дБ/км}, \quad (4.19)$$

где $a_{\text{д}(0,01)}$ – потери в осадках, превышаемые в течение не более 0,01 % времени среднего года, дБ; β и α – коэффициенты регрессии, зависящие от частоты и поляризации сигнала; $J_{0,01}$ – среднeminутная интенсивность осадков в точке приема, превышаемая в течение не более 0,01 % времени среднего года, мм/ч.

Значения $J_{0,01}$ определяются по картам метеорологических параметров [33], две из которых приведены на рис. 4.3 и 4.4.

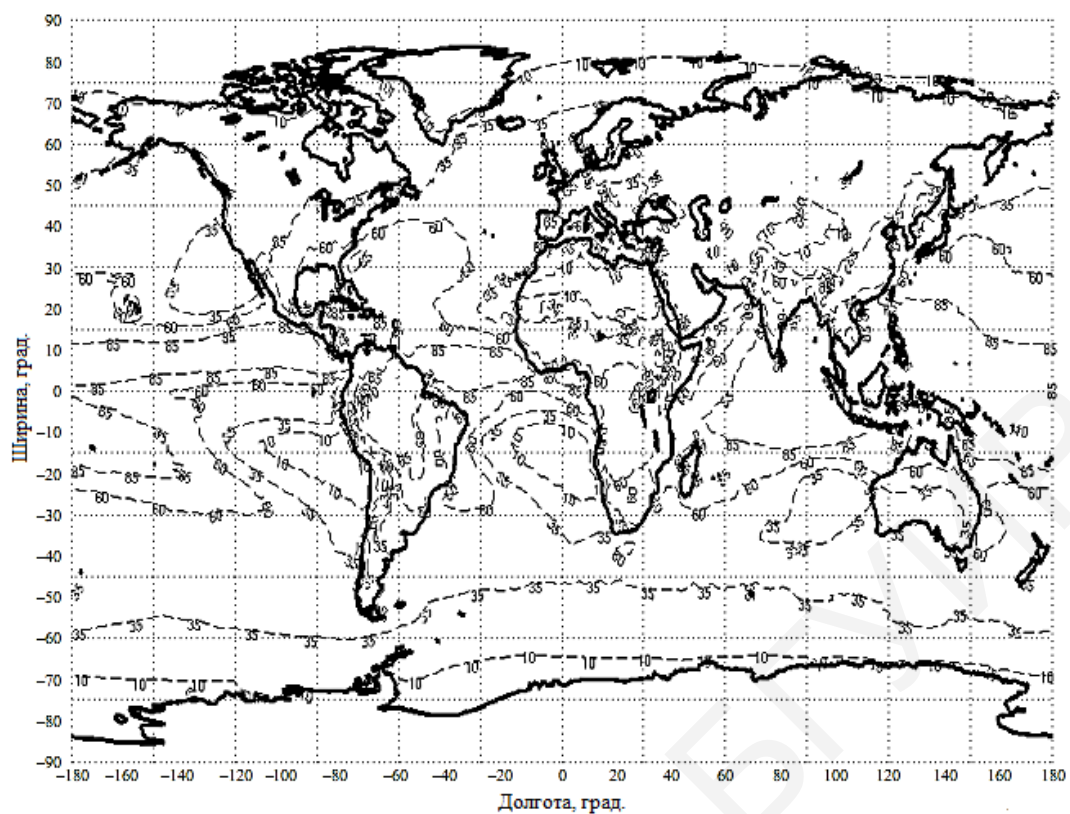


Рис. 4.3. Интенсивность дождя (мм/ч), превышаемая в течение не более 0,01 % времени среднего года, для континентов мира

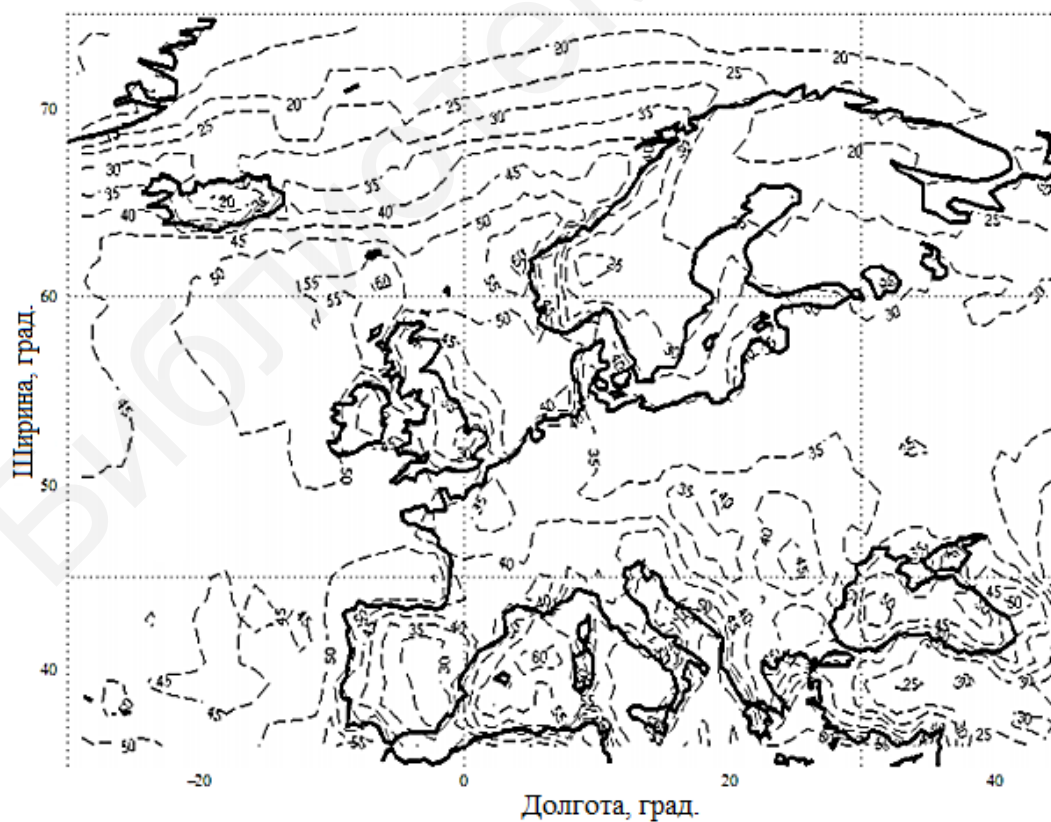


Рис. 4.4. Интенсивность дождя (мм/ч), превышаемая в течение не более 0,01 % времени среднего года, для Европы

Для Европы и стран СНГ с умеренным климатом значения $J_{0,01}$ составляют 25...45 мм/ч. Эти значения меньше значений для той же вероятности событий в течение наихудшего месяца года T_m , которые применяются при моделировании потерь в осадках для наземных радиолиний.

Коэффициенты регрессии для горизонтальной (гор.) и вертикальной (вер.) поляризации сигналов рассчитываются по формулам [31] и их значения на отдельных рабочих частотах приведены в табл. 4.3. Для приближенной оценки потерь в осадках на рис. 4.5 приведены удельные потери мощности радиосигнала в дожде в зависимости от его интенсивности и рабочей частоты.

Таблица 4.3

Коэффициенты регрессии по Рекомендации МСЭ-R P.838-3

Параметр		Рабочая частота, ГГц									
		8	11	12	13	14	18	20	27	30	40
β	гор.	0,004	0,018	0,024	0,030	0,037	0,071	0,092	0,188	0,240	0,443
	вер.	0,003	0,017	0,025	0,033	0,041	0,077	0,096	0,181	0,229	0,427
α	гор.	1,390	1,214	1,183	1,159	1,119	1,082	1,057	0,978	0,949	0,867
	вер.	1,379	1,162	1,122	1,090	1,065	1,002	0,984	0,928	0,913	0,842

Эквивалентная длина дождевой зоны L_3 на спутниковой радиолинии определяется на основании расчета геометрической длины наклонной трассы L_H в дожде с учетом высоты размещения ЗС над уровнем моря h_{3C} (рис. 4.6):

$$L_H = (h_D - h_{3C}) / \sin \varepsilon, \text{ км}, \quad (4.20)$$

где h_D – усредненная высота дождевой зоны, соответствующая высоте нулевой изотермы (точки замерзания влаги) над уровнем моря, км.

Для ЗС, расположенных на широтах ψ выше 36° (с. ш. или ю. ш.) и работающих на частотах $f_p \leq 55$ ГГц, высота слоя дождя определяется по выражению [34]

$$h_D = 5,1 - 2,15 \cdot \lg \left[1 + 10^{(\psi - 27)/25} \right], \text{ км}. \quad (4.21)$$

На широтах ψ ниже 36° высоту слоя дождя можно считать 5 км.

При расчете L_3 во внимание принимаются дополнительные коэффициенты, которые корректируют длину трассы L_H путем учета неравномерного пространственного распределения интенсивности дождя в горизонтальном направлении и с изменением высоты дождевой зоны.

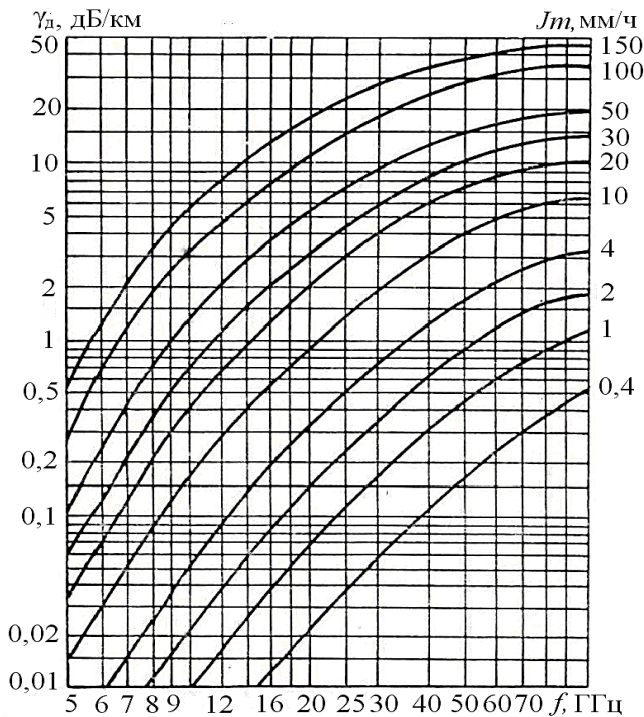


Рис. 4.5. Удельное ослабление сигнала в дожде

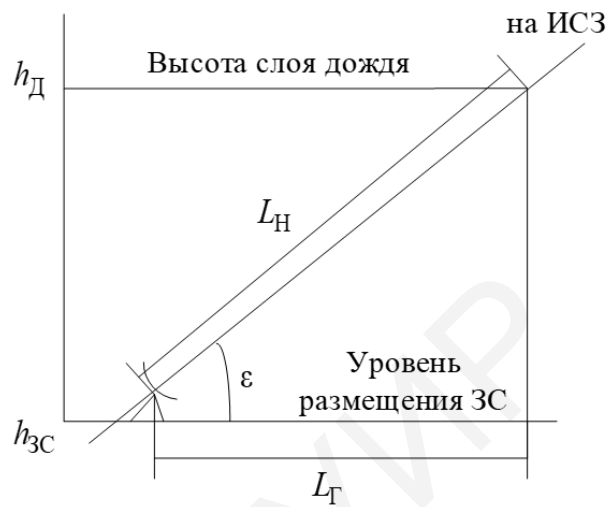


Рис. 4.6. К оценке длины спутниковой радиолинии в осадках

Коэффициент $r_{0,01}$ учитывает неравномерное выпадение дождя в горизонтальном направлении для 0,01 % времени среднего года:

$$r_{0,01} = 1 / \left(1 + 0,78 \left[\left(\frac{L_{\Gamma} \cdot \gamma_{\text{д}}}{f_{\text{P}}} \right)^{0,5} - 0,38 \left(1 - 10^{-0,87 \cdot L_{\Gamma}} \right) \right] \right);$$

$$L_{\Gamma} = L_{\text{Н}} \cdot \cos \varepsilon, \quad (4.22)$$

где L_{Γ} – проекция наклонной трассы на горизонтальное направление, км.

Коэффициент $v_{0,01}$ учитывает неравномерное распределение интенсивности дождя по высоте и для $\psi \geq 36^\circ$ и 0,01 % времени определяется на основании следующих соотношений:

$$v_{0,01} = 1 / \left(1 + \sqrt{\sin \varepsilon} \cdot \left[\frac{31(L_{\Gamma} \cdot \gamma_{\text{д}})^{0,5}}{f_{\text{P}}^2} - 0,45 \right] \right);$$

$$L_{\text{д}} = (L_{\Gamma} \cdot r_{0,01}) / \cos \varepsilon \text{ при } \xi \geq \varepsilon;$$

$$L_{\text{д}} = L_{\text{Н}} \text{ при } \xi < \varepsilon;$$

$$\xi = \arctg(\text{tg} \varepsilon / r_{0,01}). \quad (4.23)$$

Эквивалентная длина трассы для радиосигнала в дожде составляет

$$L_{\text{э}} = L_{\text{д}} \cdot \nu_{0,01}, \text{ км.} \quad (4.24)$$

Анализируя приведенные соотношения, можно отметить, что $L_{\text{э}} < L_{\text{н}}$. Причем $L_{\text{э}}$ получается тем меньше, чем больше интенсивность дождя $J_{0,01}$ в заданном климатическом районе. Это положение объясняется локализацией зоны дождя с ростом интенсивности выпадения осадков. При углах мест антенны $\varepsilon \geq 30^\circ$ значение $L_{\text{э}}$ становится мало зависимым от ε и уровня интенсивности дождя. В этих условиях на частоте 12 ГГц величина $L_{\text{э}}$ находится в пределах 4,5...5,5 км. Для $\varepsilon \leq 10^\circ$ эквивалентная длина пути сигнала в дожде заметно возрастает и при углах $8...10^\circ$ и $J_{0,01} = 20$ мм/ч может превысить 15 км.

Для других процентов времени $T_{\text{Г}}$, лежащих в области значений от 0,001 до 1 % времени среднего года, потери в дожде, $a_{\text{д}(\%)}$ определяются на основании следующей пересчетной формулы:

$$a_{\text{д}(\%)} = a_{\text{д}(0,01)} \cdot [T_{\text{Г}}/0,01]^{-x}, \text{ дБ};$$

$$x = 0,65 + 0,076 \cdot \lg T_{\text{Г}} - 0,103 \cdot \lg a_{\text{д}(0,01)}. \quad (4.25)$$

Согласно данным табл. 4.2 в плановых полосах частот С- и Ку-диапазонов, выделенных для ФСС, потери в осадках могут превышать в течение 0,05 и 0,1 % времени среднего года соответственно. Если принять, что расчетное значение потерь $a_{\text{д}(0,01)} = 5$ дБ, то в результате пересчета по (4.25) потери в дожде составят $a_{\text{д}(0,05)} = 2,24$ дБ и $a_{\text{д}(0,1)} = 1,58$ дБ соответственно.

Если необходимо определить потери в дожде $a_{\text{д}1}$ на другой частоте f_1 в диапазоне значений от 7 до 55 ГГц (в том числе на частотах с неизвестными коэффициентами регрессии), то расчет осуществляется по известной величине потерь $a_{\text{д}}$ на исходной частоте $f_{\text{р}}$ с помощью соотношений [29]:

$$a_{\text{д}1} = a_{\text{д}} \cdot c^{(1-H)}, \text{ дБ};$$

$$c = \Phi(f_{\text{р}})/\Phi(f_1);$$

$$\Phi(f_1) = f_1^2 / (1 + f_1^2 \cdot 10^{-4});$$

$$H = 1,12 \cdot 10^{-3} \cdot c^{0,5} [\Phi(f_1) \cdot a_{\text{д}}]^{0,55}. \quad (4.26)$$

Графики затухания в дожде на частотах 12, 20 и 30 ГГц при углах мест 10, 20 и 30° в зависимости от его интенсивности J , мм/ч, для 0,1 % времени среднего года приведены на рис. 4.7. Из рисунка виден существенный рост потерь в дожде с ростом частоты и уменьшением угла возвышения антенны.

При определении потерь в осадках для заданного процента времени наихудшего месяца года T_M осуществляют пересчет годовой статистики в статистику наихудшего месяца года в следующей последовательности. По заданному значению T_M сначала рассчитывается, эквивалентное значение T_T для среднего года по одной из формул [35]:

1) при глобальном покрытии спутниковым вещанием –

$$T_T = 0,3 \cdot T_M^{1,15} \text{ для } 1,9 \cdot 10^4 \leq T_M \leq 7,8; \quad (4.27)$$

2) для покрытия вещанием территории Европы –

$$T_T = 0,26 \cdot T_M^{1,19}. \quad (4.28)$$

Полученное значение T_T подставляется в выражение (4.25), из которого определяются потери $a_{д(\%)}$ для заданной вероятности превышений в течение наихудшего месяца года.

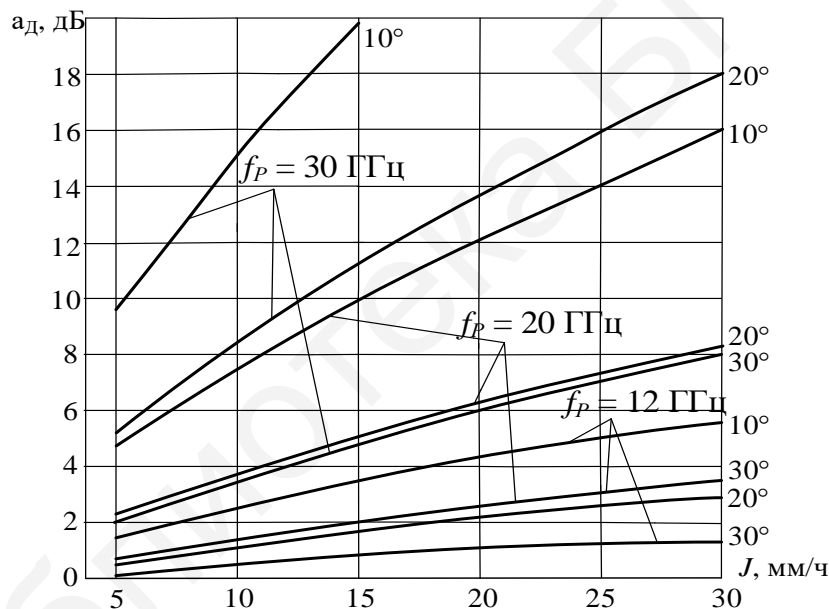


Рис. 4.7. Затухание мощности сигнала в дожде от его интенсивности для различных частот, углов мест и T_T , равном 0,1 % их времени среднего года

Например, для систем РСС Ку-диапазона потери в дожде, согласно данным табл. 4.2, могут превышать в течение не более 1 % времени наихудшего месяца года. Тогда при $T_M = 1\%$ и приеме сигналов на территории Европы значение $T_T = 0,26$. Для случая $a_{д(0,01)} = 5$ дБ искомые потери $a_{д(1,0)}$ по (4.25) составят около 0,9 дБ. Из выражений (4.27) и (4.28) следует, что при равных требованиях к T_T и T_M интенсивность дождя и потери в нем будут больше для наихудшего месяца года, чем для среднего года.

При организации спутникового приема в районах с умеренным климатом на частотах от 3,5 до 30 ГГц и углах возвышения антенн от 3 до 70° ослабление

радиоволн в дожде, превышаемое в течение не более 1 и 0,1 % времени наихудшего месяца года, можно рассчитать по приближенным формулам:

$$a_{д(1,0)} = 0,1 + \left[(f_P^2 - 18) / 5,5(\varepsilon + 3) \right], \text{ дБ}; \quad (4.29)$$

$$a_{д(0,1)} = 0,1 + \left[(f_P^2 - 18) / 1,8(\varepsilon + 3) \right], \text{ дБ}. \quad (4.30)$$

В табл. 4.4 приведены результаты расчета потерь мощности радиосигнала в дожде, превышаемые в течение не более 0,01, 0,1 и 1 % времени среднего года, на частотах 12 и 18 ГГц при спутниковом приеме программ в г. Минске ($\psi = 53,8^\circ$ с. ш., $\varphi_3 = 27,6^\circ$ в. д.) для $h_{3С} = 0,2$ км, $\varepsilon = 25^\circ$, $J_{0,01} = 30,0$ мм/ч.

Таблица 4.4

Результаты расчета потерь радиосигнала в дожде

Частота, ГГц	L_H , км	γ_D , дБ/км	L_T , км	$r_{0,01}$	L_D , км	$V_{0,01}$	L_Θ , км	$a_{д(0,01)}$, дБ	$a_{д(0,1)}$, дБ	$a_{д(1,0)}$, дБ
12	5,98	1,34	4,59	0,85	5,08	0,95	4,85	6,48	2,22	0,53
18	5,98	3,07	4,59	0,76	4,56	1,04	4,75	14,59	5,43	1,42

Из полученных данных следует, что потери в дожде тем заметнее, чем выше рабочая частота и меньше допустимый процент времени превышения потерь в осадках. Последнее положение объясняется тем, что в малом проценте времени может наблюдаться высокая интенсивность дождя и заметный уровень энергетических потерь. Это обстоятельство всегда учитывается при расчете характеристик радиолиний с использованием профессиональных, коллективных или индивидуальных приемных систем, для которых величина T_r устанавливается в соответствии с требуемым коэффициентом готовности сети.

Для борьбы с потерями на радиолиниях из-за интенсивных осадков, кроме предусмотренного энергетического запаса, используют адаптивные методы изменения параметров на стороне передачи по стандарту DVB-S2 или организуют пространственное разнесение земных станций на стороне приема. Прогноз статистики объединенного дифференциального ослабления в дожде для расстояния разнесения между приемными станциями от 0 до 250 км и значений рабочих частот до 55 ГГц представлен в [36]. Выигрыш от пространственного разнесения двух приемных станций на расстояние 20 км составляет около 10 дБ в условия интенсивных осадков.

4.3. Потери на радиолиниях из-за неточного наведения антенн ЗС на ИСЗ и несогласованности их поляризаций

Неточное наведение антенн земных станций на ИСЗ, а также угловое расхождение плоскостей поляризации антенн ЗС и ИСЗ приводят к дополнительным потерям энергии сигналов на радиолиниях.

Показателем неточного наведения антенн друг на друга служит суммарная угловая ошибка φ_{Σ} , отсчитываемая от линии истинного направления на ИСЗ до оси главного лепестка ДН антенны (рис. 4.8, а). Эта угловая ошибка обусловлена нестабильностью положения ИСЗ на ГО, погрешностью механизма наведения антенны ЗС, влиянием на нее ветровых нагрузок, а также искривлением траектории передаваемых сигналов из-за тропосферной рефракции.

Величина потерь в зависимости от суммарной угловой ошибки в наведении антенн ЗС на ИСЗ следующая:

$$a_H = 10 \cdot \lg \left[1 + \left(2\varphi_{\Sigma} / \theta_{0,5} \right)^2 \right], \text{ дБ}, \quad (4.31)$$

где $\theta_{0,5}$ – ширина главного лепестка ДН антенны по уровню -3 дБ, град.

Угловая ошибка из-за тропосферной рефракции $\varphi_{\text{ТР}}$ составляет малую долю от φ_{Σ} , практически не зависит от частоты и заметна только при малых углах мест антенны:

$$\varphi_{\text{ТР}} = \left(\sqrt{\varepsilon^2 + 4} - \varepsilon \right) / 2, \text{ град.} \quad (4.32)$$

Влияние $\varphi_{\text{ТР}}$ на величину потерь a_H начинает сказываться при углах $\varepsilon \leq 5^\circ$, а также при использовании крупноразмерных антенн, у которых $\theta_{0,5} \leq 1^\circ$

Неточное наведение антенн ЗС на ИСЗ приводит не только к энергетическим потерям, но и к снижению кроссполяризационной развязки сигналов с линейной поляризацией. Например, если диаметр антенны 4 м и потери $a_H = 1$ дБ, то ухудшение РКП составляет около 6,0 дБ. Поэтому установлено, что для антенн с $d_A \geq 4$ м величина потерь из-за угловой ошибки φ_{Σ} не должна превышать 0,4 дБ и относительное отклонение в наведении антенны должно отвечать условию $\varphi_{\Sigma} / \theta_{0,5} \leq 0,18$, т. е. $\varphi_{\Sigma} \leq 12,6(\lambda / d_A)$.

Для реализации указанных требований на большинстве земных станций с крупноразмерными антеннами ($d_A \geq 2,5$ м) применяют устройства автоматического слежения за положением спутника на орбите. Автоматическая коррекция наведения ЗС на ИСЗ снижает уровень потерь и одновременно исключает угловую ошибку из-за тропосферной рефракции.

К основным причинам возникновения так называемых поляризационных потерь на спутниковых радиоперелиниях можно отнести: несогласованность векторов поляризации антенн ЗС и ИСЗ, нестабильность положения бортовой антенны в процессе эксплуатации, деполяризацию радиоволн в осадках и влияние на поляризационные характеристики эффекта Фарадея. Последняя причина проявляется в том, что при прохождении радиоволн с линейной поляризацией через слои ионосферы под действием магнитного поля Земли происходит их расщепление на две эллиптически поляризованные компоненты, которые имеют про-

тивоположное вращение и разную фазовую скорость распространения в среде. В результате этого явления между компонентами колебаний возникают фазовый сдвиг и поворот плоскости поляризации принимаемого сигнала на угол

$$\theta_{\Phi} = 23,2 / f_p^2 \cdot \sqrt{1 - 0,91 \cdot \cos \varepsilon}, \text{ град.} \quad (4.33)$$

Значение θ_{Φ} уменьшается с ростом рабочей частоты f_p и угла места антенны ε . На частотах $f_p \geq 5$ ГГц и $\varepsilon \geq 5^\circ$ явлениями в ионосфере, вызывающими фазовый сдвиг ($\theta_{\Phi} \leq 2,8^\circ$), пренебрегают. При работе в области частот ниже 1 ГГц для снижения потерь и фазовых искажений, обусловленных эффектом Фарадея, рекомендуется использовать круговую поляризацию.

Потери мощности радиосигнала с линейной поляризацией вследствие несовпадения векторов E и H антенн ИСЗ и ЗС (рис. 4.8, б) рассчитываются по формуле

$$a_{\Pi} = 10 \cdot \lg \left[2 / (1 + \cos(2 \cdot \theta_{\Pi})) \right], \text{ дБ.} \quad (4.34)$$

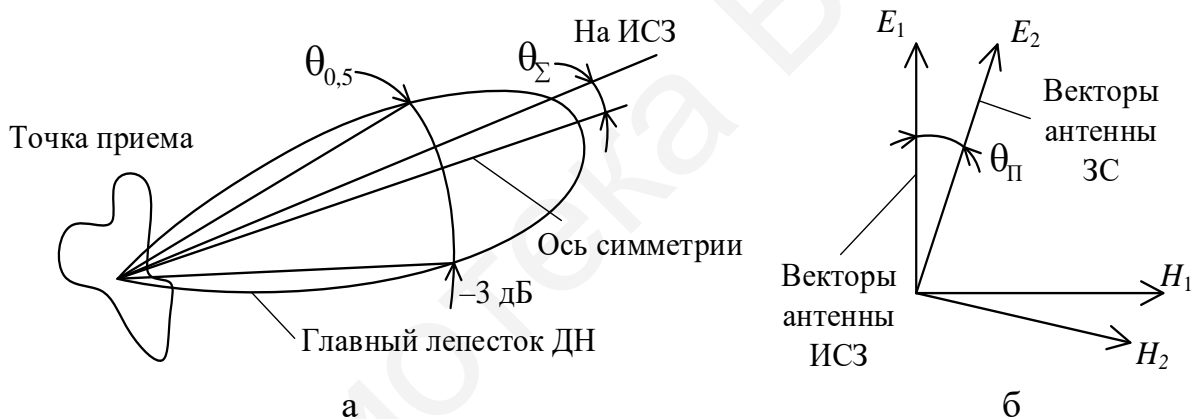


Рис. 4.8. Угловые ошибки на спутниковой радиолинии:
а – при неточном наведении антенны ЗС на ИСЗ; б – при несовпадении плоскостей поляризации антенн ЗС и ИСЗ

Для снижения уровня потерь этого типа, особенно в системах с перестраиваемой антенной, рекомендуется на входе конвертора приемной системы разместить электрически управляемый корректор поляризации на эффекте Фарадея. Корректор представляет собой отрезок круглого волновода, внутри которого расположен ферритовый стержень, а на его внешней части – катушка для создания магнитного поля (рис. 4.9).

С изменением величины тока в катушке изменяется напряженность внешнего магнитного поля, которое влияет на характеристики ферритового стержня с высокой магнитной проницаемостью. При прохождении электромагнитных СВЧ-колебаний по волноводу и ферриту возникает угловой поворот векторов поляризации этих колебаний на выходе. Установив определенную ве-

личину и направление тока в катушке (за счет изменения полярности источника питания), можно повернуть плоскость поляризации СВЧ-колебаний на требуемый угол и обеспечить необходимую согласованность направлений векторов электромагнитного поля на выходе корректора с положением элементов съема мощности, расположенных в поляризационном селекторе конвертора. В результате коррекции достигается увеличение уровня принимаемого конвертором сигнала. Присутствие данного корректора на эффекте Фарадея в приемном тракте приводит к потерям в 0,1...0,25 дБ.

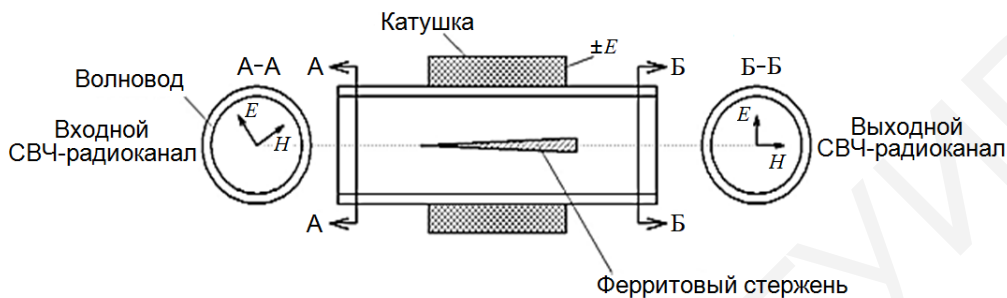


Рис. 4.9. Конструкция корректора поляризации

Как отмечалось в подразд. 3.1, при прохождении радиоволн с круговой поляризацией через зону с дождями возможна их деполяризация (из-за несферичности капель дождя и фазового сдвига между составляющими радиосигнала с ортогональной поляризацией), которая приводит к снижению уровня поляризационной развязки и росту помех. Радиоволны с линейной поляризацией менее чувствительны к деполяризации в дождях, чем при использовании круговой. Поэтому при значительном уровне потерь в дождях (более 10 дБ) предпочтительно использовать линейную поляризацию сигналов как более устойчивую к деполяризации.

4.4. Уровни сигналов на входе приемной системы и энергетический потенциал радиолинии ИСЗ-ЗС

Для приема достаточно слабых спутниковых радиосигналов необходимо, чтобы приемная система (ПС) обладала низкими шумовыми характеристиками. Мерой оценки уровня помех и шумов, действующих на антенном входе системы (точка А на рис. 4.1), является ее ЭШТ $T_{ЗС}$.

Величина ЭШТ приемной системы, состоящей из антенны, волноводного тракта, малозумящего конвертора, цифрового приемника и дополнительных устройств, расположенных между конвертором и цифровым приемником (кабель, делитель мощности, усилитель), определяется по следующим формулам:

$$T_{ЗС} = T_{А.ЗС} + T_0 \cdot (10^{0,1 \cdot a_{ВТ}} - 1) + T_{ПР.ЗС} \cdot 10^{0,1 \cdot a_{ВТ}}, \text{ К}; \quad (4.35)$$

$$T_{ПР.ЗС} = T_0 \cdot \left[10^{0,1 \cdot n_{Ш.К}} + 10^{0,1 \cdot (a_{К-Т} + n_{Ш.Т} - K_{Р.К})} - 1 \right], \text{ К}, \quad (4.36)$$

где $a_{\text{вТ}}$ – потери в волноводном тракте ПС, дБ; $T_{\text{А.ЗС}}$, $T_{\text{ПР.ЗС}}$ – ЭШТ антенны и цифрового приемника ЗС соответственно, К; $n_{\text{ш.к}}$, $K_{\text{р.к}}$ – коэффициент шума и усиление конвертора, дБ; $a_{\text{к-т}}$ – потери в элементах между конвертором и приемником, дБ; $n_{\text{ш.т}}$ – коэффициент шума цифрового приемника, дБ.

Если сумма показателей $(K_{\text{р.к}} - n_{\text{ш.т}} - a_{\text{к-т}}) \geq 20$ дБ, что вполне реально для типовых параметров ПС ($K_{\text{р.к}} \geq 50$ дБ, $n_{\text{ш.т}} \leq 15$ дБ, $a_{\text{к-т}} \leq 20$ дБ), то соотношения (4.35) и (4.36) приводятся к виду

$$T_{\text{ЗС}} = T_{\text{А.ЗС}} + T_0 \cdot \left(10^{0,1 \cdot (a_{\text{вТ}} + n_{\text{ш.к}})} - 1 \right), \text{ К.} \quad (4.37)$$

Очевидно, что для снижения величины $T_{\text{ЗС}}$ необходимо снижать шумовую температуру приемной антенны, коэффициент шума конвертора и потери в волноводном тракте. Снижение потерь $a_{\text{вТ}}$ на входе ПС достигается за счет размещения конвертора в фокусе антенны.

Обобщенным показателем, определяющим способность приемной системы ЗС к восприятию сигналов низкого уровня, служит ее добротность:

$$D_{\text{ЗС}} = g_{\text{ПР.ЗС}} - 10 \cdot \lg T_{\text{ЗС}}, \text{ дБ/К,} \quad (4.38)$$

где $g_{\text{ПР.ЗС}}$ – усиление приемной антенны ЗС, дБ.

Типовые значения $D_{\text{ЗС}}$ большинства приемных станций находятся в пределах 15...30 дБ/К. В зависимости от величин $D_{\text{ЗС}}$ земные станции подразделяют на классы, которые указывают на потенциальные возможности ПС для профессионального, полупрофессионального или индивидуального приема радиосигналов.

При известных энергетических параметрах спутниковой радиолинии ИСЗ-ЗС (рис. 4.10) уровень средней мощности несущей, действующей на входе ПС земной станции ЗС 2, рассчитывается по формуле

$$P_{\text{ПР.ЗС}} = \mathcal{E}_{\text{БР}} - a_{\Sigma 2} + g_{\text{ПР.ЗС}}, \text{ дБВт,} \quad (4.39)$$

где $\mathcal{E}_{\text{БР}}$ – ЭИИМ бортового ретранслятора в рабочем режиме в направлении точки приема, дБВт, $a_{\Sigma 2}$ – суммарные потери на радиолинии вниз, дБ.

По аналогии с (1.19) энергетический потенциал радиолинии вниз

$$W_2 = 10 \cdot \lg(P_{\text{ВХ.ЗС}}/N_0) = \mathcal{E}_{\text{БР}} - a_{\Sigma 2} + D_{\text{ПР.ЗС}} + 228,6, \text{ дБГц.} \quad (4.40)$$

Чтобы повысить ЭП радиолинии при ограниченных возможностях в вариации значений $\mathcal{E}_{\text{БР}}$ и $a_{\Sigma 2}$, необходимо улучшать добротность ЗС 2 путем повышения $g_{\text{ПР.ЗС}}$ и снижения $T_{\text{ЗС}}$.

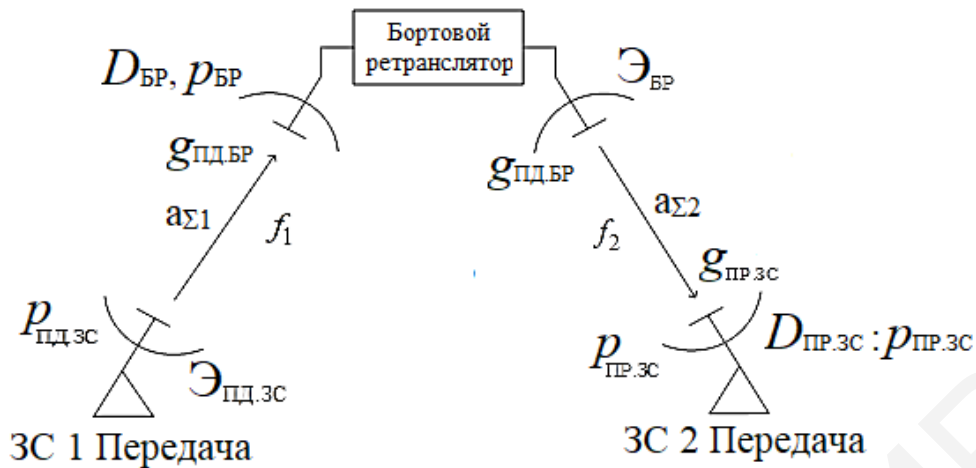


Рис. 4.10. Структурная схема однонаправленного спутникового канала

Пороговая чувствительность приемной станции, или минимально необходимый уровень мощности несущей на ее входе, при котором для заданных параметров модуляции и кодирования обеспечивается требуемая достоверность приема, определяется на основании следующих формул:

$$P_{\text{ПОР.ЗС}} = P_{\text{ТР.ЗС}} + 10 \cdot \lg T_{\text{ЗС}} + 10 \cdot \lg \Delta f_{\text{Ш.2}} - 228,6, \text{ дБВт}; \quad (4.41)$$

$$P_{\text{ТР.ЗС}} = P_{\text{К}} + \Delta P_{\Sigma}, \text{ дБ}, \quad \Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\text{К}} + \Delta P_{\text{М}} + \Delta P_{\text{БР}}, \text{ дБ}; \quad (4.42)$$

где $P_{\text{ТР.ЗС}}$, $P_{\text{К}}$ – реально требуемое и теоретически необходимое значение ОНШ на входе ПрС ЗС 2, дБ; $\Delta f_{\text{Ш.2}}$ – шумовая полоса спутникового канала на линии вниз, Гц; $\Delta P_{\text{К}}$, $\Delta P_{\text{М}}$, $\Delta P_{\text{БР}}$ – уровни энергетического запаса в помехоустойчивости приема, обусловленные неточностью практической реализации характеристик спутникового канала, наличием помех от мешающих ИСЗ и трансформацией шумов и искажений БР на вход ЗС 2, соответственно, дБ.

Расчетные формулы для определения теоретических значений $P_{\text{К}}$ в зависимости от вида модуляции, параметров кодирования и допустимого уровня ошибок приведены в разд. 5. Энергетический запас $\Delta P_{\text{К}}$, обусловленный неточной реализацией характеристик устройств спутникового канала и прежде всего модемов, из-за фазовых ошибок при восстановлении несущей и тактовой частоты, а также неравномерности АЧХ канала и искажений сигналов рассчитывается по формуле

$$\Delta P_{\text{К}} = 0,5 + \xi \cdot R_{\text{К}} \cdot \lg m, \text{ дБ}, \quad (4.43)$$

где $\xi = 1,5 \dots 2,5$ – коэффициент, учитывающий отклонение характеристик спутникового канала от расчетных.

Энергетический запас $\Delta P_{\text{М}}$, компенсирующий снижение помехоустойчивости ПС от действия помех в общих полосах частот со стороны мешающих ИСЗ и наземных систем, устанавливается на основании требований по обеспе-

чению электромагнитной совместимости средств спутниковой связи и вещания. Для систем РСС и ФСС ухудшение ОНШ ЗС 2 из-за вносимых помех не должно превышать 0,5 и 1,0 дБ соответственно [37]. То есть максимальная доля помех по отношению к номинальному значению ОНШ не должна превышать 12 и 25 % соответственно. При воздействии на ПС ФСС одиночной помехи мощностью I снижение ОНШ не должно превышать 0,25 дБ, т. е. мощность помехи должна составлять менее 6 % мощности шума ПС и отношение $I/N = -12,2$ дБ.

В спутниковых системах с прозрачной ретрансляцией сигналов энергетический запас $\Delta\rho_{БР}$ может варьироваться в диапазоне значений 0,25...2,5 дБ. Конкретное значение $\Delta\rho_{БР}$ устанавливается не только в зависимости от уровня тепловых и переходных шумов БР, поступающих на вход ЗС 2, но и в зависимости от принятых при проектировании приоритетов для радиолиний вверх и вниз с целью обеспечения оптимальных характеристик спутниковых каналов.

Если энергопотенциал радиолинии вверх ограничен из-за низкого значения ЭИИМ передающей ЗС 1, а прием сигналов на радиолинии вниз осуществляется на профессиональное оборудование с большим диаметром антенн (например, при организации запросного канала от станции VSAT к центральной станции мультимедийной сети), то следует снижать требуемое значение ОНШ на входе БР линии вверх, допустив увеличение ОНШ на входе ЗС 2 линии вниз. В этом случае компенсацию потерь от увеличения ОНШ берет на себя приемная антенна ЗС 2.

Если доставка информации от профессиональной передающей станции ЗС 1 организуется через ИСЗ на приемные антенны с ограниченными размерами, то следует снижать величину $\Delta\rho_{БР}$ за счет увеличения показателя ОВО, характеризующего отступление режима работы усилителя БР от насыщения. В этом случае с учетом (1.18) потребуется увеличить ОНШ на входе БР и соответственно увеличить ЭИИМ передающей станции ЗС 1. В частности, при $\Delta\rho_{БР} = 0,3$ дБ значение ОНШ на входе БР составит $\rho_{ТР,БР} = \rho_{ТР,ЗС} + 11,5$ дБ, что на 11,5 дБ больше, чем на входе приемной системы ЗС 2.

На основании (4.39) и (4.41) минимально необходимое значение ЭИИМ бортового ретранслятора для обеспечения достоверного приема на стороне ЗС 2 рассчитывается по формуле

$$\mathcal{E}_{БРmin} = \rho_{ТР,ЗС} + a_{\Sigma 2} + 10 \cdot \lg(B_0/\gamma_0) - D_{ЗС} - 228,6, \text{ дБВт}, \quad (4.44)$$

где γ_0 – удельная скорость передачи данных, определяемая для каналов DVB-S/S2/S2X по формулам (1.2) и (1.3).

Согласно (4.44) и (4.42) снизить требуемое значение $\mathcal{E}_{БРmin}$ и облегчить режим работы БР можно за счет уменьшения информационной скорости B_0 и величины ОНШ на входе ЗС 2.

Минимальное значение энергетического потенциала радиолинии вниз, при котором обеспечивается требуемое качество приема, следующее:

$$W_{\min 2} = p_{\text{ПОР.ЗС}} - 10 \cdot \lg kT_{\text{ЗС}} = \rho_{\text{ТР.ЗС}} + 10 \cdot \lg B_{\text{С}}, \text{ дБГц}, \quad (4.45)$$

где $B_{\text{С}} = B_0/\gamma_0$ – символьная скорость радиопосылок, симв/с.

Из (4.45) видно, что величина $W_{\min 2}$ функционально связана с двумя параметрами, сокращение одного из которых позволяет повысить другой. Для заданной ширины полосы спутникового канала $\Delta f_{\text{К}} = B_{\text{С}} \cdot b_{\text{р}}$ снижение $W_{\min 2}$ можно обеспечить только за счет уменьшения $\rho_{\text{ТР.ЗС}}$, определяемого по (4.42). В соответствии с (4.42) необходимо максимально улучшать характеристики каналов связи, включая уменьшение величины энергетического запаса (4.43), и использовать более эффективные исправляющие коды для снижения ОНШ.

Расчитанные значения $W_{\min 2}$ для параметров канала DVB-S ($\Delta f_{\text{К}} = 36$ МГц, $B_{\text{С}} = 27,5$ Мсимв/с, $R_{\text{СК}} = 3/4$, $M = 4$) и канала DVB-S2 ($\Delta f_{\text{К}} = 36$ МГц, $B_{\text{С}} = 29$ Мсимв/с, $R_{\text{Л}} = 3/4$, $M = 8$) составили 83,6 и 85,3 дБГц соответственно. Эти значения на 9,2 и 10,7 дБ больше значений $10 \cdot \lg B_{\text{С}}$, входящих в (4.45), и различаются между собой только на 1,7 дБ, несмотря на использование в каналах DVB-S2 энергетически менее эффективного вида модуляции ФМ-8.

Энергетический запас на «замирания» сигналов, необходимый для обеспечения устойчивой работы системы на линии вниз при ухудшении характеристик радиоканала, определяется по формуле

$$\begin{aligned} K_{\text{ЗАП}} &= W_2 - W_{\min 2} = \\ &= \mathcal{E}_{\text{БР}} - a_{\Sigma 2} + D_{\text{ПР.ЗС}} - \rho_{\text{ТР.ЗС}} + 10 \cdot \lg B_{\text{С}} + 228,6, \text{ дБ}. \end{aligned} \quad (4.46)$$

Из анализа (4.46) следует, что для спутниковых каналов стандартов DVB-S/S2/S2X с заданной символьной скоростью и ограниченными возможностями в изменении $\mathcal{E}_{\text{БР}}$ и $a_{\Sigma 2}$, повысить $K_{\text{ЗАП}}$ можно за счет улучшения $D_{\text{ПР.ЗС}}$ (4.38) и снижения $\rho_{\text{ТР.ЗС}}$ (4.42). Численные значения $K_{\text{ЗАП}}$ в информационных каналах Ки-диапазона обычно составляют 1,5...2,5 дБ, в каналах Ка-диапазона – на 2...2,5 дБ больше. В командно-телеметрических каналах величина $K_{\text{ЗАП}}$ гораздо выше, что связано с необходимостью обеспечения высокой надежности передачи данных управления и телеметрии. Если при проектировании и расчетах параметров спутниковых каналов величина $K_{\text{ЗАП}}$ определена согласно требованиям их готовности для заданного процента времени, то, используя формулу (4.46), можно рассчитать максимальную символьную скорость передачи:

$$B_{\text{С}} = 10^{0,1(\mathcal{E}_{\text{БР}} - a_{\Sigma 2} + D_{\text{ПР.ЗС}} - \rho_{\text{ТР.ЗС}} - K_{\text{зап}} + 228,6)}, \text{ симв/с}. \quad (4.47)$$

Выражение (4.47) устанавливает принципиально важную взаимосвязь между информационными и энергетическими показателями спутниковых каналов. Чтобы достичь высоких значений $B_{\text{С}}$, необходимо прежде всего обеспечить высокие значения $\mathcal{E}_{\text{БР}}$ и низкие потери на радиолиниях. Одним из спосо-

бов повышения $\mathcal{E}_{\text{БР}}$ (1.10) является применение узконаправленных антенн. Именно этот способ является ключевым в системах высокоскоростной интерактивной связи Ка-диапазона частот. В этом диапазоне частот значения $\mathcal{E}_{\text{БР}}$ составляют 62...65 дБВт, что на 10...13 дБ больше, чем в Ки-диапазоне и, следовательно, при прочих равных условиях можно в десяток раз увеличить V_c и снизить затраты на аренду канала или части его полосы.

4.5. Определение выходной мощности передатчика земной станции

Выходная мощность передатчика ЗС 1 на линии вверх (рис. 4.10) определяется из условия обеспечения на входе БР требуемого уровня ОНШ в соответствии с формулой (1.18). При использовании в расчетах коэффициента энергетического запаса $b = 10^{0,1\Delta\rho_{\text{БР}}}$ формула (1.18) приводится к виду

$$\rho_{\text{ТР.БР}} = \rho_{\text{ТР.ЗС}} - 10 \cdot \lg(b - 1), \text{ дБ.} \quad (4.48)$$

Пороговый уровень мощности сигнала на входе БР определяется на основании соотношения

$$p_{\text{min.БР}} = \rho_{\text{ТР.БР}} + 10 \cdot \lg T_{\text{БР}} + 10 \cdot \lg(B_0/\gamma_0) - 228,6, \text{ дБВт,} \quad (4.49)$$

где $T_{\text{БР}}$ – ЭШТ бортового ретранслятора, определяемая по формуле (1.16), К.

Для известных параметров радиолинии вверх (ЗС-ИСЗ) минимальное значение ЭИИМ передающей ЗС 1, при котором обеспечивается требуемый уровень $p_{\text{min.БР}}$ на входе ретранслятора следующее:

$$\mathcal{E}_{\text{ПД.ЗС}} = p_{\text{min.БР}} + a_{\Sigma 1} - g_{\text{ПР.БР}}, \text{ дБВт.} \quad (4.50)$$

Принимая во внимание, что $\mathcal{E}_{\text{ПД.ЗС}}$ включает в себя уровень выходной мощности передатчика $10 \cdot \lg P_{\text{ПД.ЗС}}$, усиление передающей антенны $g_{\text{ПД.ЗС}}$ и потери в фидере $a_{\text{Ф.ПД}}$, то минимально требуемая мощность на выходе ЗС 1 для обеспечения заданной достоверности приема на ЗС 2

$$P_{\text{ПД.ЗС}} = 10^{0,1(\mathcal{E}_{\text{ПД.ЗС}} - g_{\text{ПД.ЗС}} + a_{\text{Ф.ПД}})}, \text{ Вт.} \quad (4.51)$$

5. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ РАСЧЕТА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

5.1. Исходные положения

Для проведения теоретических исследований эффективности характеристик спутниковых каналов в широком диапазоне технических показателей и значений требуемой достоверности приема необходимы математические модели, описывающие помехоустойчивость систем при различных видах сигналов, методах модуляции, способах кодирования и декодирования. Имеющиеся методики расчета базовых характеристик систем (помехоустойчивость, пороговая чувствительность, энергетический потенциал радиолиний, информационная эффективность, энергетический выигрыш от кодирования (ЭВК) и др.) требуют привлечения инструментальных методов определения, входящих в эти характеристики, отношений сигнал/шум (ОСШ) или несущая/шум (ОНШ) при отсутствии или наличии помехоустойчивого кодирования [38–41]. Это обстоятельство осложняет процесс проведения прямых аналитических расчетов при численной оценке эффективности каналов радиосистемы.

В данном разделе поставлены задачи и приведены их решения, связанные с получением компактных и достаточно общих расчетных соотношений по определению требуемых значений ОСШ и ОНШ в зависимости от заданной достоверности приема при использовании многопозиционных видов модуляции (КАМ-М, ФМ-М, АМ-М и ЧМ-М) и различных способов кодирования. Расчетные соотношения получены в замкнутом аналитическом виде, не требуют привлечения процедур компьютерного моделирования и графических построений кривых помехоустойчивости и позволяют напрямую вести анализ эффективности спутниковых каналов и базовых характеристик радиосистем. Предполагается, что используется модель канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), что демодуляция радиосигналов когерентная, что декодирование линейных кодов может иметь мягкое решение с квантованием демодулированного сигнала на уровне или жесткое решение с посимвольным приемом в двоичном симметричном канале (ДСК). Основным алгоритмом декодирования сверточных кодов принят алгоритм максимального правдоподобия (МП), оптимальный для реализации мягкого и жесткого решений.

5.2. Модель расчета помехоустойчивости цифровых систем в отсутствие кодирования

Для каналов с АБГШ и когерентной демодуляцией сигналов КАМ-М, ФМ-М, АМ-М и ЧМ-М математическая взаимосвязь между вероятностью возникновения ошибки в информационном бите и отношением сигнал/шум $h = E_0/N_0$ представляется следующими соотношениями [38–41]:

$$P_b = \frac{2(1-1/\sqrt{M})}{m} \operatorname{erfc}(z_1) \left[1 - 0,5 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc}(z_1) \right] - \text{для КАМ-М с } m \text{ четным}; \quad (5.1)$$

$$P_b = \left(1 - [1 - \operatorname{erfc}(z_2)]^2\right) / m - \text{ для КАМ-М с } m = 3, 5, 7 \dots; \quad (5.2)$$

$$P_b = [\operatorname{erfc}(z_3)] / m - \text{ для ФМ-М с } m = 1, 2, 3 \dots; \quad (5.3)$$

$$P_b = [(M - 1) \cdot \operatorname{erfc}(z_4)] / (M \cdot m) - \text{ для АМ-М с } m = 1, 2, 3 \dots; \quad (5.4)$$

$$P_b = [M \cdot \operatorname{erfc}(z_5)] / 4 - \text{ для ЧМ-М с } m = 1, 2, 3 \dots; \quad (5.5)$$

$$\operatorname{erfc}(z_i) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_{z_i}^{\infty} e^{-u^2} du; \quad (5.6)$$

$$z_i = \sqrt{d_{0i}^2 / 4N_0} = \sqrt{q_i \cdot E_0 / N_0} = \sqrt{q_i \cdot h_{0i}'}, \quad (5.7)$$

где $E_0 = P_c / B_0$ – средняя энергия, затрачиваемая на передачу бита информации; P_c – средняя мощность несущей; B_0 – информационная скорость передачи данных; N_0 – спектральная плотность мощности шума; $m = \log_2 M$ – кратность модуляции; $\operatorname{erfc}(z_i)$ – дополнительный интеграл вероятности для заданного вида модуляции; d_{0i} – минимальное евклидово расстояние между ближайшими символами сигнального созвездия; $q_i = d_{0i}^2 / 4E_0$ – квадрат коэффициента помехоустойчивости; i – индекс, указывающий на используемый вид модуляции.

Если (5.1) и (5.2) упростить и (5.6) записать в виде

$$\operatorname{erfc}(z_i) \cong \frac{1}{z_i \cdot \sqrt{\pi}} \cdot 10^{-z_i^2 / 2,3}, \quad (5.8)$$

то приведенные соотношения (5.1)–(5.5) сводятся к обобщенному выражению, справедливому для $P_b \leq 10^{-2}$:

$$P_b \cong \frac{C_i}{z_i \cdot \sqrt{\pi}} \cdot 10^{-z_i^2 / 2,3}. \quad (5.9)$$

Входящие в (5.9) значения C_i и q_i для рассматриваемых форматов модуляции представляются следующими соотношениями:

$$C_1 = \frac{2 \cdot (1 - 1/\sqrt{M})}{m}; \quad q_1 = 3m / (2(M - 1)) - \text{ для КАМ-М с } m \text{ четным}; \quad (5.10)$$

$$C_2 = \frac{2}{m}; \quad q_2 = 3m / (2(M - 0,5)) - \text{ для КАМ-М с } m = 3, 5, 7 \dots; \quad (5.11)$$

$$C_3 = \frac{1}{m}; \quad q_3 = m \cdot \sin^2(\pi/M) - \text{ для ФМ-М с } m = 1, 2, 3 \dots; \quad (5.12)$$

$$C_4 = \frac{M-1}{m \cdot M}; \quad q_4 = 3m/(M^2 - 1) \text{ — для АМ-М с } m = 1, 2, 3, \dots; \quad (5.13)$$

$$C_5 = \frac{M}{4}; \quad q_5 = m/2 \text{ — для ЧМ-М с } m = 1, 2, 3, \dots \quad (5.14)$$

Разновидностью ФМ-М является относительная (дифференциальная) фазовая модуляция (ОФМ-М или DPSK), для которой

$$C_6 = \frac{1}{m}; \quad q_6 = m \cdot \sin^2\left(\pi/M \cdot \sqrt{2}\right) \text{ для } m = 1, 2, 3, \dots \quad (5.15)$$

Если $m = 1$, то $C_3 = C_6 = 0,5$.

Из рассмотрения (5.9) следует, что вероятность появления ошибки можно снизить, если увеличить z_i , т. е. выбрать низкоформатный вид модуляции с q_i , близким к единице (табл. 5.1), повысить мощность несущей или уменьшить информационную скорость передачи данных.

Таблица 5.1

Значения коэффициентов q_i и C_i для различных видов модуляции

Порядок	КАМ-М		ФМ-М		АМ-М		ЧМ-М	
	q_1, q_2	C_1, C_2	q_3	C_3	q_4	C_4	q_5	C_5
2	—	—	1	0,5	1	0,5	0,5	0,5
4	1	0,5	1	0,5	0,4	0,375	1,0	1,0
8	0,6	0,6666	0,4393	0,3333	0,1428	0,2916	1,5	2,0
16	0,4	0,375	0,1522	0,25	0,0470	0,1937	2,0	4,0
32	0,2381	0,4	0,0480	0,2	0,0146	0,1937	2,5	8,0
64	0,1428	0,2917	0,0144	0,1666	0,0044	0,1640	3,0	16,0
128	0,0823	0,2857	0,0042	0,1428	0,0012	0,1417	3,5	32,0
256	0,0470	0,2343	0,0012	0,125	0,0037	0,1248	4,0	64,0

Поскольку при оценке энергетической эффективности систем обычно задается требуемая достоверность приема, а не значение ОСШ, то из формулы (5.9) следует выразить величину h_{0i} , при которой обеспечивается необходимое значение вероятности ошибки P_b . Для этого к (5.9) применяются логарифмирование и метод последовательных приближений. В результате проведенных преобразований расчетные соотношения для определения энергетической эффективности систем с различными видами сигналов в отсутствие кодирования будут следующими:

$$h_{0i} = 10 \cdot \lg \left[2,3 \left(A_i - \lg \sqrt{2,3 \cdot A_i / (q_i)} \right) / q_i \right], \text{ дБ}; \quad (5.16)$$

$$A_i = -\lg P_b - \lg \left(\sqrt{\pi \cdot q_i / C_i} \right). \quad (5.17)$$

Формулы (5.16) и (5.17) напрямую связывают искомое значение ОСШ с заданной вероятностью появления ошибки на выходе демодулятора без необходимости построения кривых помехоустойчивости на основании исходных соотношений (5.1)–(5.5). Именно такой подход к определению помехоустойчивости приема соответствует нуждам практики.

Согласно (5.16) и (5.17) основным показателем, определяющим h_{0i} при обеспечении требуемой достоверности приема для заданного вида модуляции, является квадрат коэффициента помехоустойчивости q_i . Для систем с КАМ-М, ФМ-М и АМ-М с ростом M коэффициенты q_i убывают (см. табл. 5.1) и увеличиваются значения h_{0i} . В системах с частотной модуляцией – напротив: с ростом M значение коэффициента q_5 растет пропорционально m и снижается потенциально требуемая величина ОСШ для обеспечения P_b . Однако при этом ухудшается спектральная эффективность $\gamma_0 = m/M$ из-за роста числа частот, используемых при модуляции. То есть происходит обмен между мощностью передачи и необходимой шириной полосы канала.

В системах с КАМ-М, ФМ-М и АМ-М с ростом порядка модуляции повышается спектральная эффективность пропорционально m и для фиксированных значений вероятности ошибки снижается энергетическая эффективность.

В табл. 5.2 представлены рассчитанные по (5.16) и (5.17) значения h_{0i} для наиболее часто используемых видов и порядков модуляции в функции вероятности ошибки в информационном бите P_b .

Сравнение приведенных в табл. 5.2 значений с данными, полученными в результате численного интегрирования исходных соотношений (5.1)–(5.5), показывает их близость вплоть до десятых долей. Для форматов модуляции КАМ-4, ФМ-2, ФМ-4 и АМ-2 значения h_{0i} эквивалентны, поскольку для них $q_i = 1$, а $C_i = 0,5$. Кроме того, значения ОСШ для систем с АМ-М и кратностью модуляции m совпадают с КАМ-М и кратностью $2m$, т. е. эффективность систем с амплитудной модуляцией деградирует с ростом m быстрее, чем для систем с КАМ-М. Однако в системах с амплитудной модуляцией могут передаваться не две, как в системах с КАМ-М или ФМ-М, а одна боковая полоса. Поэтому с точки зрения энергетической и спектральной эффективностей АМ-4 с одной боковой полосой практически совпадает с КАМ-16, а модуляция АМ-8 – с КАМ-64.

Сравнение значений h_{0i} для различных низкоформатных видов модуляции ($M \leq 4$) показывает, что ЧМ-М с ортогональными сигналами и относительная ФМ проигрывают по энергетической эффективности ФМ и КАМ при равных M . Для ЧМ-М с ростом порядка модуляции ситуация меняется в пользу ЧМ, но это достигается за счет необходимости расширения полосы канала.

Если в качестве критерия оценки достоверности приема используется вероятность символьной ошибки P_E на выходе демодулятора, то при расчете ОСШ коэффициенты C_1 – C_4 умножаются на m , а коэффициент C_5 – на $2(M-1)/M$,

что дает $C_5 = (M - 1)/2$. При этом требуемые значения ОСШ возрастут, поскольку потребуется увеличить энергию сигнала на символ. Для модуляций видов КАМ-4, ФМ-4 (QPSK) значения h_{0i} равны между собой, поскольку для них $q_i = C_i = 1$. Причем для АМ-2 помехоустойчивость приема остается неизменной при использовании вероятностей ошибки на бит или на символ.

Таблица 5.2

Значения h_{0i} для различных видов модуляции и вероятности ошибки, дБ

Вид модуляции	Вероятность ошибки на бит							
	$5 \cdot 10^{-2}$	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}
КАМ-4	1,62	4,37	6,79	8,39	9,58	10,52	11,30	11,96
КАМ-8	4,27	6,91	9,29	10,76	11,92	12,84	13,60	14,26
КАМ-16	4,46	7,82	10,48	12,18	13,41	14,38	15,18	15,86
КАМ-32	6,66	10,11	12,77	14,46	15,69	16,65	17,45	18,13
КАМ-64	7,50	11,74	14,68	16,47	17,75	18,75	19,57	20,26
КАМ-128	9,46	14,03	17,03	18,80	20,13	21,14	21,95	22,67
КАМ-256	10,37	16,00	19,25	21,13	22,46	23,48	24,32	25,02
КАМ-1024	12,31	20,48	24,06	26,03	27,39	28,45	29,30	30,01
ФМ-2, ФМ-4	1,62	4,37	6,79	8,39	9,578	10,52	11,30	11,96
ФМ-8	3,77	7,24	9,97	11,70	12,95	13,93	14,74	15,42
ФМ-16	6,59	10,16	14,26	16,09	17,40	18,41	19,24	19,94
АМ-2	1,62	4,37	6,79	8,39	9,58	10,52	11,3	11,96
АМ-4	4,46	7,82	10,48	12,18	13,41	14,39	15,18	15,86
АМ-8	7,50	11,74	14,68	16,47	17,75	18,75	19,57	20,26
ЧМ-2	4,35	7,30	9,77	11,39	12,53	13,52	14,31	14,91
ЧМ-4	2,96	5,23	7,33	8,78	9,88	10,77	11,51	12,14
ЧМ-16	2,02	3,62	5,26	6,47	7,43	8,22	8,29	9,48
ЧМ-64	1,68	2,92	4,27	5,32	6,17	6,88	7,49	8,04
ОФМ-2	2,47	5,28	7,72	9,33	10,52	11,46	12,24	12,90
ОФМ-4	3,92	6,83	9,29	10,90	12,09	13,04	13,82	14,48

Для многопозиционных видов модуляции потенциальные (теоретические) значения ОНШ, при которых обеспечивается требуемая вероятность ошибки на выходе демодулятора, определяются на основании (5.16) и (5.17) по формуле

$$\rho_{0i} = 10 \cdot \lg(P_c/P_{ш}) = h_{0i} + 10 \cdot \lg m, \text{ дБ.} \quad (5.18)$$

Согласно (5.18) при $m = 1$ значения ρ_{0i} и h_{0i} совпадают. С ростом m значения ОНШ больше значений ОСШ. Для модуляции видов ФМ-2, АМ-2 значения ОНШ на 3 дБ ниже, чем для КАМ-4 и ФМ-4, тогда как потенциальные значения h_{0i} для них равны. В табл. 5.3 приведены результаты расчета уровней потерь Δh_i в помехоустойчивости приема для различных видов многопозиционных сигналов по сравнению с h_{01} для КАМ-4 ($m = 2$) при $P_b = 10^{-6}$ и $h_{01} = 10,52$ дБ.

Таблица 5.3

Потери в помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов, дБ

Вид модуляции	<i>m</i>							
	1	2	3	4	5	6	7	8
КАМ-М	–	0	2,32	3,865	6,138	8,232	10,61	12,96
ФМ-М	–	0	3,413	7,896	12,81	17,94	–	–
АМ-М	0	3,865	8,232	12,96	17,94	–	–	–
ЧМ-М	3,0	0,25	–1,27	–2,3	–3,05	–3,64	–4,11	–4,51
ОФМ-М	0,94	2,52	6,29	10,85	15,78	–	–	–

Из анализа данных табл. 5.3 следует, что для неортогональных сигналов с ростом M самым близким по эффективности видом модуляции к КАМ-4 является КАМ-8. Тем не менее, преимущественное применение в каналах связи с $m = 3$ получила модуляция не КАМ-8, а ФМ-8, несмотря на проигрыш в энергетике. Объясняется это тем, что при использовании КАМ-8 (АФМ-8) на выходе модулятора присутствуют два разных по амплитуде сигнала, а при ФМ-8 – только один с постоянной амплитудой, что позволяет снизить пик-фактор в системах с нелинейной ретрансляцией сигналов и улучшить достоверность приема. С ростом порядка модуляции различие в помехоустойчивости систем увеличивается. В частности, при использовании КАМ-16, ФМ-16 и АМ-16 потери возрастают на 3,86; 7,89 и 12,96 дБ соответственно. В системах с ЧМ-М для $m \geq 3$ ($M \geq 8$) энергетические потери относительно КАМ-4 при равных значениях P_b , наоборот, уменьшаются. Если требуется сравнить энергетическую эффективность систем с различными видами сигналов при одинаковых m и P_b , то в первом приближении достаточно определить соотношение между квадратами коэффициентов помехоустойчивости, т. е. вычислить $10 \lg(q_i/q_j)$, дБ.

На основании полученных аналитических соотношений (5.16)–(5.18) представляется возможным исследовать не только помехоустойчивость приемных систем с многопозиционными видами модуляции в отсутствие кодирования, но и проводить прямые аналитические исследования их основных показателей, зависящих от ОСШ и ОНШ, в широком диапазоне вероятностей ошибок. Например, несложно оценить энергетический потенциал радиоканала $W = \rho_{0i} + 10 \lg \Delta f_k$ или информационную эффективность $\eta_{\text{инф}}$ цифровых систем путем сравнения реальной скорости передачи данных B_0 с предельной пропускной способностью C по Шеннону. Для систем с неортогональными сигналами

$$\eta_{\text{инф}} = B_0/C = m / \left(b_p \cdot \log_2 \left[1 + 10^{0,1 \cdot \rho_{\text{три}i}} \right] \right), \quad (5.19)$$

где $\rho_{\text{три}}$ – требуемое значение ОНШ с учетом системного запаса $\Delta \rho_{\Sigma}$ (4.42).

Например, если используется КАМ-4 (QPSK) демодуляция сигнала, $P_b = 10^{-6}$, $b_p = 1$ и отсутствуют потери в каналах связи ($\Delta\rho_\Sigma = 0$), то на основании формул (5.16)–(5.19) $\rho_{0i} = 13,52$ дБ и $\eta_{\text{инф}} = 0,438$. Полученный результат означает, что реальная скорость данных даже в случае исключения потерь в канале при отсутствии кодирования составляет менее 50 % относительно пропускной способности по Шеннону. Поэтому необходим поиск путей, способных повысить информационную и энергетическую эффективность каналов. К числу возможных решений можно отнести помехоустойчивое кодирование.

5.3. Модель расчета помехоустойчивости приема в цифровых системах с многопозиционными видами модуляции и сверточным кодированием

5.3.1. Алгоритм определения расчетных соотношений

При использовании в цифровых системах QPSK-модуляции, несистематического кодирования сверточным кодом и мягкого декодирования по алгоритму Витерби расчет вероятности ошибки в присутствии гауссовского шума предлагается авторами работ [40–44] проводить на основании выражения

$$P_b \leq 0,5 \cdot \sum_{d_j = d_c + j}^{\infty} w(d_j) \cdot \text{erfc}\left(\sqrt{R_{\text{СК}} \cdot d_j \cdot h_{\text{К}}}\right), \quad (5.20)$$

где $w(d_j)$ – функция распределения весов сверточного кода; d_c – свободное расстояние сверточного кода.

Спектр весов функции $w(d_j)$ сверточного кода представляет собой набор коэффициентов, полученных при различных значениях $d_j = d_c + j$, и показывает суммарное число ошибок на выходе декодера, когда вместо правильного пути выбираются ошибочные, отстоящие от правильного на d_j . Коэффициенты спектра зависят от кодовой скорости $R_{\text{СК}}$, длины кодового ограничения K и параметров кодов, заданных порождающими многочленами. Численные значения коэффициентов $w(d_j)$ для некоторых кодов рассчитаны и представлены в виде таблиц [38–43]. Методика их определения излагается в [40–41] и представляет собой достаточно сложную самостоятельную задачу. Но даже при знании весовых коэффициентов (хотя для многих параметров кодов они не определены) расчет по (5.20) требует привлечения вычислительных средств и построения кривых помехоустойчивости, на основании которых по допустимой величине ошибки определяется ОСШ. Поскольку расчетные характеристики зависят от многих переменных, то для полноты исследований систем может потребовать большое число предварительно подготовленных графических построений.

Ниже приводится алгоритм прямого аналитического определения ОСШ на стороне приема в функции заданной вероятности ошибки на выходе декоде-

ра Витерби без необходимости определения весовых коэффициентов и построения графических зависимостей.

Для каналов с АБГШ, многопозиционными видами сигналов, когерентной демодуляцией и мягким декодированием перфорированных сверточных кодов предлагается следующее исходное выражение:

$$P_b = \left(C_i / (N - 1)^2 \right) R_K \cdot d_C \cdot \beta_i \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{q_i \cdot R_K \cdot d_C \cdot \beta_i \cdot h'_{Ki}} \right), \quad (5.21)$$

где C_i – коэффициенты, определяемые по (5.15); N – число выходных ветвей в структуре кодера ($N = 2, 3, 4$); R_K – кодовая скорость; β_i – показатель взаимосвязи между параметрами; $h'_{Ki} = (E_0/N_0)_K$ – ОСШ в канале приема при сверточном декодировании.

Применив к (5.21) логарифмирование и метод последовательных приближений, а также учтя (5.8), искомая зависимость h_{Ki} в функции P_b представляется в виде:

$$h_{Ki} = 10 \lg \left[2,3 \left(D_i - \lg \sqrt{2,3 D_i / \mu_i} \right) / \mu_i \right], \text{ дБ}; \quad (5.22)$$

$$D_i = -\lg(P_b) - \lg \left[(N - 1)^2 \cdot \left(\sqrt{\pi q_i / C_i} \right) \right] + \lg \sqrt{(\mu_i / q_i)}; \quad (5.23)$$

$$\mu_i = q_i \cdot R_K \cdot d_C \cdot \beta_i, \quad (5.24)$$

где μ_i – характеристика эффективности процесса декодирования.

Показатель β_i функционально связан с параметрами кодирования, модуляции и заданным уровнем ошибок на выходе декодера Витерби соотношением:

$$\beta_i = \left[1 - \frac{L_M}{(1 - R_K) L_M - \lg(P_b)} \right] / \left[1 + \left[\sqrt{P_b} / (1 - R_K) \right] \right]; \quad (5.25)$$

$$L_M = \lg \left(R_K d_C \sqrt{d_C q_i} \right). \quad (5.26)$$

Входящая в приведенные формулы величина R_K отображает общую кодовую скорость на стороне передачи. При составном кодировании, например, по схеме РС + СК величина $R_K = R_{PC} \cdot R_{СК}$. Снижение R_K за счет роста избыточности уменьшает энергию, приходящуюся на бит информации и, как следствие, увеличивает требуемое значение h_{Ki} . Например, в системем с КАМ-4 ($R_{СК} = 1/2$, $R_{PC} = 0,92$ и $P_b = 10^{-6}$) значение h_{Ki} из-за наличия R_{PC} увеличивается на 0,31 дБ.

Согласно (5.25) при вариациях параметров кода и величины ошибок P_b показатель β_i изменяется от значений, близких к нулю при большом уровне ошибок, до единицы при $P_b \rightarrow 0$. Если принять, что сверточное кодирование отсутствует ($R_K \rightarrow 1$, $d_C = 1$), то $\beta_i \rightarrow 1$, $\mu_i \rightarrow q_i$ и формула для определения h_{Ki} (5.22) приводится к виду (5.16) без кодирования. Это обстоятельство указывает на общность принятых моделей расчета помехоустойчивости при наличии и отсутствии кодирования. Из полученных соотношений следует, что для повыше-

ния помехоустойчивости при наличии кодирования необходимо увеличивать показатель эффективности μ_i и обеспечивать согласно (5.24) выполнение условия $R_K \cdot d_C \cdot \beta_i > 1$, при котором $\mu_i > q_i$. Выполнение условия возможно, если свободное расстояние сверточного кода $d_C > 1 / R_K \cdot \beta_i$.

В табл. 5.4 приведены значения свободного расстояния сверточного кода d_C для оптимальных структур построения кодеров с одним входом и двумя ($N = 2$; $R_{СК} = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$), тремя ($N = 3$; $R_{СК} = 1/3$) и четырьмя ($N = 4$; $R_{СК} = 1/4$) выходными каналами с сумматорами по модулю два при различных длинах кодового ограничения $K = L_{я} + 1$, где $L_{я}$ – число ячеек памяти в структуре кодера. На практике используют кодеры с K от 3 до 10. Ограничение верхнего значения обусловлено ростом сложности процесса декодирования с ростом числа состояний кодера 2^{K-1} и увеличением времени обработки принимаемых кодовых символов.

Таблица 5.4

Свободное расстояние сверточного кода d_C

$R_{СК}$	1/4	1/3	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
$K = 5$	16	12	7	5	4	3	2
$K = 7$	20	15	10	7	5	4	3
$K = 8$	22	16	11	8	6	5	4
$K = 9$	24	18	12	9	7	6	5

Обычно кодовые скорости вида $R_{СК} = (n-1)/n$ получают в кодере с $R_{СК} = 1/2$ при заданной длине кодового ограничения K путем систематического выкалывания по определенной схеме некоторых символов, поступающих на перфоратор (см. подразд. 6.1.4). Удаленные символы помечают специальным флагом для их восстановления при декодировании. Вследствие процесса перфорации увеличивается временная задержка в синхронизации декодера, однако этот недостаток считается не столь значительным по сравнению с универсальностью конструкции кодера с перфорацией.

Формируемый код в кодере полностью определяется порождающими полиномами кода, ненулевые коэффициенты которых задают схему соединений ячеек памяти устройства с сумматорами. Для кодеров с $K = 5, 7, 8, 9$ и $R_{СК} = 1/2$ приняты следующие наиболее оптимальные порождающие полиномы в восьмеричной системе записи: 37, 23; 171, 133; 247, 371; 783, 561. В случае $R_{СК} = 1/3$ они следующие: 37, 33, 25; 171, 165, 133; 367, 331, 225; 711, 663, 557. Если используется $R_{СК} = 1/3$, то на каждый входной символ кодер откликается тремя символами, каждый из которых поступает по трем выходным ветвям устройства на электронный коммутатор. Коммутатор переводит символы из параллельного представления в последовательное с размещением их в интервале действия входного символа. В результате выходная скорость передачи утраивается, т. е. к каждому входному символу добавляется два проверочных.

Согласно данным табл. 5.4 при сверточном кодировании произведение $R_K \cdot d_C \geq 1$ и, следовательно, для значений P_b , при которых с изменением β_i вели-

чина μ_i превышает q_i , можно ожидать улучшения помехоустойчивости (снижение ОСШ) по сравнению с режимом без кодирования.

На рис. 5.1 и 5.2 приведены рассчитанные по (5.22)–(5.26) зависимости $h_{ki} = \psi(P_b)$ для КАМ-М и ФМ-М при $K = 7$ и различных значениях $R_{СК}$.

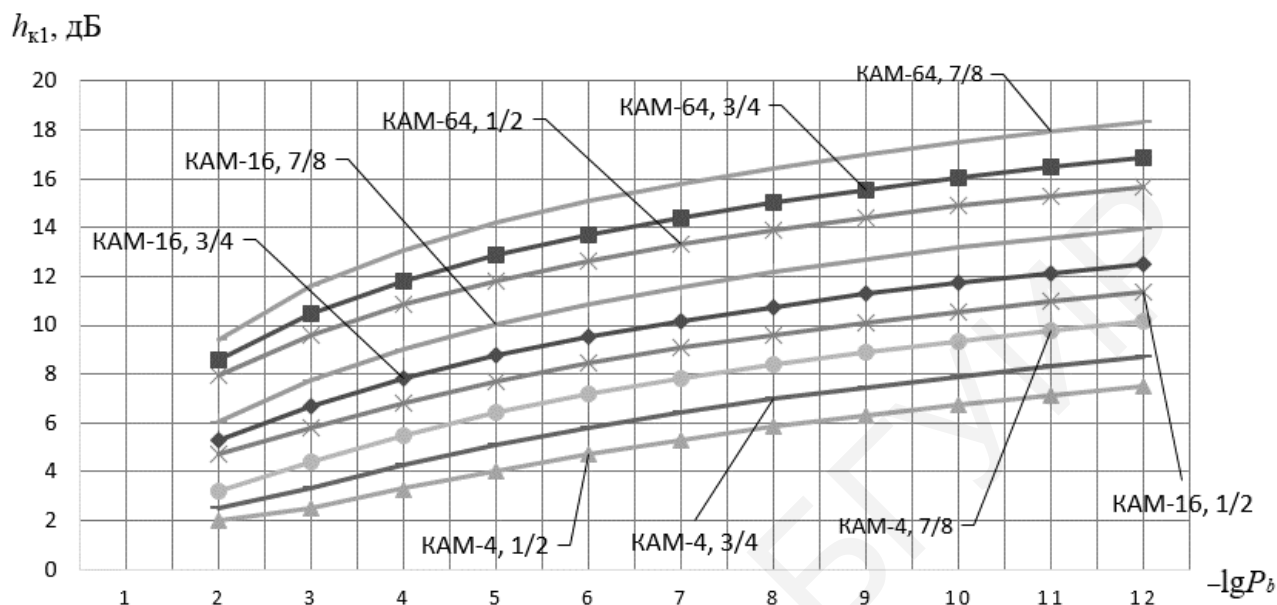


Рис. 5.1. Зависимости ОСШ для КАМ-М

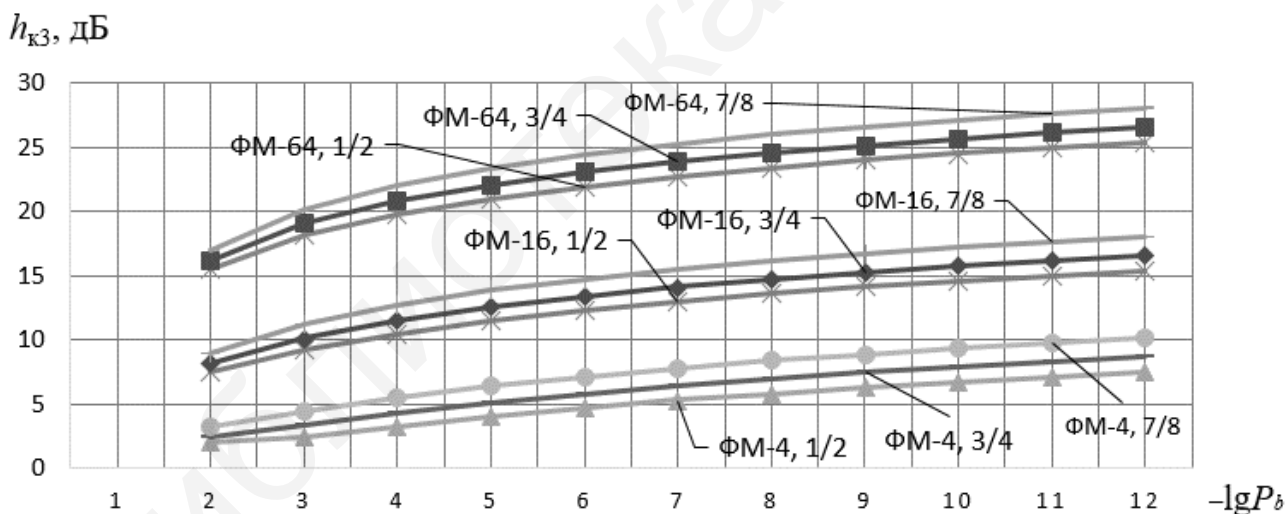


Рис. 5.2. Зависимости ОСШ для ФМ-М

Из анализа приведенных зависимостей следует, что с ростом порядка модуляции M и снижением P_b наблюдается рост значений ОСШ, необходимых для обеспечения заданных вероятностей ошибок P_b на выходе декодера Витерби. Однако уровни этих значений заметно ниже, чем в случае отсутствия кодирования, что связано с исправлением ошибок.

На рис. 5.3 показано поведение зависимостей, характеризующих энергетическую эффективность сверточных кодов с изменением относительной скорости кода $R_{СК}$ для КАМ-М с $M = 4, 8, 16, 64$, $P_b = 10^{-6}$ и $K = 7$.

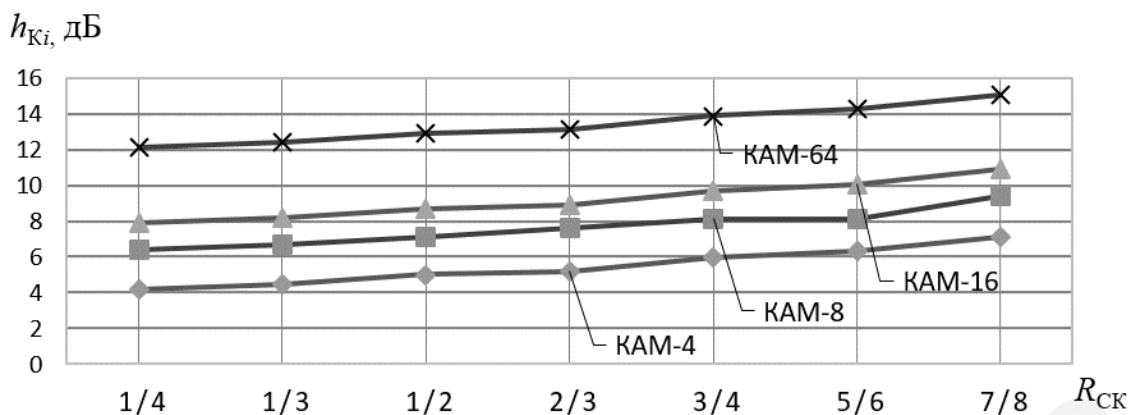


Рис. 5.3. Зависимости $h_K = \psi(R_{СК})$ при использовании сверточных кодов

Из приведенных зависимостей видно, что с уменьшением $R_{СК}$ от 7/8 до 1/4 требуемые значения h_{Ki} для всех приведенных видов модуляции снижаются примерно на 3 дБ. По мере убывания $R_{СК}$ выигрыш в эффективности декодирования сокращается и составляет около 0,45 дБ при переходе от 1/2 к 1/3 и около 0,3 дБ при переходе от 1/3 к 1/4. Одновременно с этим возникает необходимость расширения требуемой полосы пропускания канала из-за роста внесенной в тракт передачи избыточности и усложнения конструкции кодера и декодера.

При увеличении длины кодового ограничения K требуемые значения ОСШ снижаются. В частности, для КАМ-4 с $P_b = 10^{-6}$ и $R_{СК} = 3/4$ увеличение K от 5 до 9 приводит к снижению h_{Ki} с 6,17 до 4,25 дБ. Полученный энергетический выигрыш около 2 дБ обусловлен увеличением d_C при росте K и может быть реализован усложнением устройств кодирования и декодирования.

В системах с ЧМ-М при наличии сверточного кодирования и декодирования по алгоритму Витерби теоретически требуемые значения ОСШ для обеспечения необходимой достоверности приема, как и в случае без кодирования, с ростом порядка модуляции снижаются. В частности, при $P_b = 10^{-6}$, $R_{СК} = 3/4$, $K = 7$, значениях M , равных 4, 8, 16, 32 и 64, ОСШ составляют: 6,12; 4,64; 3,65; 2,91; 2,34 дБ соответственно. Расчеты также показывают, что с повышением значений K и снижением $R_{СК}$ помехоустойчивость систем с ЧМ-М улучшается примерно так же, как в системах с КАМ-М и ФМ-М.

Основываясь на полученном выражении для h_{Ki} , величина ОНШ на входе приемного устройства при сверточном декодировании составляет

$$\rho_{Ki} = h_{Ki} + 10 \cdot \lg \gamma_0, \text{ дБ}, \quad (5.27)$$

где γ_0 – удельная скорость данных, рассчитываемая по (1.2) и (1.3), бит/симв.

На рис. 5.4 и 5.5 приведены рассчитанные по формулам (5.22)–(5.27) зависимости $\rho_{Ki} = \psi(P_b)$ для КАМ-М и ФМ-М при $K = 7$ и двух значений $R_{СК}$, рав-

ных $2/3$ и $3/4$. На этих же рисунках для КАМ-М с $M = 4, 16, 64$ показаны экспериментальные зависимости $\rho_{ki} = \psi(P_b)$, приведенные в [45].

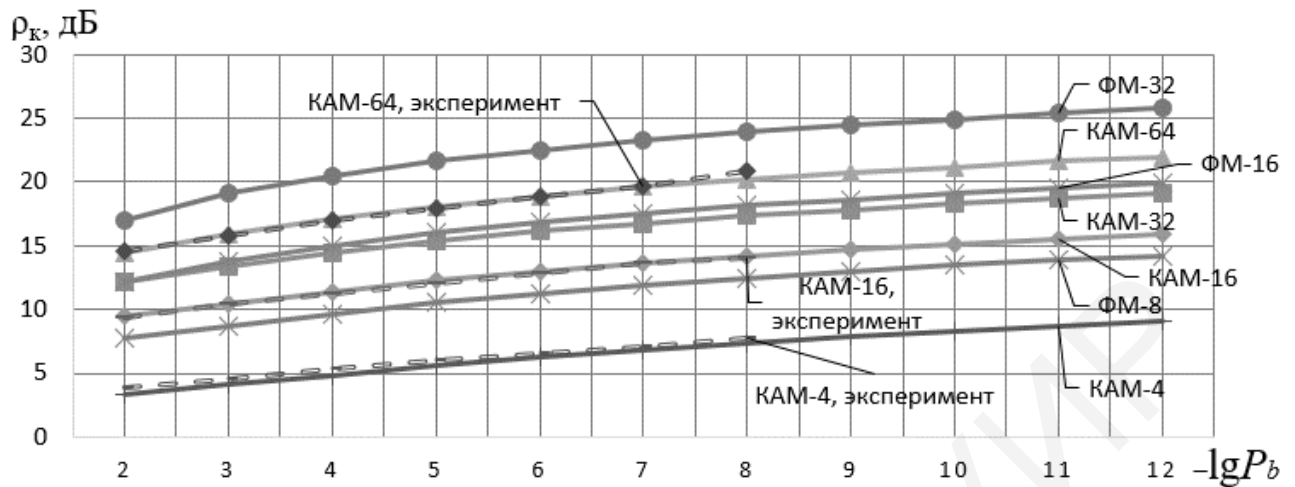


Рис. 5.4. Зависимости ОНШ для КАМ-М и ФМ-М при $R_{СК} = 2/3$

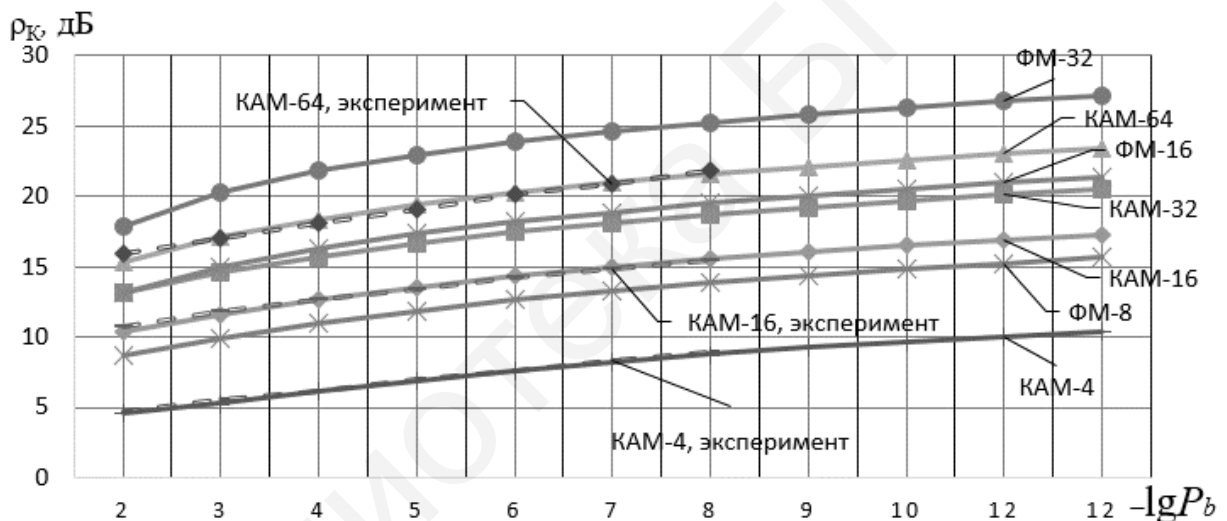


Рис. 5.5. Зависимости ОНШ для КАМ-М и ФМ-М при $R_{СК} = 3/4$

Практически полное их совпадение между собой свидетельствует о верности принятой аналитической модели расчета помехоустойчивости систем, использующих сверточное декодирование и многопозиционные виды сигналов.

Предложенный выше алгоритм получения расчетных моделей для определения помехоустойчивости приема при мягком декодировании сверточного кода пригоден также для получения расчетных соотношений помехоустойчивости в двоичном симметричном канале с жестким декодированием.

В этом случае исходное выражение, увязывающее вероятность появления ошибки на выходе декодера и ОСШ на его входе, представляется в виде

$$P_b = \left[C_i \cdot \mu_i^* / (N-1)^2 \cdot q_i \right] \cdot \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\mu_i^* \cdot h_{ki}'} \right); \quad (5.28)$$

$$\mu_i^* = R_k \cdot q_i \cdot \beta_i^* (t+1); \quad (5.29)$$

$$t = \lfloor (d_c - 1) / 2 \rfloor; \quad (5.30)$$

$$\beta_i^* = \left[1 - \frac{L_M^*}{(1 - R_K) L_M^* - \lg(P_b)} \right] / \left[1 + \frac{\sqrt{P_b}}{1 - R_K} \right]; \quad L_M^* = \lg \left[R_K (t + 1) \sqrt{d_c q_i} \right]. \quad (5.31)$$

В приведенных формулах значения, обозначенные звездочкой, относятся к жесткому режиму.

Значение t в (5.30) характеризует количество гарантируемо исправляемых декодером Витерби ошибок и определяется через d_c как целое число.

По аналогии с выводом формулы (5.22) выражение для определения требуемого ОСШ в жестком режиме будет следующим:

$$h_{Ki}^* = 10 \cdot \lg \left[2,3 \cdot \left(D_i^* - \lg \sqrt{2,3 D_i^* / \mu_i^*} \right) / \mu_i^* \right]. \quad (5.32)$$

Входящий в (5.32) параметр D_i^* рассчитывается по ранее приведенной формуле (5.23) с заменой в ней μ_i на μ_i^* . Поскольку $(t + 1) = \lfloor (d_c + 1) / 2 \rfloor$ меньше d_c и, следовательно, $\mu_i^* < \mu_i$, то можно ожидать, что энергетическая эффективность в режиме жесткого декодирования будет ниже, чем при использовании мягкого решения по Витерби.

На основании полученных формул для расчета h_{Ki} и h_{Ki}^* представляется возможным оценить различие в энергетической эффективности режимов с жестким и мягким декодированием:

$$\Delta h_{Ki} = h_{Ki}^* - h_{Ki} = 10 \cdot \lg \left[(\beta_i \cdot d_c \cdot \sigma) / \beta_i^* (t + 1) \right]; \quad (5.33)$$

$$\sigma = \left[D_i^* - \lg \sqrt{2,3 D_i^* / \mu_i^*} \right] / \left[D_i - \lg \sqrt{2,3 D_i / \mu_i} \right]. \quad (5.34)$$

Расчеты по (5.33) и (5.34) показывают, что это различие в помехоустойчивости увеличивается с ростом M и снижением P_b (табл. 5.5), а также с повышением свободного расстояния d_c , зависящего от длины кодового ограничения K и кодовой скорости R_K .

Таблица 5.5

Значения Δh_{Ki} для $R_{СК} = 3/4$, дБ

P_b	КАМ-4	КАМ-16	КАМ-64
10^{-4}	1,67	1,78	1,85
10^{-6}	1,87	1,98	2,01
10^{-8}	1,96	2,056	2,07

При КАМ-4, $P_b = 10^{-6}$ и $R_K = 1/4, 1/3, 1/2, 2/3, 3/4$ проигрыш в ОСШ составляет 2,1; 2,4; 2,47; 1,98 и 1,87 дБ соответственно. Поэтому в системах, ис-

пользующих на стороне передачи сверточное кодирование, предпочтение имеет декодирование с мягким решением, несмотря на необходимость квантования на уровне демодулированную последовательность.

В соответствии с (5.33) и (5.34) по мере сокращения ошибок ($P_b \rightarrow 0$) значения σ , β_i^* и β_i стремятся к единице и максимальное различие в эффективности между режимами сверточного декодирования определяется по формуле

$$\Delta h_{ki}^{(\max)} = 10 \cdot \lg(d_C / (t+1)), \text{ дБ.} \quad (5.35)$$

Учитывая, что $d_C \geq 2t + 1$, то проигрыш в ОСШ при использовании жесткого декодирования может приближаться к 3дБ.

5.3.2. Оценка эффективности сверточного кодирования

Универсальным критерием оценки эффективности исправления ошибок на приеме для выбранных методов кодирования и декодирования является ЭВК. Он характеризует меру снижения ОСШ за счет использования процедур, связанных с кодированием при сохранении характеристик канала и достоверности приема, принятых в случае отсутствия кодирования.

Если при определении ЭВК сравниваются значения ОСШ для одинаковых ошибок P_b , видов и порядков модуляции при отсутствии и наличии кодирования, то

$$\Delta G_i = h_{0i} - h_{ki} = \rho_{0i} - \rho_{ki} + 10 \cdot \lg R_K, \text{ дБ.} \quad (5.36)$$

С учетом (5.36) и соотношений для определения h_{0i} и h_{ki} величина ЭВК при мягком декодировании рассчитывается по формулам

$$\Delta G_i = 10 \cdot \lg(R_K \cdot d_C \cdot \beta_i \cdot \xi_i), \text{ дБ;} \quad (5.37)$$

$$\xi_i = [A_i - 0,5 \cdot \lg(2,3 \cdot A_i / q_i)] / [D_i - 0,5 \cdot \lg(2,3 \cdot D_i / \mu_i)]. \quad (5.38)$$

Выражение (5.37) является достаточно общим, поскольку позволяет проводить исследования ЭВК систем в широком диапазоне изменения параметров кодирования, используемых видов модуляции и требуемых вероятностей ошибок на выходе декодера. В случае $P_b \rightarrow 0$ параметры β_i и ξ_i стремятся к единице и (5.37) приводится к известной асимптотической формуле, характеризующей верхнюю границу ЭВК при мягком декодировании [38–41],

$$\Delta G_i^{(\max)} = 10 \cdot \lg(R_K \cdot d_C), \text{ дБ.} \quad (5.39)$$

Для определения ЭВК при жестком декодировании сверточного кода в формулах (5.37)–(5.39) осуществляется замена d_C на $(t + 1)$ и β_i , ξ_i , μ_i на β_i^* , ξ_i^* , μ_i^* . Поскольку энергетическая эффективность при жестком декодиро-

вании проигрывает мягкому режиму на величину Δh_{ki} (5.33), то разность между ЭВК в этих двух режимах будет совпадать с $\Delta h_{ki} = \Delta G_i - \Delta G_i^*$, где $\Delta G_i^* = 10 \lg R_K(t+1) \cdot \beta_i^* \cdot \xi_i^*$ – ЭВК при жестком декодировании, дБ.

На рис. 5.6 приведены зависимости $\Delta G_i = f(P_b)$ для мягкого декодирования сигналов с КАМ-М и ФМ-М при $K = 7$ и $R_K = 3/4$.

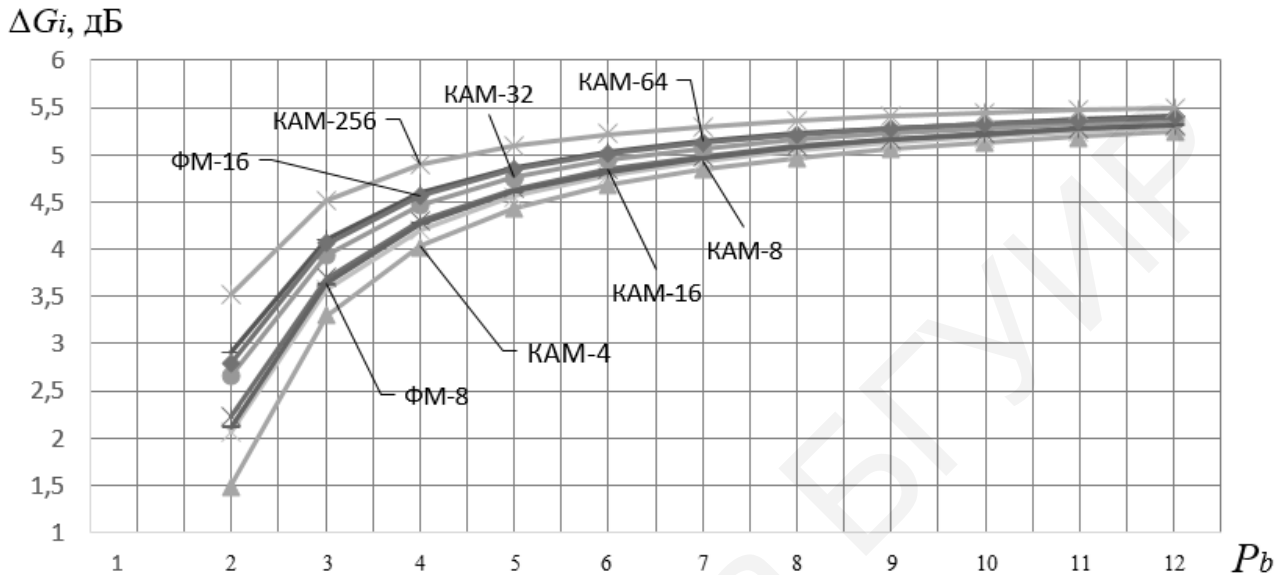


Рис. 5.6. Зависимость $\Delta G_i = f(P_b)$ при $R_K = 3/4$ для КАМ-М и ФМ-М

Из рассмотрения зависимостей следует, что в секторе ошибок ($10^{-4} \dots 10^{-8}$) значения ЭВК увеличиваются с ростом порядка модуляции и для $P_b = 10^{-6}$, $R_{СК} = 3/4$, $M = 4, 16, 64$ и 256 составляют 4,63; 4,76; 4,91 и 5,06 дБ соответственно. С уменьшением ошибок ($P_b \rightarrow 0$) величина ЭВК для данных параметров стремится к асимптотическому пределу $\Delta G_i^{(max)} = 5,74$ дБ. В области больших ошибок ($P_b \geq 10^{-3}$) ЭВК резко убывает вследствие снижения β_i и μ_i . При $\Delta G_i \leq 0$ наступает проигрыш в эффективности системам без кодирования.

Как отмечалось, для улучшения ЭВК необходимо применять технические решения, способные повысить свободное расстояние кода d_C (см. табл. 5.4). Так, если в системе с КАМ-4 использовать кодер с $K = 9$, то при $R_{СК} = 1/3$, $d_C = 18$, $P_b = 10^{-6}$ ЭВК возрастет на 2,09 дБ и составит 6,72 дБ.

В табл. 5.6 приведены значения ЭВК для систем с ЧМ-М ($R_K = 3/4$, $K = 9$, $d_C = 5$) при изменении порядка модуляции и уровня ошибок.

Таблица 5.6

Значения ЭВК для систем с ЧМ-М

Вероятность ошибки	Порядок модуляции					
	$M = 2$	$M = 4$	$M = 8$	$M = 16$	$M = 32$	$M = 64$
10^{-2}	1,71	1,52	1,31	1,19	1,10	1,01
10^{-6}	4,73	4,65	4,61	4,58	4,55	4,54
10^{-10}	5,14	5,08	5,05	5,03	5,02	5,01

Видно, что с ростом M величина ЭВК изменяется незначительно и ее численные значения растут с уменьшением P_b . Если принять, что в системе с модуляцией ЧМ-8 используется кодирование с $K = 9$, $R_{СК} = 1/3$, $d_C = 18$, то при обеспечении $P_b = 10^{-6}$ ЭВК равно 6,67 дБ и его приращение относительно $\Delta G = 4,61$ дБ (см. табл. 5.6) составит 2,06 дБ. Для принятых параметров $\Delta G_i^{(max)} = 7,78$ дБ. Полученные результаты соизмеримы с данными для КАМ-4 при равных условиях кодирования. Вместе с тем использование в системах с ЧМ-М сверточного кодирования потребует вследствие внесенной избыточности еще большего запаса в полосе пропускания, чем в случае отсутствия кодирования. Поэтому этот вид модуляции с эффективным кодированием может применяться в спутниковых сетях только в телеметрических каналах с широкой полосой пропускания и низкой информационной скоростью передачи данных.

На рис. 5.7 приведено поведение зависимостей ЭВК в функции спектральной эффективности $\gamma_0 = m \cdot R_K$ для КАМ-М, ФМ-М и АМ-М при $P_b = 10^{-6}$. Видно, что в диапазоне значений R_K от 1/2 до 7/8 и m от 2 до 8 выигрыш от кодирования для всех приведенных зависимостей примерно одинаков и составляет от 6,0 дБ (при $R_K = 1/2$) до 3,5 дБ (при $R_K = 7/8$). Незначительные преимущества в 0,3...0,5 дБ имеют высокоформатные виды модуляции. Для наглядности изменения величины ЭВК с ростом спектральной эффективности на рис. 5.7 указаны точками рассчитанные значения ΔG_i , которые для конкретных R_K соединены между собой линиями.

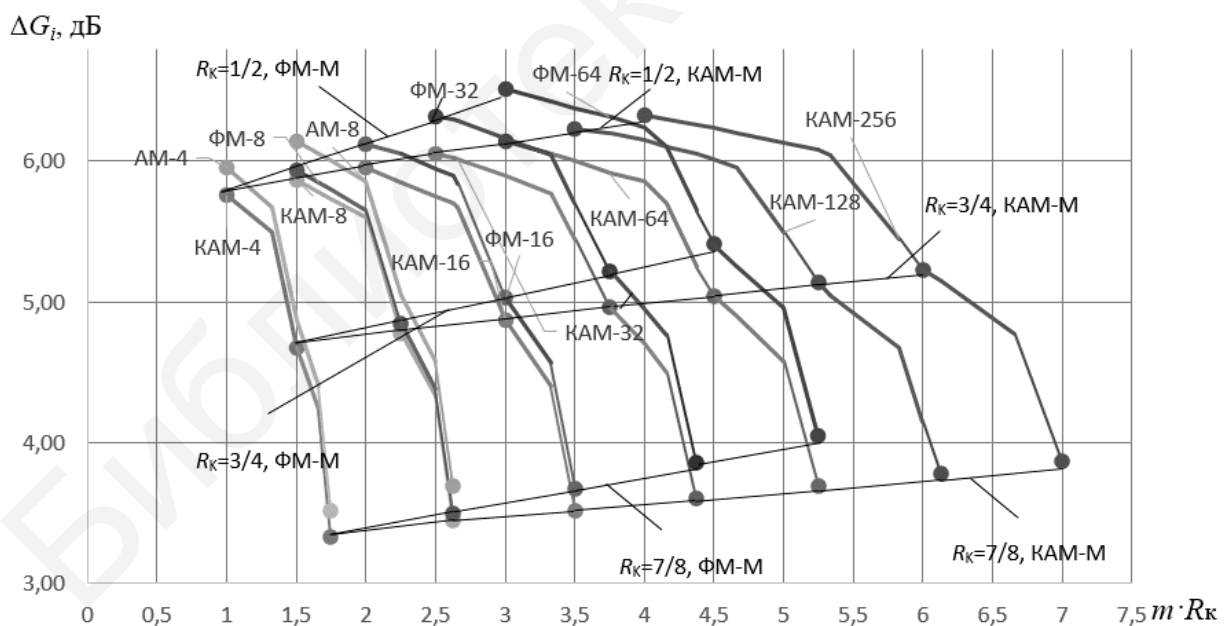


Рис. 5.7. Зависимости ЭВК в функции $m \cdot R_K$ для КАМ-М, ФМ-М и АМ-М

Благодаря полученным аналитическим моделям расчета помехоустойчивости систем с различными видами сигналов при отсутствии и наличии сверточного кодирования представляется возможным дать сравнительную оценку энергетической и спектральной эффективностям каналов радиосистем при использовании несовпадающих форматов модуляции и значений M . В частности,

оценим меру эффективности свенточного кодирования в каналах с КАМ-М, ФМ-М и АМ-М при изменении спектральной эффективности $m \cdot R_K$ по сравнению с параметрами КАМ-4 без кодирования при $P_b = 10^{-6}$.

Исходным расчетным выражением является

$$\Delta G_{(i,m)} = h_{01} - h_{K(i,m)} = 10 \cdot \lg(\mu_{(i,m)} \cdot \xi_{(i,m)}), \text{ дБ}, \quad (5.40)$$

где h_{01} – ОСШ для КАМ-4 в отсутствие кодирования, дБ; $h_{K(i,m)}$ – ОСШ для многопозиционных видов модуляции при наличии кодирования, дБ; i, m – индексы, характеризующие используемый вид и кратность модуляции.

Из анализа приведенных на рис. 5.8 зависимостей следует, что выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с КАМ-4 без кодирования наиболее заметен в случае использования низкоформатных видов модуляции (зона 1). С увеличением порядка модуляции M величина ЭВК по отношению к h_{01} сокращается, но улучшается эффективность использования полосы канала (зона 2). Для ФМ-16 и АМ-8 в зоне 3 выигрыш в помехоустойчивости и в использовании полосы отсутствует. Границей в получении незначительного выигрыша от кодирования по сравнению с эффективностью КАМ-4 является КАМ-32. Зона 4 характеризуется проигрышем в помехоустойчивости ($\Delta G \leq 0$ дБ) и выигрышем в использовании ширины полосы канала системы.

Базируясь на полученных для расчета ЭВК формулах (5.37) и (5.38), представляется возможным определить максимальное значение $P_{b\max}$, с которого начинается исправление ошибок в декодере Витерби. То есть представляется возможным установить величину вероятности ошибки в точке пересечения кривых помехоустойчивости при наличии и отсутствии кодирования для различных значений R_K и M .

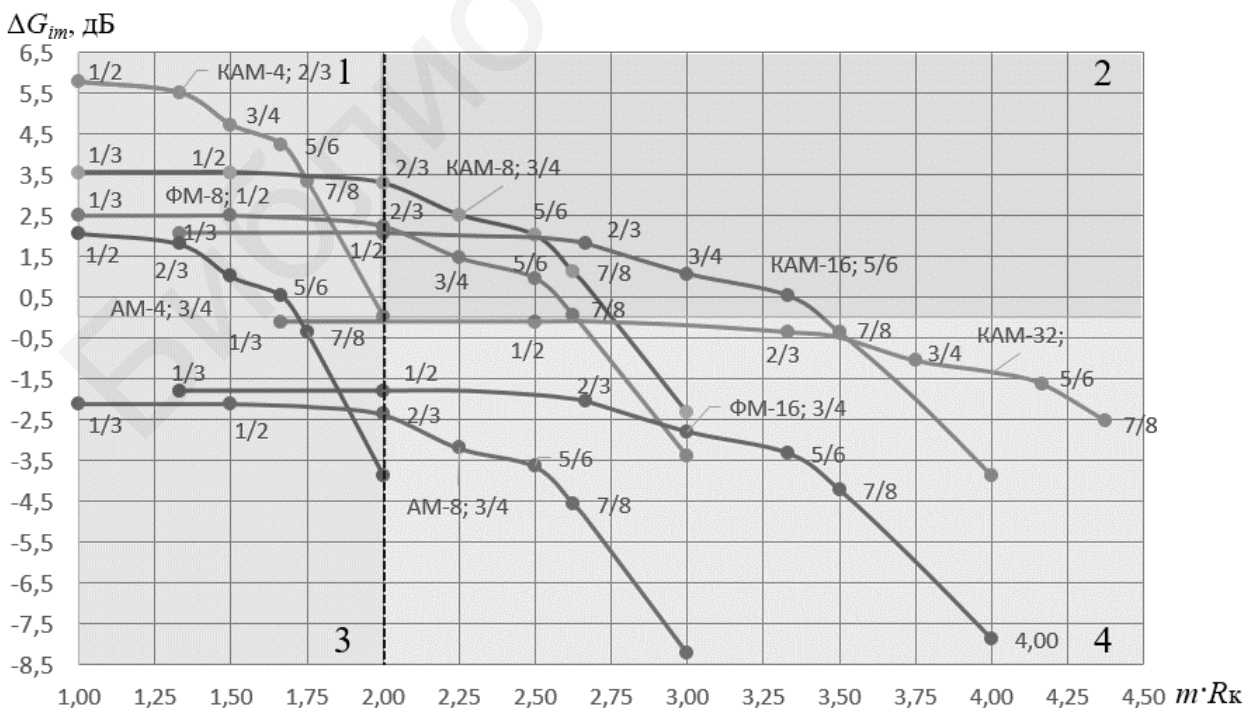


Рис. 5.8. Зависимости $\Delta G_{i,m} = f(m \cdot R_K)$ для КАМ-М, ФМ-М и АМ-М

Учитывая, что в точке пересечения зависимостей значение $\Delta G = 0$, то можно получить следующую расчетную формулу:

$$P_{b\max} = 10^{-\chi}; \quad \chi = L_M \left[\frac{1}{1 - \frac{1 + (\sqrt{P_b} / (1 - R_K))}{R_K \cdot d_C \cdot \xi_i}} - (1 - R_K) \right]. \quad (5.41)$$

Так как входящий в (5.41) показатель ξ_i зависит от P_b , то значение $P_{b\max}$ находится методом последовательных приближений и состоит в поэтапной подстановке рассчитанных величин $P_{b\max}$ в выражение для ξ_i . С целью упрощения вычислений по (5.41) показатель ξ_i (5.38) рассчитывается в зоне ошибок 10^{-2} . Присутствующие в ξ_i значения A_i и D_i определяются по формулам (5.17) и (5.23). На рис. 5.9 указаны три точки пересечения кривых помехоустойчивости для $R_K = 3/4$ и КАМ-М ($M = 4, 16, 64$), с которых начинается выигрыш от кодирования, а также ЭВК для нескольких уровней ошибок.

Расчеты по (5.41) показывают, что чем меньше кодовая скорость R_K и выше порядок модуляции M , тем с большего уровня ошибок $P_{b\max}$ начинается их исправление. В частности, если используется кодирование с КАМ-4, $R_K = 3/4$, то исправление начинается с $P_{b\max} = 3,9 \cdot 10^{-2}$ (см. рис. 5.9, точка 1).

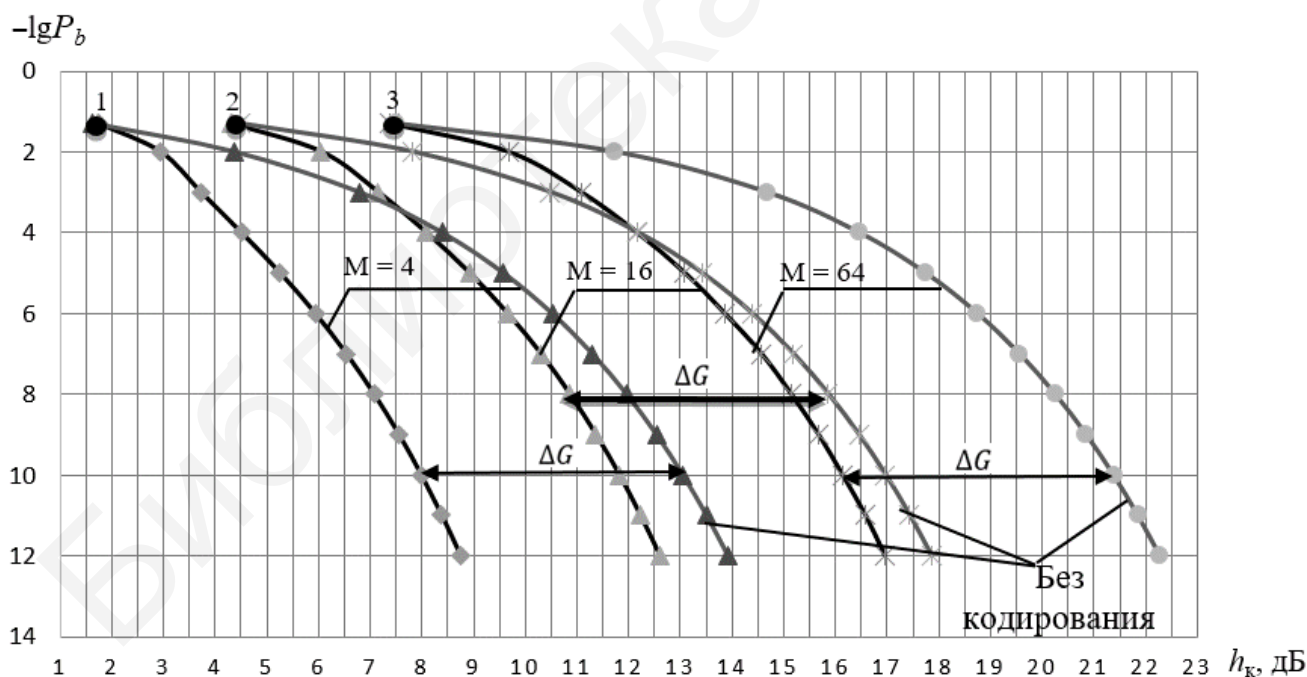


Рис. 5.9. Кривые помехоустойчивости, характеризующие ЭВК

Воспользовавшись формулой (5.9), несложно определить величину канальной ошибки на входе декодера Витерби $P_{bВХ}$, при которой для заданной ошибки P_b на его выходе обеспечивается требуемое значение h_{ki} в канале.

Исправляющая способность декодера:

$$I_D = P_{bВХ} / P_b. \quad (5.42)$$

Поскольку (5.9) не учитывает вносимую на стороне передачи избыточность данных, то при определении $P_{bВХ}$ необходимо в параметр Z_i , определяемый по (5.7), включить R_K , т. е. принять $Z_i = \sqrt{R_K \cdot q_i \cdot (E_0/N_0)}$. Включение в расчет значения R_K , которое меньше единицы, снижает Z_i , сокращает энергию информационного символа и увеличивает, согласно (5.9), уровень ошибок на входе декодера. Если принять, что используется модуляция КАМ-4, сверточное кодирование с $R_{СК} = 3/4$ и $d_C = 5$, то для получения на выходе декодера Витерби $P_b = 10^{-6}$ потребуется, согласно (5.22), обеспечить $h_{к1} = 5,87$ дБ и $Z_i = 1,7$. Для этих значений на основании (5.9) и (5.42) уровень ошибки на входе декодера $P_{bВХ} = 9,14 \cdot 10^{-3}$ и его исправляющая способность $I_D = 9,14 \cdot 10^3$. При отсутствии кодирования $Z_i = 1,96$ и $P_{bВХ} = 3,01 \cdot 10^{-3}$, т. е. величина вероятности канальной ошибки будет ниже, чем при кодировании. Однако благодаря внесенной при кодировании избыточности и с учетом исправляющей способности декодера (около четырех порядков), на его выходе обеспечивается $P_b = 10^{-6}$. При отсутствии кодирования и декодирования $P_b = P_{bВХ} = 3,01 \cdot 10^{-3}$ и $I_D = 1$.

5.4. Модели расчета эффективности систем с многопозиционными видами модуляции и блочным кодированием

5.4.1. Расчетные модели оценки энергетической эффективности радиоканалов с кодами Рида – Соломона

Коды Рида – Соломона (РС) относятся к классу блочных недвоичных систематических кодов, символы которых состоят из групп бит и представляют собой элементы поля Галуа $GF(q)$, где $q = 2^l$ – порядок поля. Коды РС являются линейными, поскольку любая линейная комбинация кодовых слов является также кодовым словом, и записываются как (n, k, t) , где $n = (2^l - 1)$ – длина кодового слова; k – число информационных символов; $l = \log_2(n + 1)$ – число бит в символе; $t = \lfloor (n - k) / 2 \rfloor$ – количество гарантированно исправляемых символов.

Исправляющая способность кода t взаимосвязана с минимальным кодовым расстоянием Хэмминга d_M соотношением

$$d_M \geq 2 \cdot t + 1 \text{ и } d_M \geq n - k + 1. \quad (5.43)$$

Коды РС содержат $2t$ проверочных символов и обладают максимальным значением минимального кодового расстояния Хэмминга d_M среди линейных блочных кодов с равной величиной длины n и кодовой скорости $R_{РС} = k/n$. Напомним, что кодовое расстояние Хэмминга соответствует несовпадающему числу символов в сравниваемых кодовых словах. Коды РС можно представить двоичным линейным кодом с длиной $n = (2^l - 1) \cdot l$ и размерностью

$k = l \cdot (2^l - 1 - 2t)$. Такое двоичное отображение кода РС характеризует его способность исправлять не только ошибки в символах, но и случайные однократные пакеты ошибок длиной до $l \cdot (t+1) + 1$. Таким образом, достоинством данного вида кодов является способность исправлять комбинации случайных ошибок и пакеты ошибок, вероятность появления которых в спутниковых каналах с ограниченной выходной мощностью передачи весьма высока. Кроме того, коды РС при работе в каскадных конструкциях вида РС + СК обеспечивают исправление пакетных ошибок, вносимых сверточным декодером Витерби. Причины их возникновения связаны с тем, что шумы реальных спутниковых каналов в условиях тропосферной многолучевости отличаются от гауссовского шума и на выходе декодера Витерби ошибки могут пакетироваться.

Наиболее просто код РС, а также алгоритм его декодирования реализуются на основе дискретных преобразований Фурье. В теории помехоустойчивого кодирования доказывается, что свойства кода РС с символами из $GF(q)$ и параметрами $n = q - 1$, $k = n - d_M + 1$ не зависят от метода его построения и определяются только выбранными значениями q и d_M [40]. Любой код РС является разделяемым кодом с максимально достижимым расстоянием (МДР) по Хэммингу. Коды РС вида $n < (2^l - 1)$ считаются укороченными кодами и является также МДР кодами, причем они обеспечивают несколько большую энергетическую эффективность при равных значениях d_M за счет снижения $R_{СК}$.

При оценке помехоустойчивости приема в системах, использующих коды Рида – Соломона, ввиду сложности определения коэффициентов спектра кода [44] часто используют «оценку сверху», т. е. верхнюю границу вероятности ошибки на бит P_b на выходе декодера с жестким решением:

$$P_b \leq \frac{2^{l-1}}{2^l - 1} \sum_{j=t+1}^n \frac{j+t}{n} \binom{n}{j} P_S^j (1 - P_S)^{n-j}, \quad (5.44)$$

где P_S – вероятность ошибки на символ на входе декодера Рида – Соломона;

$\binom{n}{j} = \frac{n!}{j! \cdot (n-j)!}$ – число различных способов выбора из n бит в кодовом слове j

ошибочных.

Взаимосвязь между вероятностью ошибки на входе декодера на символ P_S и на бит $P_{bВХ}$ следующая:

$$P_S = 1 - (1 - P_{bВХ})^l; P_{bВХ} = C_i \cdot \operatorname{erfc}(\sqrt{R_{РС} \cdot q_i \cdot h'_K}). \quad (5.45)$$

Из приведенных соотношений (5.44) и (5.45) видно, что их применение для проведения расчетов при различных параметрах кодов РС требует привлечения программных решений и графических построений.

По аналогии с предложенной методикой расчета помехоустойчивости радиосистем при сверточном кодировании введем для оценки эффективности кода РС с жестким решением более общее и более простое исходное выражение:

$$P_b = C_i R_{PC}(t + 1) \cdot \beta_{PC} \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\mu_{PC} \cdot h'_K}\right). \quad (5.46)$$

Выразив из (5.46) значение h'_K через P_b , получим следующие расчетные соотношения для прямого определения ОСШ по заданной вероятности ошибки приема при многопозиционных видах модуляции:

$$h_{K,PC} = 10 \lg[2,3(B_i - \lg\sqrt{2,3B_i/\mu_{PC}})/\mu_{PC}], \text{ дБ}; \quad (5.47)$$

$$B_i = -\lg P_b - \lg(\sqrt{\pi q_i}/C_i) + \lg \sqrt{\mu_{PC}/q_i}; \quad (5.48)$$

$$\mu_{PC} = R_{PC}(t + 1) \cdot \beta_{PC} \cdot q_i; \quad (5.49)$$

$$\beta_{PC} = \left[1 - \left(L_{PC}/(3,5L_{PC}\sqrt{P_b} - \lg P_b)\right)\right] / Q_{PC}; \quad (5.50)$$

$$L_{PC} = \lg[R_{PC}(t + 1)\sqrt{d_M \cdot q_i}]; \quad Q_{PC} = 1 + \lg[(t + 1)n/2t(-\lg P_b)]. \quad (5.51)$$

Если при расчете величина $Q_{PC} \leq 1$, то в формуле (5.50) значение Q_{PC} не учитывается. Подобно (5.37) и (5.38), ЭВК в каналах систем, использующих коды РС, рассчитывается по следующим формулам:

$$\Delta G_{PC} = h_0 - h_{K,PC} = 10 \lg[R_{PC}(t + 1)\beta_{PC} \cdot \xi_{PC}], \text{ дБ}; \quad (5.52)$$

$$\xi_{PC} = (A_i - \lg\sqrt{2,3A_i/q_i}) / (B_i - \lg\sqrt{2,3B_i/\mu_{PC}}). \quad (5.53)$$

В табл. 5.7 приведены рассчитанные по (5.47)–(5.53) значения ОСШ и ЭВК при использовании модуляции КАМ-4, различных параметров кода РС и вероятностей ошибок 10^{-3} и 10^{-6} .

Таблица 5.7

Значения ОСШ и ЭВК для различных параметров кода РС, дБ

Значения		Параметры кода РС (n, k, t)						
		(7,3,2)	(15,9,3)	(31,23,4)	(31,13,9)	(255,243,6)	(255,239,8)	(255,223,16)
$P_b = 10^{-3}$	h_k , дБ	7,28	6,28	5,75	5,56	5,66	5,12	4,0
	ΔG , дБ	-0,49	0,51	1,04	1,2	1,13	1,67	2,78
$P_b = 10^{-6}$	h_k , дБ	9,87	8,42	7,72	7,26	7,50	6,67	4,72
	ΔG , дБ	0,65	2,09	2,79	3,26	3,02	3,85	5,80

Из анализа данных этой таблицы следует, что с ростом исправляющей способности кода t и увеличением длины кодового слова n требуемые значения ОСШ для реализации необходимой достоверности приема снижаются, увеличивается помехоустойчивость и растет энергетический выигрыш от кодирования ΔG_i . Однако с увеличением длины кодового слова повышается сложность реализации устройств. Поэтому при больших длинах кодовых слов и размеров символов используют укороченные коды и высокие значения R_{PC} .

Для наглядности поведения кривых помехоустойчивости при различных видах модуляции (КАМ-М и ФМ-М) на рис. 5.10 приведены рассчитанные по (5.47)–(5.51) зависимости для укороченного кода РС (204, 188, $t = 8$). Видно,

что их поведение с ростом порядка модуляции в общих чертах соответствует поведению зависимостей для сверточного кодирования.

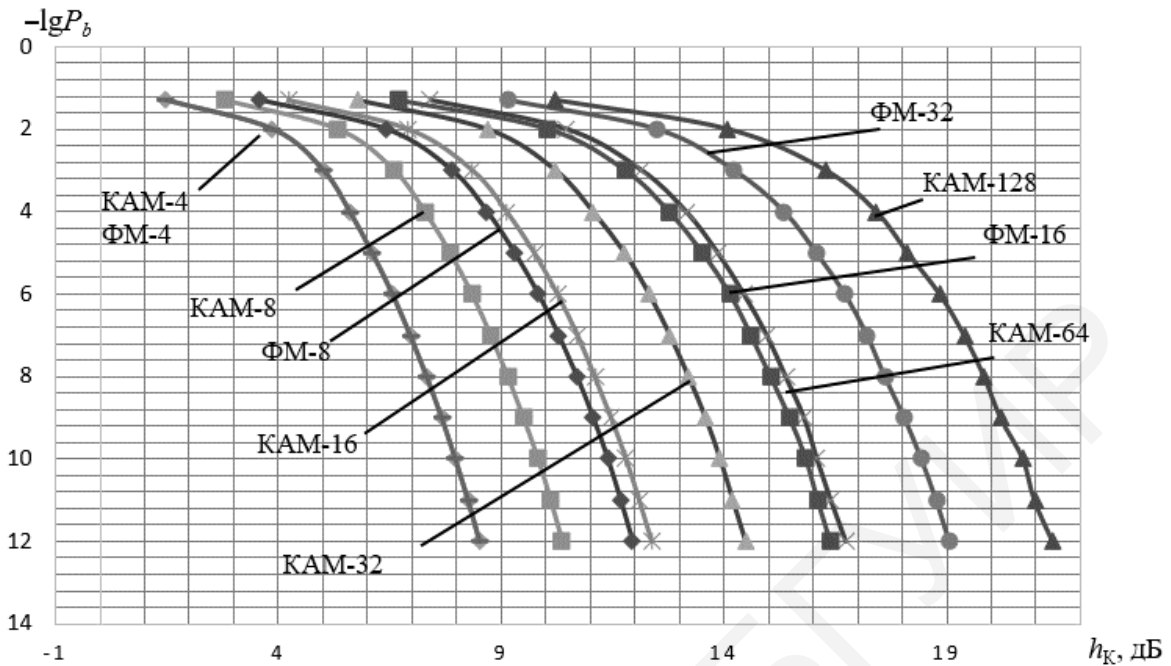


Рис. 5.10. Зависимости $h_K = f(P_b)$ для различных видов модуляции при использовании кодов Рида – Соломона

Проследим изменения h_{Ki} и ΔG_i в зависимости от скорости кода R_K для различных видов модуляции, заданной длины кодового слова n и вероятности ошибки. Из приведенных на рис. 5.11 характеристик видно, что при постоянных длинах кодовых слов ($n = 31$ и $n = 127$), различных видах модуляции (КАМ-4, КАМ-16, КАМ-64, ФМ-8, ЧМ-16) и $P_b = 10^{-6}$ существуют оптимальные значения скорости кода R_K , при которых требуемые значения ОСШ минимальны и получаемый от кодирования энергетический выигрыш максимален.

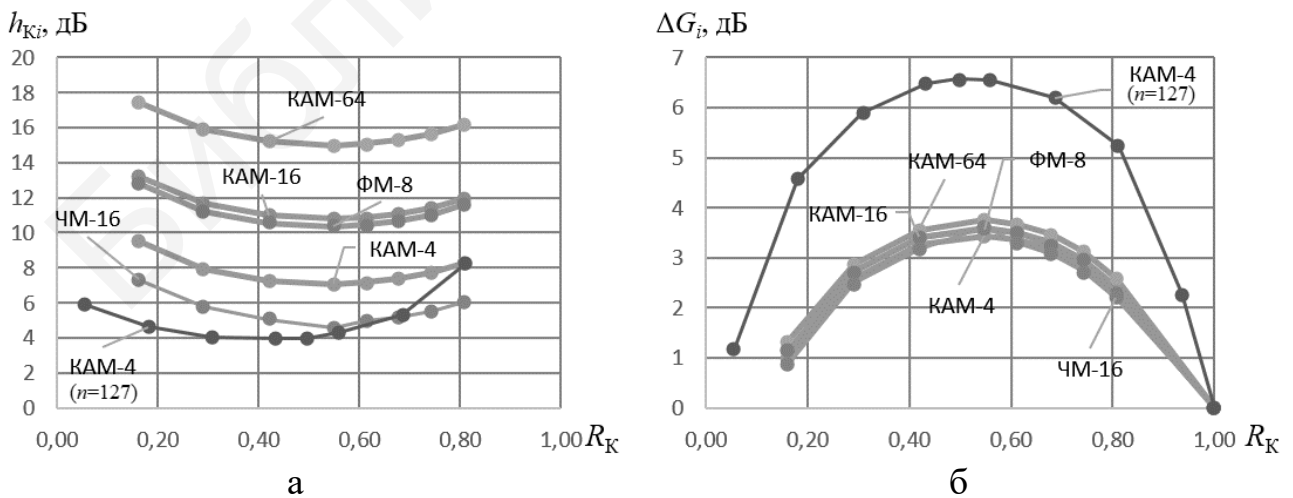


Рис. 5.11. Зависимости для кода РС и различных видов модуляции:
а – зависимость h_{Ki} ; б – зависимость ΔG_i

Оптимумы этих зависимостей имеют место при $R_{PC} \approx (0,5 \dots 0,55)$, что соответствует максимуму $R_{PC}(t+1) = [1 - (2t/n)] \cdot (t+1)$, при котором показатель эффективности декодирования μ_{PC} (5.49) может быть наибольшим и величина h_{Ki} минимальной. Физическое объяснение наличия оптимума связано с двумя механизмами, участвующими при изменении R_{PC} . С ростом избыточности кода (уменьшении R_{PC}) улучшается исправляющая способность декодирования, снижающая требуемые значения ОСШ, и одновременно с этим убывает энергия, приходящая на каналный символ. По мере уменьшения R_{PC} второй механизм подавляет первый, что ведет к росту ОСШ.

При переходе от $n = 31$ к $n = 127$ значения ЭВК для равных R_{PC} заметно увеличиваются. Причем эта тенденция роста ЭВК с ростом длины кода n и числа бит в символе сохраняется. Например, при КАМ-4, коде РС (255, 223, $t = 16$), $R_{PC} = 0,87$ и $P_b = 10^{-6}$ значение $\Delta G_1 = 5,8$ дБ (см. табл. 5.7), что на 1,8 дБ больше, чем для кода (127, 111, $t = 8$) при тех же значениях R_{PC} и P_b .

На рис. 5.12 приведены результаты сравнения характеристик ЭВК для укороченного кода РС (204, 188, $t = 8$) и сверточного кода с $R_K = 3/4$ в зависимости от вероятности появления ошибки P_b при использовании многопозиционных видов квадратурной модуляции с $M = 4, 8, 32$.

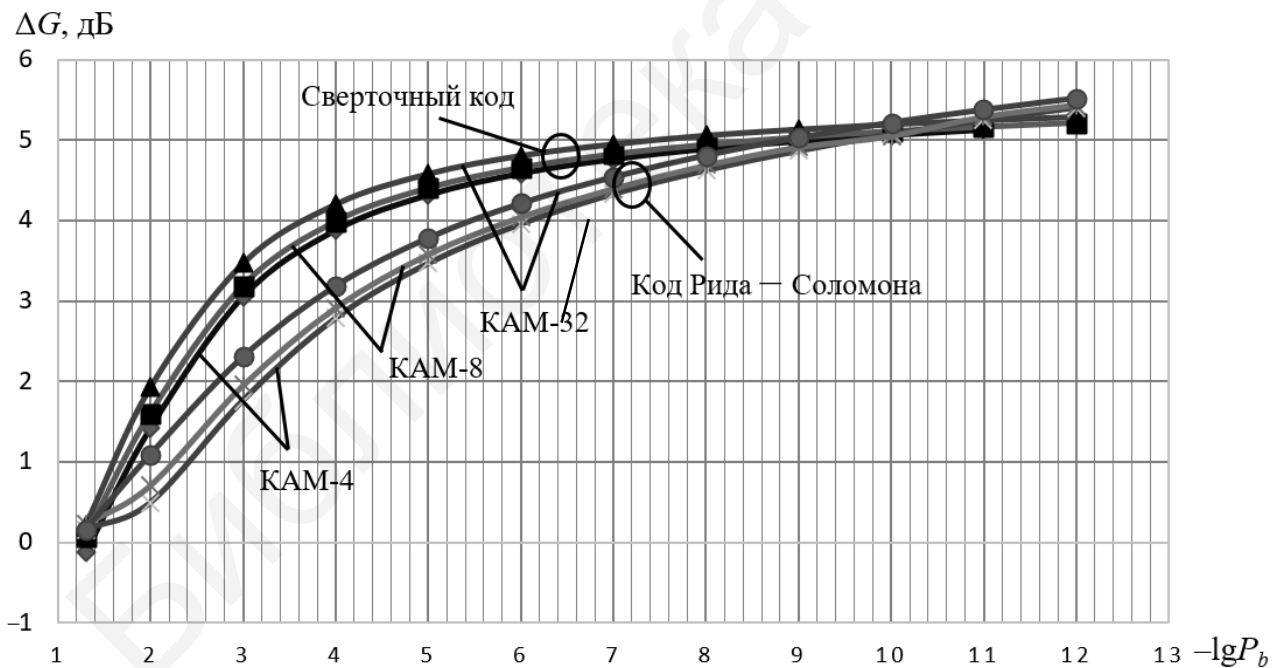


Рис. 5.12. Сравнительная оценка ЭВК для двух типов кодирования

Анализ приведенных зависимостей (см. рис. 5.12) показывает, что в зоне ошибок от 10^{-2} до 10^{-8} сверточное кодирование имеет преимущества в ЭВК и, следовательно, обладает лучшей энергетической эффективностью по сравнению с кодом РС для принятых параметров и видов модуляции. Аналогичное поведение ЭВК наблюдается при сравнении кодов РС и сверточных кодов с

многопозиционной фазовой модуляцией. Различие в ЭВК между зависимостями однопозиционного вида модуляции и $P_b = 10^{-5}$ составляет около 1 дБ.

5.4.2. Аналитическая модель расчета помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной модуляцией и двоичным блочным кодированием

Блочное кодирование и декодирование осуществляется в пределах кодовой комбинации (блока). Последовательность из k информационных символов при кодировании отображается в последовательность из n выходных символов длиной $n = 2^l - 1$. Состав каждого выходного блока зависит только от состава входного блока из $k = 2^l - 1 - jl$ двоичных символов, где j и l – целые числа. Число проверочных в блоке двоичных символов $n - k = jl$. При $j = 1$ коды относятся к кодам, предложенным Хэммингом. Записывается код как (n, k, d_{\min}) , где d_{\min} – минимальное кодовое расстояние Хэмминга, в общем случае неравное d_M для кодов РС. Чем выше d_{\min} , тем больше вес ненулевых кодовых слов и лучше исправляющая способность кода. Совокупность всех весов кода образует спектр их распределения.

При блочном кодировании чаще всего используются линейные систематические коды, структура которых состоит из начальной информационной части и последующей проверочной.

Двоичные линейные коды, к которым относятся циклические коды Боуза – Чоудхури – Хоквингема, способны обнаружить $d_{\min} - 1$ неисправленных ошибок. Количество исправляемых ошибок в кодовом слове

$$t \geq (n - k) / l; t = \lfloor (d_{\min} - 1) / 2 \rfloor. \quad (5.54)$$

Согласно (5.54) при $l > 2$ количество ошибок, подлежащих исправлению декодером, при декодировании двоичных кодов ниже, чем при использовании кодов РС, у которых $t = (n - k) / 2$. Для кодов Хэмминга $t = 1$, $d_{\min} = 3$, и поэтому они способны исправлять только одну или обнаруживать две ошибки. Значения t и, соответственно, d_{\min} для двоичных циклических кодов ВСН с $n = 3, 7, 15, 31, 63, 127, 255$, а также коэффициенты порождающих многочленов (в восьмеричной форме) приведены в [38–39].

Для всех двоичных линейных кодов можно построить расширенный $(n + 1, k, d_{\min} + 1)$ код, который можно сформировать путем добавления к каждому кодовому слову дополнительного символа проверки на четность (нуля в кодовом слове с четным числом единиц и единицы при нечетном числе). Результат приводит к увеличению d_{\min} на единицу и, как следствие, к увеличению исправляющей способности расширенного кода.

Укороченный код строится из систематического двоичного кода путем размещения в начале каждого кодового слова последовательности из r нулей. Эти r нулей далее по каналу связи не передаются, а $(n - k)$ проверочных символов формируются так же, как и в исходном коде. Укороченный $(n - r, k - r)$ код содержит 2^{k-r} кодовых слов, и при этом значение d_{\min} сохраняется.

В работе [44] указывается, что при передаче по каналу с АБГШ двоичных сигналов систематического блочного кода справедлива следующая верхняя граница для оценки вероятности появления ошибки на выходе декодера:

$$P_b \leq \sum_{d_j=d_{\min}}^n \frac{d_j \cdot A(d_j)}{n} \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{d_j \cdot R_K \cdot h'_K}\right), \quad (5.55)$$

где $A(d_j)$ – функция распределения весов двоичного блочного кода.

Для большинства блочных кодов значения коэффициентов $A(d_j)$ при мягком декодировании не определены. Но даже если они известны, выражение (5.55), а также применяемые асимптотические оценки [38–43], не позволяет напрямую определять ОСШ по заданной вероятности ошибки P_b при тех или иных параметрах кодов, виде сигнала и порядке модуляции. Поэтому для оценки энергетической эффективности двоичных блочных кодов с мягким и жестким декодированием будем использовать предложенные нами зависимости (5.21) и (5.28) для получения на их основе необходимых аналитических соотношений, увязывающих h_K в функции P_b .

С учетом коррекции формул (5.21)–(5.26) применительно к расчету характеристик каналов с мягким декодированием двоичных блочных кодов получим:

$$h_{KB} = 10 \lg \left[2,3 \left(D_{Bi} - \lg \sqrt{2,3 D_{Bi} / \mu_{Bi}} \right) / \mu_{Bi} \right], \text{ дБ}; \quad (5.56)$$

$$D_{Bi} = -\lg P_b - \lg(\sqrt{\pi q_i / C_i}) + \lg \sqrt{\mu_{Bi} / q_i}, \text{ дБ}; \quad (5.57)$$

$$\mu_B = R_K \cdot d_{\min} \cdot \beta_B \cdot q_i; \quad (5.58)$$

$$\beta_B = \left[1 - \frac{L_B}{6 L_B (1 - R_K) \sqrt{P_b - \lg P_b}} \right] / Q_B; \quad (5.59)$$

$$L_B = \lg[R_K \cdot d_{\min} \sqrt{d_{\min} q_i}]; Q_B = \lg[n^2 / (d_{\min} - 1) \cdot k]. \quad (5.60)$$

Если $Q \leq 1$, то при расчете по (5.58) параметр Q_B не учитывается.

По аналогии с (5.37) и (5.38) значение ЭВК определяется по следующим формулам:

$$\Delta G_B = 10 \lg(R_K \cdot d_{\min} \cdot \beta_B \cdot \xi_B), \text{ дБ}; \quad (5.61)$$

$$\xi_B = (A_i - \lg \sqrt{2,3 A_i / q_i}) / (D_B - \lg \sqrt{2,3 D_B / \mu_B}). \quad (5.62)$$

В табл. 5.8 приведены значения ОСШ и ЭВК для некоторых видов блочных кодов при использовании QPSK-модуляции, мягкого декодирования, $R_K = 1/2$ и трех значений P_b , равных 10^{-3} , 10^{-6} и 10^{-9} . Значение $R_K = 1/2$ позволяет получить наиболее высокий ЭВК для заданной длины кодового слова, поскольку в (5.58) произведение $R_K d_{\min}$ близко к максимальному значению.

Таблица 5.8

Значения ОСШ и ЭВК для блочных кодов при различных P_b

Наименование кода (n, k, d_{\min})	Значения $h_{\text{КБ}}$, дБ			Значения $\Delta G_{\text{Б}}$, дБ		
	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}	10^{-3}	10^{-6}	10^{-9}
Код Хэмминга (7, 4, 3)	5,15	8,70	10,55	1,63	1,82	1,99
Код Голея (11, 6, 5)	4,29	7,08	8,79	2,49	3,43	3,74
Код Голея (23, 12, 7)	3,55	6,07	7,69	3,23	4,45	4,84
ВСН (31, 16, 7)	3,58	6,11	7,73	3,20	4,40	4,806
ВСН (63, 36, 11)	2,35	4,34	5,80	4,43	6,17	6,74
ВСН (127, 64, 21)	1,46	2,80	4,075	5,33	7,72	8,46
ВСН (255, 130, 37)	0,43	0,94	2,06	6,36	9,57	12,33

Расчитанные данные табл. 5.8 отражают тенденцию роста энергетической эффективности кодов ВСН с увеличением длины кодового слова n и расстояния Хэмминга d_{\min} . Однако реализация кодов при мягком декодировании и высоком ЭВК связана с техническими трудностями.

Сравнение результатов расчета для расширенных кодов ВСН с опубликованными материалами показывает справедливость использования полученных формул (5.56)–(5.62) для исследования эффективности этих кодов без необходимости знания весовых коэффициентов, приведенных в [44].

Оценка эффективности блочных кодов ВСН с жестким декодированием, отмеченным *, основывается на формулах (5.56)–(5.62) с учетом замены в (5.58) и (5.61) d_{\min} на $(t + 1)$. Показатели $L_{\text{Б}}^*$ и $Q_{\text{Б}}^*$ определяются из соотношений:

$$L_{\text{Б}}^* = \lg[R_{\text{К}}(t + 1)\sqrt{d_{\min} \cdot q_i}]; Q_{\text{Б}}^* = \lg\left[\frac{(t+6)}{2R_{\text{К}}}\right] \cdot \lg\left[\frac{n}{(t+1)} + \frac{k}{-\lg P_b}\right]. \quad (5.63)$$

Различие между значениями ОСШ при жестком $\Delta h_{\text{КБ}}^*$ и мягком $h_{\text{КБ}}$ декодировании рассчитывается по формуле

$$\Delta h_{\text{КБ}} = \Delta h_{\text{КБ}}^* - h_{\text{КБ}} = 10 \lg\left(\frac{d_{\min} \cdot \beta_{\text{Б}} \cdot \sigma}{(t+1)\beta_{\text{Б}}^*}\right), \text{ дБ}, \quad (5.64)$$

где σ определяется по (5.34), а $\beta_{\text{Б}}^*$ – с учетом формулы (5.63).

В табл. 5.9 приведены результаты расчета значений ОСШ, обеспечивающих требуемую достоверность приема (10^{-3} , 10^{-6} и 10^{-9}), если используется модуляция КАМ-4 (ФМ-4) и жесткое декодирование блочных кодов.

Таблица 5.9

Значения ОСШ для блочных кодов с жестким декодированием

Вероятность ошибки	Тип кода (n, k, d_{\min})				
	(31, 16, 7)	(23, 12, 7)	(63, 36, 11)	(127, 64, 21)	(511, 250, 62)
10^{-3}	5,36	5,18	4,93	4,97	4,92
10^{-6}	8,16	8,12	7,10	6,68	5,42
10^{-9}	9,91	9,87	8,53	7,93	6,32

Из сравнения данных табл. (5.8) и (5.9) видно, что энергетическая эффективность кодов с жестким решением уступает более чем на 2 дБ кодам с мягким решением, причем это различие увеличивается с ростом n и снижением P_b .

6. ПЕРЕДАЮЩИЙ ТРАКТ ЗЕМНОЙ СТАНЦИИ ЦИФРОВОГО СПУТНИКОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ

6.1. Концепция построения и принципы функционирования

6.1.1. Подсистема формирования цифровых потоков стандартного и высокого разрешения

Передающий тракт земной станции цифрового спутникового мультимедийного вещания является составной частью телепорта, спутникового приемо-передающего комплекса или телевизионного центра. Он представляет собой совокупность технических средств и программных продуктов, обеспечивающих формирование и передачу сигналов цифрового многопрограммного вещания, высокоскоростных информационных и дополнительных данных по одному или нескольким спутниковым каналам. Краткие сведения о структуре построения тракта передачи и назначении его подсистем были отмечены в подразд. 1.2.

Структура цифрового передающего тракта состоит из ряда подсистем, каждая из которых выполняют следующие функциональные задачи:

- прием входного контента, поступающего от различных источников ТВ-информации, его обработка и преобразование сигналов изображения в несжатый цифровой поток стандартного (SD) и высокого (HD) разрешения формата SDI (Serial Digital Interface – последовательного цифрового интерфейса);

- сжатие (компрессия) видео- и звуковых данных в цифровых кодерах стандартов MPEG-2 и MPEG-4/H.264 с формированием однопрограммного (элементарного) потока;

- объединение (мультиплексирование) в общий транспортный поток (ТП) отдельных однопрограммных потоков, сообщений условного доступа, сигналов звукового вещания, сервисной и служебной информации;

- помехоустойчивое канальное кодирование данных ТП, включая многопозиционную модуляцию несущей на промежуточной частоте;

- частотное преобразование радиосигналов в СВЧ-диапазон, их усиление и передачу на спутник;

- контроль технических характеристик передающего тракта и управление его оборудованием.

В зависимости от категории ЗС первая подсистема передающего тракта может комплектоваться набором основных и вспомогательных устройств (видеокамеры, рекордеры, видеомэгнитофоны, микшеры и др.), которые образуют телевизионную аппаратную подготовки, оцифровки и производства программ.

Основным средством создания цифровых программ являются видеосерверы, с помощью которых осуществляется запись, редактирование видеосигналов, ввод графики и логотипов, обмен данными, а также импорт и экспорт файлов медиаданных по сетевым протоколам. Видеосерверы поддерживают большинство используемых в телекоммуникационной среде стандартов, аналоговых и цифровых форматов. В процессе создания несжатого цифрового потока SDI предусматривается возможность декодирования ТВ-сигналов стандартов PAL,

SECAM, NTSC, а также матрицирование компонент основных цветов RGB в сигнал яркости Y и в цветоразностные сигналы синего P_B и красного P_R цветов, согласно следующим соотношениям:

$$\begin{aligned} Y &= 0,299 \cdot R + 0,587 \cdot G + 0,114 \cdot B; \\ P_R &= 0,713(R - Y); \\ P_B &= 0,564(B - Y), \end{aligned} \quad (6.1)$$

где R, G, B – красная, зеленая и синяя компоненты сигналов цветности.

Переход к цветовому формату $YP_B P_R$ позволяет снизить требования к транспортировке сигналов, поскольку отпадает необходимость в точной передаче отдельных компонент RGB , имеющих одинаковую информационную значимость. При использовании формата $YP_B P_R$ приоритетное положение занимает только яркостная компонента. Это связано с тем, что к изменению градаций яркости вплоть до 1 % высока различительная способность зрительной системы человека, а к цветовым компонентам она заметно слабее, особенно при малых размерах цветных объектах и низких уровнях яркости.

Передача яркостного сигнала осуществляется в полосе частот 5,75 МГц, а каждого цветового – в полосе 2,75 МГц. Ограничения на ширину полосы, занимаемой сигналом, устанавливаются соответствующим выбором характеристик ФНЧ.

На приемной стороне выполняется обратный переход к формату RGB на основании следующих соотношений:

$$\begin{aligned} R &= Y + 1,462 \cdot P_R; \\ G &= Y - 0,344 \cdot P_B - 0,714 \cdot P_R; \\ B &= Y + 1,772 \cdot P_B. \end{aligned} \quad (6.2)$$

После матрицирования на стороне передачи производится 10-разрядное аналого-цифровое преобразование компонент $YP_B P_R$ к виду $YC_B C_R$ (рис. 6.1). Для формата телевизионного изображения 4:3 частота дискретизации яркостной компоненты f_Y принята равной 13,5 МГц, а цветоразностных компонент – $f_C = 6,75$ МГц. Данные значения определены с учетом выполнения требований теоремы Котельникова и кратности значениям частот строчных разверток ТВ-систем соответствующих стандартов. Так, частота дискретизации 13,5 МГц является 864 гармоникой частоты 15 625 Гц строчной развертки стандарта 625/50 и 858 гармоникой частоты 15 734 Гц строчной развертки стандарта 525/60. Наименьшая общая частота 3,375 МГц для разных стандартов находится по отношению к принятым частотам дискретизации как 4:2:2.

После объединения в мультиплексоре цифровых компонент в последовательный цифровой поток на каждую активную строку изображения приходится 1440 отсчетов (720 для Y и по 360 для C_B и C_R) при общем числе активных строк в кадре 576.

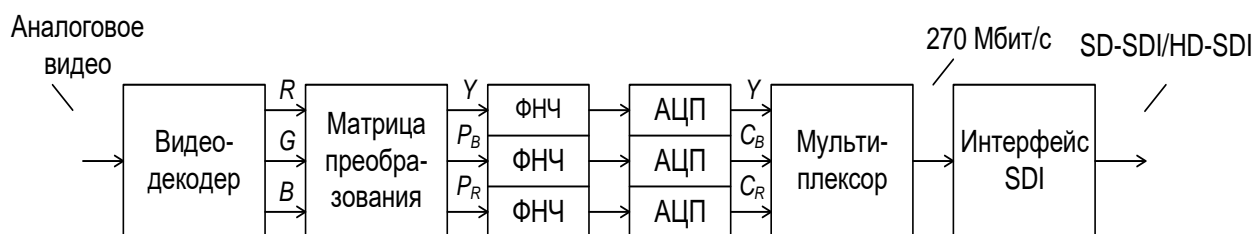


Рис. 6.1. Структурная схема блока формирования цифрового потока

Порядок следования отсчетов в каждой строке принят следующим: C_B , Y , C_R и т. д. Разрешение изображения в стандартах 625/50 и 525/60 составляет 720×576 и 720×486 соответственно. Тактовая частота следования отсчетов в цифровом потоке – 27 МГц.

Принятое в АЦП 10-разрядное кодирование с 1024 разрешенными уровнями позволяет достаточно точно передать градации изображения при приемлемом отношении размаха сигнала к напряжению шума квантования:

$$20 \cdot \lg(U_{P.C}/U_{Ш.К}) = 6m_1 + 10,8 = 70,8, \text{ дБ}, \quad (6.3)$$

где $U_{P.C} = \Delta U_K \cdot 2^{m_1}$ – размах амплитуды сигнала, подвергнутого квантованию; $U_{Ш.К} = \Delta U_K / \sqrt{12}$ – результирующее напряжение шумов квантования; ΔU_K – шаг квантования; m_1 – разрядность кодирования.

Согласно (6.3) чем выше m_1 , тем выше ОСШ и точность цифрового представления изображения. С другой стороны, с увеличением m_1 увеличивается скорость потока цифровых видеоданных $B = m_1 \cdot (f_{Я} + 2f_{Ц})$ и осложняется процесс передачи по каналам связи информации большого объема. При использовании квантования с разрядностью 8 бит на отсчет сокращается поток данных на 22 %, но возрастает шум квантования на 12 дБ.

Для цифрового представления яркостного сигнала используется 877 уровней (от 64 до 940) и 448 уровней для цветоразностных компонент, которые симметрично расположены относительно 512 уровня квантования. При формировании цифрового потока в процесс дискретизации также вовлечены интервалы строчных и кадровых гасящих импульсов, которые по тракту не передаются, а восстанавливаются на приемной стороне. Восстановление синхроимпульсов в приемном устройстве позволяет сократить объем передаваемой информации и исключить так называемую системную избыточность.

В пределах неактивной части строки располагается 144 отсчета для Y и по 72 отсчета для C_B и C_R (рис. 6.2). Всего на полную строку приходится 1728 отсчетов (864 для Y и по 423 для C_B и C_R) с временными интервалами, составляющими $T = 1/27$ МГц. При разрядности $m = 10$, частоте строк 15 625 Гц (625×25) и формате кадра 4:3 скорость данных в последовательном коде составляет 270 Мбит/с ($15 \cdot 625 \times 1728 \times 10$).

Первые и последние четыре отсчета строк неактивного поля отводятся для временных меток, предназначенных для указания начала SAV (Start of Ac-

tive Video) и окончания EAV (End of Active Video) активных строк. Временные метки образуют так называемый временной сигнал TRS (Time Reference Signal), который служит для правильной организации развертки на приемной стороне.



Рис. 6.2. Структура строки для формата дискретизации 4:2:2

В отсчетах SAV и EAV первые три из них (30 бит) используются для передачи уникальной комбинации, по которой производится идентификация TRS-сигнала на приеме. Последний отсчет (размером в 10 бит) содержит информацию о синхросигнале, номере полукадра в формате с чересстрочной разверткой и указание (4 бита) для коррекции одиночной ошибки.

Все оставшиеся отсчеты неактивной части поля (по 280 отсчетов в строке), образующие достаточно большой информационный ресурс, используются для передачи дополнительной информации, например, сигналов многоканального звукового вещания, служебной информации, телетекста, субтитр. Для правильного распознавания этих сигналов, каждый из них оснащается заголовком с указанием в нем типа и номера блока данных и числа слов в пакете данных.

Алгоритм работы интерфейса SDI для стандартного разрешения при передаче данных по одному кабелю определяется протоколом SMPTE 259M и Рекомендацией МСЭ-R BT.601-5 [46]. В интерфейсе осуществляется объединение видеоданных в последовательный код, их скремблирование и переход от прямого формата NRZ к инверсному NRZI. Скремблер реализуется по самосинхронизирующейся схеме с девятью ячейками памяти и двумя сумматорами по модулю 2 в соответствии с описывающим его полиномом $G(x) = x^9 + x^4 + 1$ (рис. 6.3). Применение скремблера позволяет обеспечить равномерный спектр в пределах полосы передачи и упростить выделение тактовой частоты 27 МГц.

Переход к формату NRZI осуществляется в устройстве формирования относительного кода на сумматоре S_3 и ячейке памяти T_{10} . Состояние ячейки изменяется только под действием двоичной единицы. Работа устройства описывается полиномом $G(x) = x + 1$. Переход к формату NRZI позволяет умень-

шить число ошибок, поскольку сведения о состоянии двоичных данных содержатся не в самих уровнях, а в их переходах.

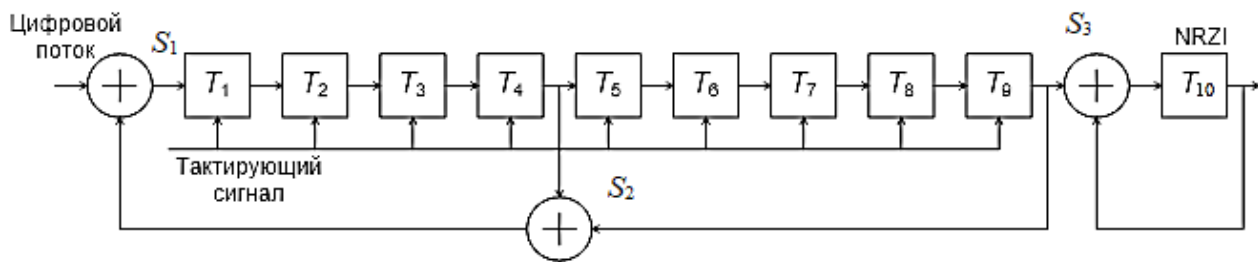


Рис. 6.3. Схема скремблера и формирователя NRZI

Внешняя часть интерфейса SD-SDI обычно выполняется по симметричной схеме подключения соединительной линии. Длина коаксиального кабеля с корректором линейных искажений (эквалайзером) обычно не превышает 300 м.

Аналогичные решения приняты при формировании сигналов SD с форматом кадра 16:9 и скоростью передачи данных 360 Мбит/с. В этом случае частоты дискретизации составляют для яркостной и цветоразностных компонент 18 и 9 МГц, а НЧ полосы пропускания – 7,67 и 3,67 МГц соответственно.

Принципы оцифровки, обработки и передачи ТВ-сигналов высокой четкости определены протоколами SMPTE 274, SMPTE 292M и Рекомендацией МСЭ-R BT.709. Значения частот дискретизации установлены равными: 74,25 для Y и 37,125 МГц для C_B и C_R . При формате кадра 16:9 число отсчетов для яркостного сигнала в полной строке равно 2640 и по 1320 для C_B и C_R . Общее число строк в кадре составляет 1125, частота строк – 28 125 Гц и скорость потока данных – 485 Гбит/с ($28\ 125 \times 5280 \times 10$). В активной части строк число отсчетов составляет 1920 для Y и по 860 для C_B и C_R . Число активных строк в кадре – 1080.

Скорость данных в потоке HD можно определить также по формуле

$$B = 10 \cdot (74,25 + 2 \cdot 37,15) = 1,485 \text{ Гбит/с.} \quad (6.4)$$

HD – формат с чересстрочной разверткой, частотой полей 50 Гц и разрешением 1920×1080 обозначен 1080i. Два формата с прогрессивной разверткой, частотой кадров 25 Гц и разрешением 1280×720 и 1920×1080 обозначены как 720p/25 и 1080p/25 соответственно. Сигналы форматов 1080i и 720p/25 могут быть переданы в цифровом потоке 1,5 Гбит/с. Сигналы формата 1080p/25 – в потоке до 3 Гбит/с, поскольку прогрессивная развертка содержит вдвое больше данных.

Цифровой поток HD-SDI формируется путем объединения видеоданных каналов Y и C сначала в 20-разрядный, а затем в последовательный поток с требуемой скоростью. Дополнительные данные (сведения о временном коде, описательные данные видео, субтитры) и вложенные сигналы звука (до 16 каналов) передаются по каждому из потоков Y и C . Согласно протоколу SMPTE 297M максимальная длина межблочного соединения с помощью коаксиального кабе-

ля может составить 60...80 м (при наличии эквалайзера) и несколько километров при использовании многомодового волоконно-оптического кабеля.

6.1.2. Подсистема цифрового сжатия передаваемых данных

Входным устройством этой подсистемы (рис. 6.4) является блок предварительной обработки данных, которой осуществляет две основные процедуры: переход от формата дискретизации 4:2:2 к формату 4:2:0 и шумоподавление.

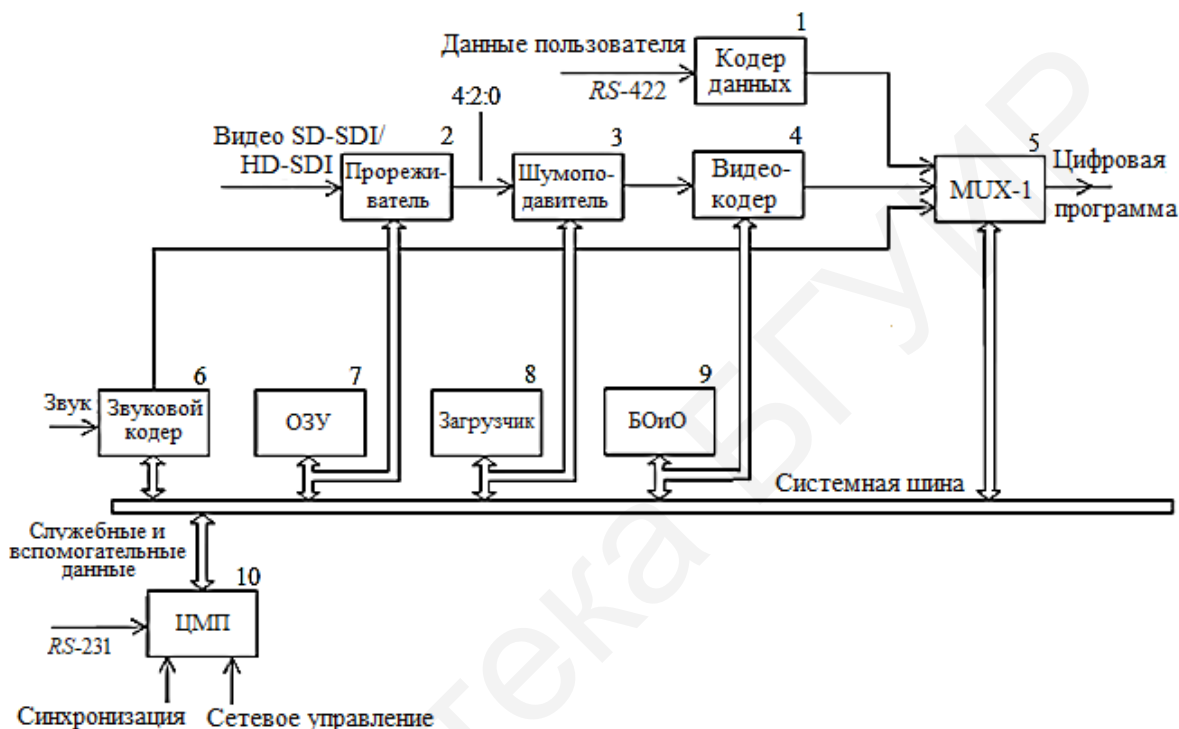


Рис. 6.4. Подсистема формирования программного потока

Первая процедура предусматривает прореживание отсчетов C_B и C_R по вертикали кадра, что позволяет снизить исходную скорость передачи данных на 25 %. Вторая – служит для выявления и устранения шумов и искажений, вносимых первой подсистемой, включая шумы источников видеозаписи и шумы квантования, что позволяет снизить расход бит на передачу.

Основная задача этой подсистемы состоит в компрессии аудио- и видеоданных с формированием однопрограммного потока согласно спецификациям стандартов MPEG-2 и MPEG-4/H.264. Алгоритмы сжатия видеоданных в рамках этих стандартов во многом схожи, поскольку они базируются на общих исходных принципах работы видеокодеров.

Спецификации стандартов не описывают детали построения цифровых кодеров и декодеров и тем более их схемные решения. Они лишь представляют правила сжатия сигналов для получения цифрового потока требуемой структуры. Конкретные решения по реализации устройств компрессии и декомпрессии видео- и звуковых сигналов определяются разработчиками самостоятельно с привлечением аппаратных и программных средств любой степени сложности.

Видеокодеры реализуются с помощью аппаратных (с использованием цифровых сигнальных процессоров) или программных средств. Цифровое сжатие видеоданных осуществляется за счет исключения пространственной (внутрикадровой), временной (межкадровой) и психовизуальной избыточностей, содержащихся в исходном сигнале. Пространственную избыточность составляют одинаково окрашенные однотонные фрагменты изображения, временную – последовательность кадров с мало отличающимися друг от друга изображениями.

Устранение пространственной избыточности состоит в декорреляции соседних элементов ТВ-изображения за счет применения ортогонального дискретно-косинусного преобразования (ДКП) и квантования данных с округлением полученных результатов. Устранение межкадровой избыточности основывается на применении дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (ДИКМ) с предсказанием. Ее суть состоит в сравнении отдельных кадров для получения разностного кадра изображения с уменьшенным объемом данных.

Психовизуальная избыточность связана с разной чувствительностью человеческого глаза к яркости и цвету изображений, а также к их деталям. Суммарный коэффициент сжатия данных в видеокодере в зависимости от его типа может составлять от 20 до 100 раз. Максимальное значение коэффициента сжатия ограничивается допустимыми потерями при компрессировании видеоданных, в результате чего может снижаться качество изображения при его восстановлении в декодере [47–48].

Кодеры MPEG-4/H.264 AVC гораздо сложнее кодеров MPEG-2, и для их реализации требуются значительные вычислительные ресурсы. Но эти кодеры обеспечивают более высокий коэффициент сжатия видеоданных, поддерживают работу с контентом высокого, стандартного и пониженного разрешения и в 1,7...1,8 раза эффективнее используют канал передачи. При скорости потока, сжатого в кодере MPEG-4/H.264 до 2,5 Мбит/с, изображение на приеме смотрится так же хорошо, как и при сжатии до 4,5 Мбит/с в MPEG-2. Поэтому для спутниковых и наземных систем цифрового вещания применение стандарта MPEG-4/H.264 является приоритетным решением, позволяющим увеличить число транслируемых ТВ-программ.

Аудиокодеры цифрового сжатия сигналов звукового сопровождения или вещания строятся на базе цифровых сигнальных процессоров и способны обрабатывать два или более стереоканала. Входные сигналы на аудиокодеры могут поступать в аналоговом или цифровом (AES/EBU) форматах. Для аналоговых сигналов в звуковом кодере осуществляется аналого-цифровое преобразование с разрядностью 18 бит на отсчет и частотой дискретизации 32; 44,1 или 48 кГц. В некоторых моделях в ущерб качеству, но с целью снижения скорости аудиоданных используют половинные значения частот дискретизации (16; 22,05 или 24 кГц), а также предусматривают поддержку многоканальности.

Цифровое сжатие звуковой информации во многих серийно выпускаемых аудиокодерах осуществляется в соответствии с положениями стандартов ISO/IEC 11172-3 MPEG-1 и ISO/IEC 13818-3 MPEG-2 Audio [49–50]. Суть сжатия основывается на устранении избыточности, содержащейся в звуковом сиг-

нале, и базируется на особенностях человеческого слуха. В частности, во внимание принимаются два эффекта: маскирование слабого по уровню тона близким по частоте сильным тоном и инерционность слуха.

В большинстве решений процесс кодирования звуковой информации в полосе 20 Гц...20 кГц можно представить обобщенной структурной схемой (рис. 6.5). Входной звуковой сигнал разделяется в блоке частотной и временной сегментации (БЧВС) на субполосы (обычно на 32) и тайм-слоты. Управление длительностью тайм-слотов осуществляет устройство психоакустического анализа (УПА). Информация каждой субполосы квантуется и кодируется, причем разрядность кодирования устанавливается динамически в соответствии с кривой маскирования слабого сигнала сильным в блоке распределения бит (БРБ). Граница маскирования получается путем внешнего спектрального анализа психоакустической модели слуха.

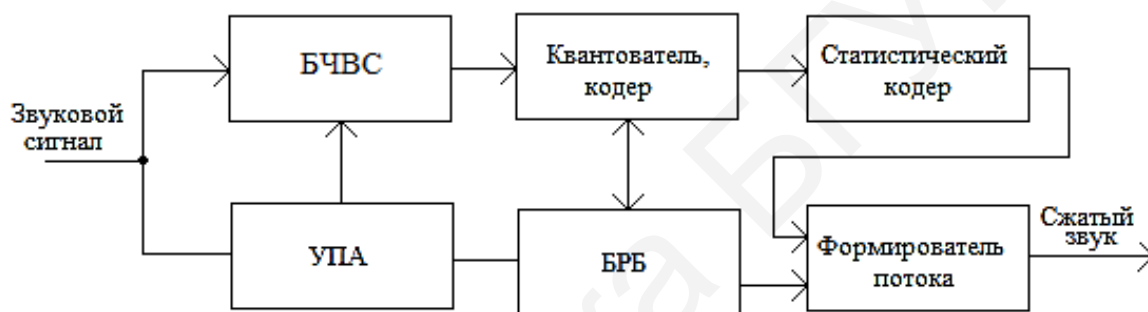


Рис. 6.5. Обобщенная структурная схема аудиокодера

В большинстве анализируемых субполос разрядность кодирования может быть понижена, и тем самым снижена результирующая скорость передачи данных. В зависимости от алгоритма обработки сигналов, например, Dolby AC-3 скорость данных может составлять 32, 64, 112, 128, 192, 256 или 384 Кбит/с. При выходной скорости 256 и даже 192 Кбит/с полученное качество звучания может соответствовать качеству, которое обеспечивает компакт-диск [51–52].

Образованные в процессе сжатия цифровые последовательности видео и звука представляют собой элементарные потоки ES (Elementary Stream), каждый из которых в режиме вещания приводится к формату пакетированного элементарного потока PES (Packetized Elementary Stream), оснащенного заголовком. Длина PES-пакетов не фиксирована, но ограничена размером в 64 Кбайт. В заголовки PES-пакетов, наряду с данными сервисной информации, вносятся метки времени начала декодирования DTS транспортных пакетов и метки времени представления PTS (Presentation Time-Stamp) для указания момента представления видео- или аудиоданных для пользователей.

В MUX-1 осуществляется формирование однопрограммного потока данных на базе пакетов по 188 байт, содержащих отдельно видео, аудио и данные пользователей. Каждый цифровой пакет переносит один вид сообщений и начинается с заголовка в 4 байта (рис. 6.6). В заголовке содержится синхробайт

(01000111) как индикатор начала пакета, идентификатор номера программы PID (Program Identification) длиной в 13 бит, указатель счета пакетов (4 бита) для оценки их целостности и другие указатели. В части создаваемых пакетов присутствует поле адаптации, которое содержит метки времени PCR (Program Clock Reference) для синхронной работы устройств на стороне передачи и приема. Метки времени формируются при помощи стабильного источника частотой 27 МГц с последующим ее делением на 300. На приемной стороне с помощью меток PCR синхронизируется генератор с тактовой частотой 27 МГц, который осуществляет правильную работу ЦАП видео и звука, управление формированием строк, полей и кадров изображений.

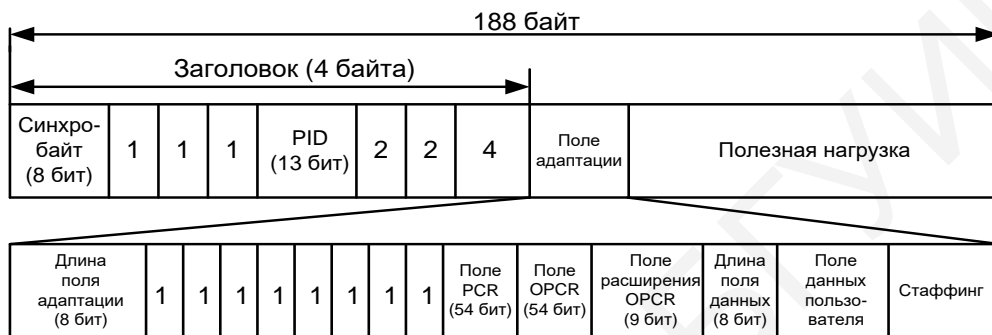


Рис. 6.6. Структура транспортного пакета

Современные кодеры сжатия видео- и звуковой информации, предназначенные для организации вещания, являются достаточно универсальными устройствами. Часто они создаются в виде единой конструкции и пригодны для решения многих целевых задач. Практически все из них работают с форматами SD/HD качества, обеспечивают параллельную обработку сигналов по нескольким каналам, имеют различные типы входных (SD/HD-SDI, $YCbCr$, PAL/SECAM) и выходных (ASI, IP-Ethernet) интерфейсов. Они способны работать с цифровыми сигналами различного разрешения (1920×1080i, 1280×720p, 720×576i), использовать размер кадра 16:9, 4:3, обрабатывать несколько звуковых каналов, в том числе вложенные звуковые сигналы в поток SDI.

Высокоскоростные данные пользователей (до 20 Мбит/с) поступают для передачи через последовательный синхронный интерфейс RS-422. Низкоскоростные асинхронные данные подаются для обработки через порт RS-232 на центральный микропроцессор (ЦМП).

ЦМП выполняет функции управления работой блоков цифрового кодера и контроля его устройств. При включении питания цифрового кодера по хранящимся в энергонезависимой памяти (флэш-памяти) загрузочным данным этот микропроцессор конфигурирует и устанавливает рабочие параметры всех устройств кодера и заносит программу их работы в оперативную память (ОЗУ). Программа является инструкцией по выполнению всех операций внутри цифрового кодера. Для отладки и обновления ПО существует блок отладки и обновления (БОиО), а также отдельная энергонезависимая память, хранящая

предыдущие загрузочные версии ПО. ЦМП осуществляет также взаимодействие с внешними по отношению к цифровому кодеру устройствами.

Если в подсистеме предусмотрен интерфейс Ethernet 10 Base-T, то параметры кодера можно изменять дистанционно от общей системы управления. В частных случаях управление и диагностику осуществляют с помощью ПК через интерфейс RS-232. Используя ЦМП, можно создать минимально необходимый набор таблиц служебной информации PSI/SI и присвоить персональные идентификаторы (PID) различным элементарным потокам (видео, аудио, данные). Ввод таблиц и значений PID производится с панели цифрового кодера.

6.1.3. Подсистема мультиплексирования программ в транспортный поток

Базовыми устройствами этой подсистемы (рис. 6.7) являются: цифровая коммутационная матрица (КМ); системные мультиплексоры (основной MUX-2 и резервный MUX-3); блок условного доступа (БУД); блок ввода служебной информации и дополнительных данных (БВСИ); устройства ввода данных сети Интернет; процессор системы статистического мультиплексирования (ПССМ).

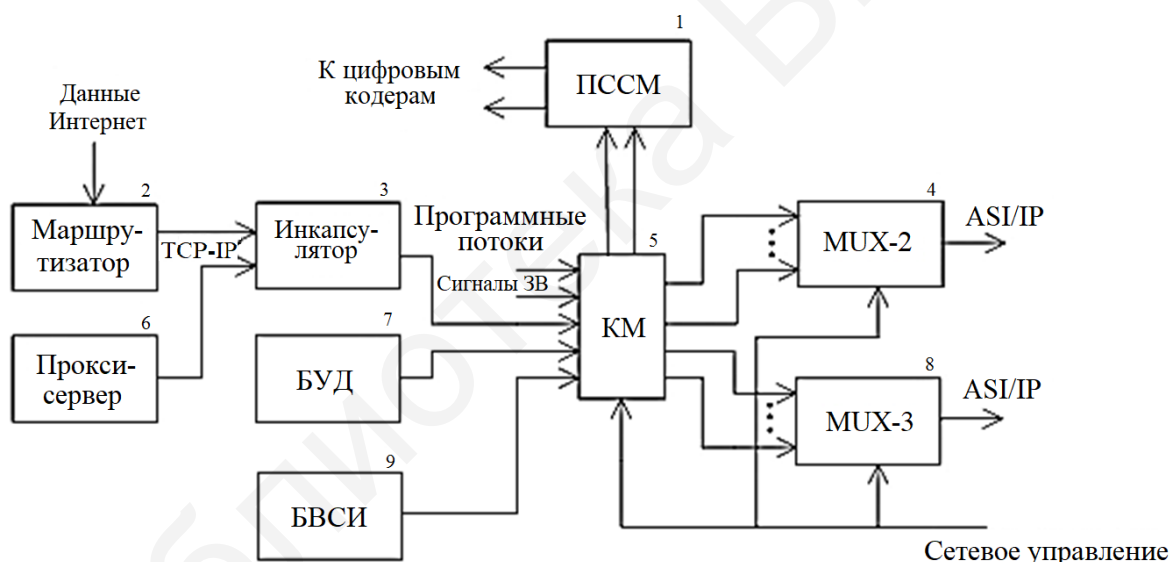


Рис. 6.7. Подсистема мультиплексирования

На вход коммутационной матрицы поступают цифровые ТВ-программы, сигналы звукового вещания, служебная информация, сигналы условного доступа, данные сети Интернет и другие сообщения. Системный мультиплексор является многовходовым процессорным устройством. В нем осуществляется асинхронное объединение цифровых потоков отдельных программ, которые имеют различную временную базу, поскольку доставляются из разных мест по различным телекоммуникационным каналам. В состав мультиплексора обычно входит встроенный скремблер системы условного доступа, управляемый по протоколу Simulcrypt и обеспечивающий закрытие ТВ-программ. Блок условного доступа формирует и шифрует сообщения контроля доступом и разрешения на доступ, необходимые для исключения несанкционированного приема (см. разд. 10).

На выходе системного мультиплексора создается транспортный поток (ТП), который переносит группу программ и представляет собой следующие друг за другом цифровые пакеты по 188 байт. В некоторую часть передаваемых пакетов ТП вносится служебная информация о транслируемых программах в виде таблиц, сообщения условного доступа, данные электронного путеводителя по программам, телетекст, субтитры, страницы сети Интернет, многоязыковое сопровождение программ и другие сведения. Объем вспомогательной информации может составлять 6...8 % от общего объема передаваемых данных.

Поступившие по сети Интернет данные вводятся в маршрутизатор и подаются на инкапсулятор, который преобразует IP-данные из протокола TCP/IP в пакеты транспортного потока DVB. Инкапсулятор может располагаться вблизи MUX-2 и MUX-3 или у интернет-провайдера рядом с прокси-сервером и маршрутизатором доставки данных сети Интернет. Число ТВ-программ, входящих в состав сформированного подсистемой цифрового мультиплекса, определяется форматом сжатия данных, скоростью потока на программу и шириной полосы спутникового канала.

Практически все современные системные мультиплексоры поддерживают функцию статистического мультиплексирования. Она позволяет увеличить пропускную способность передающей системы благодаря экономии полосы пропускания на программу. Суть данного принципа состоит в анализе видеопотоков, поступивших на процессор системы статистического мультиплексирования, по их сложности представления и динамике изображений во времени. Процессор отслеживает соотношение между скоростью передачи видеоданных и величиной допустимого качества изображения по каждой программе. По обратным каналам процессор корректирует коэффициент сжатия каждого видеокодера, изменяя выходную скорость видеоданных и полосу на программу, не выходя по скорости за пределы пропускной способности канала. Скорость обмена информацией между кодерами и процессором составляет десятки мегабит в секунду, что позволяет несколько раз изменять коэффициенты сжатия видеокодеров за время одного кадра. Общая эффективность этой системы растет с ростом объема трансляций и при 8...10 программах может составлять 20...25 %.

Алгоритмы статистического мультиплексирования не зависят от формата видео, поэтому система может работать с видеoinформацией стандартной и высокой четкости, а также с любыми форматами компрессии (MPEG-2, MPEG-4/H.264). Для исключения дистанционных ограничений в выборе мест установки мультиплексора и повышения надежности доставки цифрового мультиплекса можно использовать не ASI, а IP-Ethernet-интерфейсы.

Выходная скорость транспортного потока V_0 определяется числом переносимых ТВ-и ЗВ-программ, объемом служебных и вспомогательных данных, шириной полосы спутникового канала, стандартом вещания (DVB-S/S2) и для типовых решений может составлять 40...75 Мбит/с.

6.1.4. Подсистема помехоустойчивого кодирования и модуляции

Данная подсистема применительно к требованиям стандартов DVB-S/S2 (рис. 6.8) решает следующие функциональные задачи: скремблирование (перемешивание) состава входного транспортного потока, его внешнее и внутреннее помехоустойчивое кодирование, перемежение символов и модуляцию несущей на промежуточной частоте (70, 140 МГц или в L-диапазоне частот).

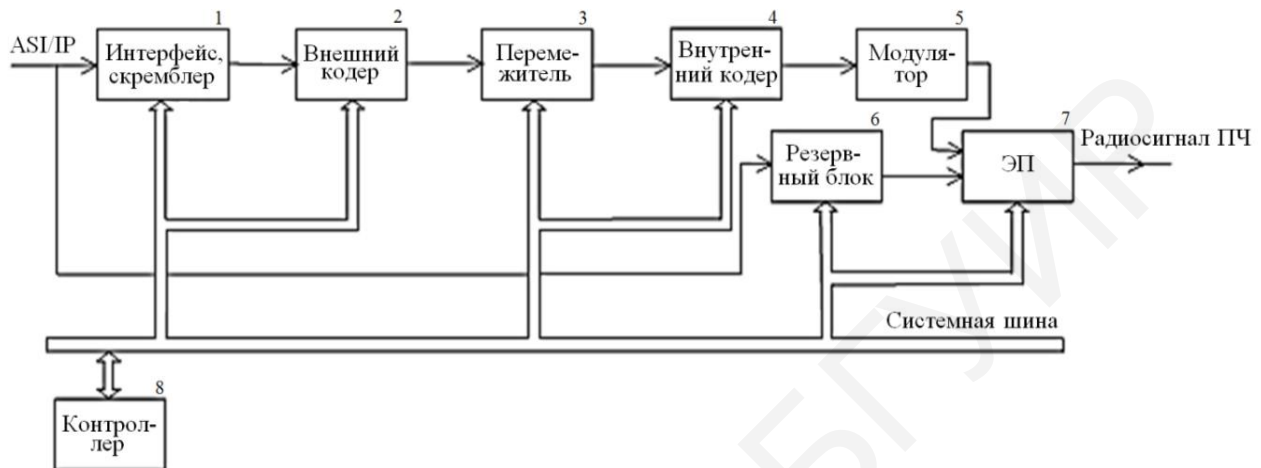


Рис. 6.8. Подсистема канального кодирования и модуляции

Поступивший на вход подсистемы транспортный поток в формате ASI/IP проходит через входной интерфейс на скремблер, который формирует псевдослучайную последовательность с практически равновероятным появлением на его выходе нулей и единиц. В результате скремблирования исключаются длинные серии нулей и единиц в потоке, обеспечивается равномерное распределение энергии на выходе передающего тракта, реализуются требования Регламента радиосвязи на величину ППМ у поверхности Земли, а также упрощается процесс выделения тактовой частоты на приемной стороне.

Процедура скремблирования (рандомизации) осуществляется путем сложения по модулю 2 данных входного потока с данными, прошедшими через генератор псевдослучайной последовательности (ГПСМ). Генератор представляет собой регистр сдвига на пятнадцати ячейках памяти (рис. 6.9), работа которого описывается полиномом $P(x) = 1 + x^{14} + x^{15}$.

Скремблер относится к классу управляемых устройств безызбыточного кодирования. Состояние ячеек памяти регистра устанавливается через восемь пакетов внешней инициализирующей последовательностью (100101010000000) и дополнительные биты в исходный поток не вносятся. Первый синхробайт заголовка ТП не скремблируется. Для этого на время его действия ГПСМ отключается с помощью электронного ключа ЭК 1. Восстановление исходных данных на приемной стороне осуществляется дескремблером, который вычитает внесенную скремблером псевдослучайность. Синхронизация дескремблера достигается за счет инвертирования первого синхробайта через восемь пакетов.

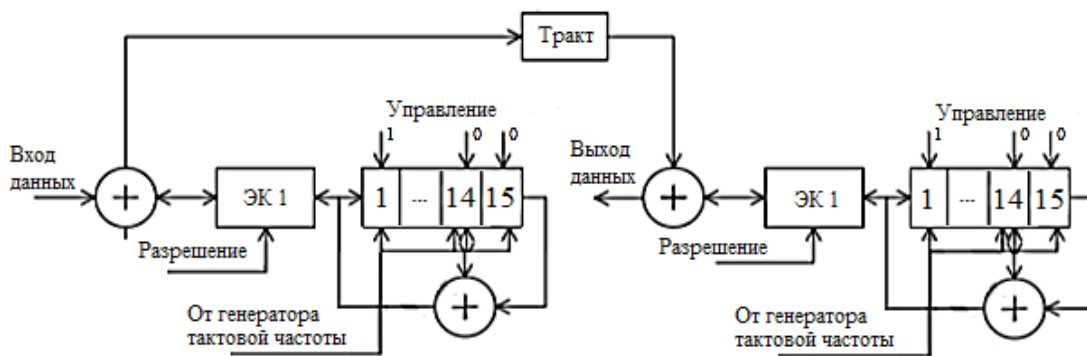


Рис. 6.9. Структурная схема скремблера и дескремблера

Блочный кодер Рида – Соломона (рис. 6.10) по стандарту DVB-S является внешним, строится на базе недвоичного кода с байтовой структурой символов и длиной кодового слова $n = 2^8 - 1$ байт. Блочное кодирование PC относится к подклассу систематических циклических кодов BCH. Для сокращения длины кодового слова в кодере PC системы DVB-S используют укороченный код (204, 188, $t = 8$), который образуется из кода (255, 239, $t = 8$) отбрасыванием на его выходе введенного в процессе кодирования 51-го нулевого символа. Значение t – число исправляемых байт в кодовом слове.

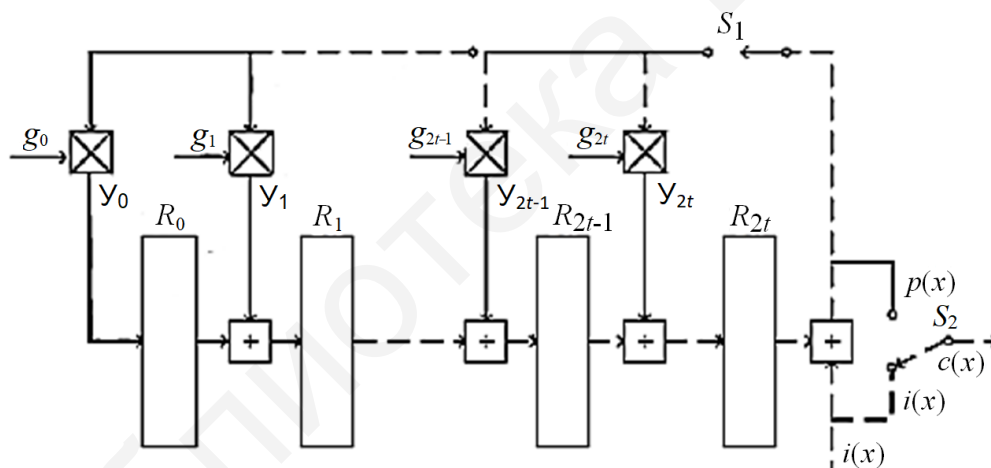


Рис 6.10. Структурная схема кодера Рида – Соломона

Для формирования проверочных символов (16 байт) задействована группа 8-разрядных регистров сдвига $R_0 \dots R_{2t}$ и группа умножителей $y_0 \dots y_{2t}$, обеспечивающих перемножение поступающих данных $i(x)$ на коэффициенты g_j порождающего полинома $g(x) = \sum_{j=0}^{2t} g_j \cdot x^j$. Суть работы кодера PC состоит в формировании $2t = n - k$ проверочных символов (при замкнутом ключе S_1) из k – исходных символов информационного блока $i(x)$, которые одновременно поступают через ключ S_2 на выход кодера. После прохождения данных входного блока $i(x)$ по всем регистрам устройства происходит присоединение полученных $n - k$ проверочных символов к исходным с образованием кодового сло-

ва $c(x) = i(x) \cdot g(x)$. При этом ключ S_1 разомкнут, а ключ S_2 находится в верхнем положении.

На стороне приема для каждого транспортного пакета (204 байт) вычисляются полиномы синдромов ошибки. Синдромы ошибок получаются делением кодового слова на порождающие полиномы. Если деление без остатка, то ошибок нет. При наличии остатка от деления производится нахождение позиций символьных ошибок (по алгоритму поиска Ченя) и восстановление данных путем решения системы уравнений.

Переमेжитель и деперемежитель системы DVB-S построены по схеме Форни (рис. 6.11) с байтовым перемежением глубиной в 12 байт.

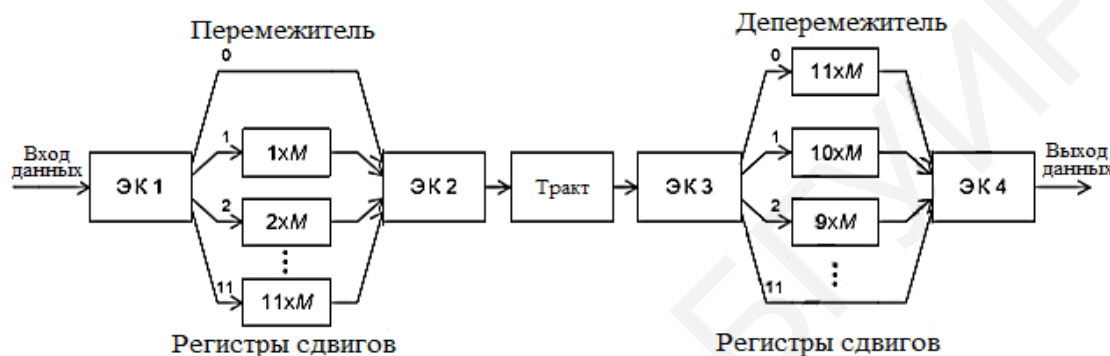


Рис. 6.11. Структурная схема перемежителя – деперемежителя

Работа перемежителя основана на поочередном синхронном подключении (с помощью электронных ключей ЭК) на его вход и выход одной из двенадцати параллельных ветвей при каждом поступлении на вход устройства байта информации. Во всех ветвях, за исключением первой, присутствуют регистры сдвига длиной в $n \cdot M$, где n – номер ветви, $M = 17$. Транспортный пакет в 204 байта обрабатывается за семнадцать циклов ($204/12$). Первый синхробайт пакета данных проходит по нулевой ветви без задержки. В результате принятых условий поступающие байты разносятся во времени и располагаются на выходе перемежителя в новом порядке. Процедура перемежения не изменяет скорость данных, а вносит в поток временную задержку. По сравнению с блочным способом перемежения данный способ сверточного перемежения позволяет более чем в два раза сократить объем памяти. На приемной стороне деперемежителем данных строится аналогичным образом, но с зеркальным размещением ветвей. Нулевая ветвь вносит максимальную задержку в 187 байт, а ветвь с $n = 11$ – нулевую задержку. Синхронизация перемежителя осуществляется стартовой синхрогруппой пакета.

Сверточный кодер системы DVB-S является устройством несистематического кода с непрерывным кодированием поступающих данных. Он состоит из шести ячеек памяти, двух многовходовых сумматоров по модулю 2 и перфоратора (рис. 6.12). Базовая схема кодера рассчитана на скорость кода $R_{СК} = 1/2$, другие значения $R_{СК}$ получаются перфорацией (выкалыванием) данных. Длина кодового ограничения K принята равной 7, что соответствует $2^{K-1} = 64$ – постоянно решетчатой диаграммы, описывающей кодер. Увеличение конструк-

тивной длины K повышает эффективность кода, но усложняет процесс и время декодирования. Значения символов на выходах X и Y зависят от входных данных и смещаемых с тактовой частотой данных в ячейках памяти D_i .

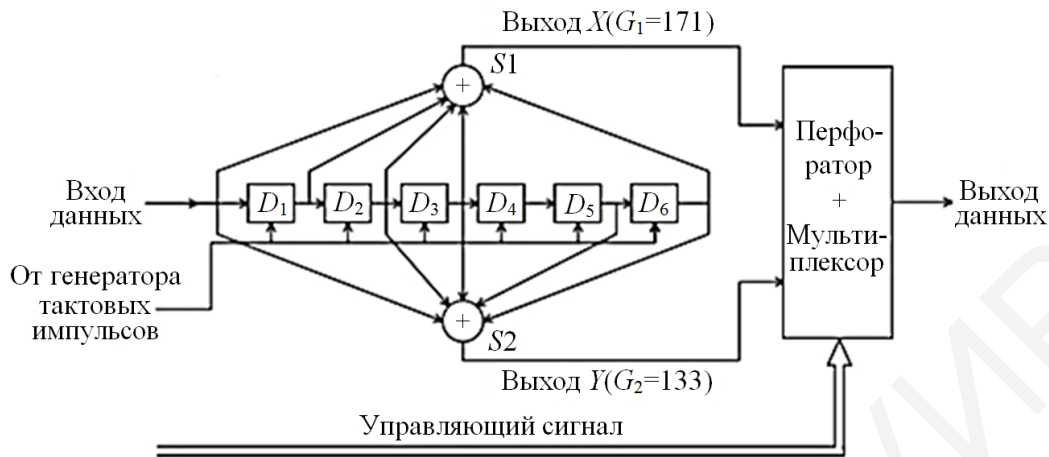


Рис 6.12. Структурная схема внутреннего сверточного кодера с длиной кодового ограничения $K = 7$

Схема соединения ячеек памяти $D_1 \dots D_6$ с сумматорами S_1 и S_2 в данном решении отвечает случаю максимального свободного расстояния кода $d_C = t + 1$ и описывается порождающими полиномами в восьмеричной системе $G_1 = 171$ (1111001) для верхней и $G_2 = 133$ (1011011) для нижней ветви. Единицы в G_1 и G_2 указывают на наличие соединений ячеек с сумматорами, нули – на их отсутствие. Перфорация данных осуществляется по определенной схеме, заданной стандартом (табл. 6.1).

Таблица 6.1

Схема выкалывания символов

$R_{СК}$	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
X	1	10	101	10101	1000101
Y	1	11	110	11010	1111010

Примечание. 1 – символ передается; 0 – символ не передается.

Для получения скорости кода $R_{СК} = 3/4$ из 3 бит, действующих в верхней ветви, выкалывается перфоратором второй, а из 3 бит нижней ветви – третий. В результате на общем выходе кодера во временном интервале трех входных бит располагается четыре, что увеличивает скорость данных в $1/R_{СК} = 4/3$.

В системах второго поколения DVB-S2 внешний кодер использует систематическое, блочное кодирование кодом Боуза – Чоудхури – Хоквингема и внутреннее – кодом с низкой плотностью проверки на четность. В процессе кодирования кодом BCH определяется остаток $S(x)$ от деления полинома $u(x)$ кодируемого слова, умноженного на x^{n-k} , на порождающий полином:

$$S(x) = x^{n-k} \cdot u(x) \cdot \text{mod } g(x). \quad (6.5)$$

Полученный остаток присоединяется к информационной части. Отличие ВСН-кодирования от кодирования кодом РС состоит в выборе порождающего полинома $g(x)$ и использовании двоичной, а не байтовой структуры символов.

Код LDPC относится к классу линейных блочных систематических кодов. Кодовое слово формируется умножением исходного информационного слова на порождающую матрицу, содержащую в основном нули и относительно малое количество единиц (меньше 10) в строках и столбцах. Синдром ошибки при декодировании LDPC вычисляется как произведение строки каждого слова на транспонированную проверочную матрицу. Процедура исправления ошибок выполняется по определенной схеме последовательными шагами. Первое исправление начинается с символа, входящего в наибольшее число ненулевых синдромов. Затем следуют исправления для всех проверочных синдромов. То есть осуществляется итеративное декодирование [44].

Модулятор системы DVB-S основан на схеме с квадратурной фазовой модуляцией QPSK. В системе стандарта DVB-DSNG EN 301 210 [7] в дополнение к модуляции QPSK рекомендуется использовать модуляции PSK-8 и QAM-16, которые предназначены для спутниковой видеожурналистики и доставки ТВ-программ на профессиональное оборудование телецентров с большими антеннами. Применение высокоформатных видов модуляции позволяет сократить ширину полосы, занимаемой информацией, и снизить затраты на аренду частотного ресурса ИСЗ.

В системах DVB-S2 для приема спутниковых программ на абонентское оборудование предпочтение получили два вида модуляции с постоянной огибающей: QPSK и 8-позиционная ФМ (PSK-8). При внестудийном вещании с передвижных телевизионных станций или репортажных комплексов на приемное оборудование телецентров рекомендовано дополнительно использовать амплитудно-фазовую модуляцию форматов APSK-16 и APSK-32 (рис. 6.13).

Эти виды модуляций по сравнению с QPSK позволяют почти в 2 и соответственно в 2,5 раза сократить полосы частот, занимаемые сигналами, и обеспечить экономию частотного ресурса и средств на аренду спутниковой полосы. При QPSK модуляции значения относительной кодовой скорости LDPC-кода составляют $1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9$ и $9/10$, при PSK-8 – $3/5, 2/3, 3/4, 5/6, 8/9, 9/10$, при APSK-16 – $2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9$ и $9/10$, при APSK-32 – $3/4, 4/5, 5/6, 8/9$ и $9/10$. Критерием достоверного приема информации для каналов с АБГШ служит уровень неисправленных пакетных ошибок с помощью двух ступеней декодирования, равный $P_{\text{ош.п}} \leq 10^{-7}$.

Помехоустойчивость приема при использовании APSK-16 и APSK-32 сопоставима с помехоустойчивостью систем с квадратурной амплитудной модуляцией QAM-16 и QAM-32. Однако рекомендуемые стандартом DVB-S2 форматы APSK-16 и APSK-32 лучше приспособлены для спутниковых сетей с квазилинейным режимом работы бортовых ретрансляторов, поскольку имеют меньшее число разнотипных амплитуд сигналов и меньший пик-фактор.

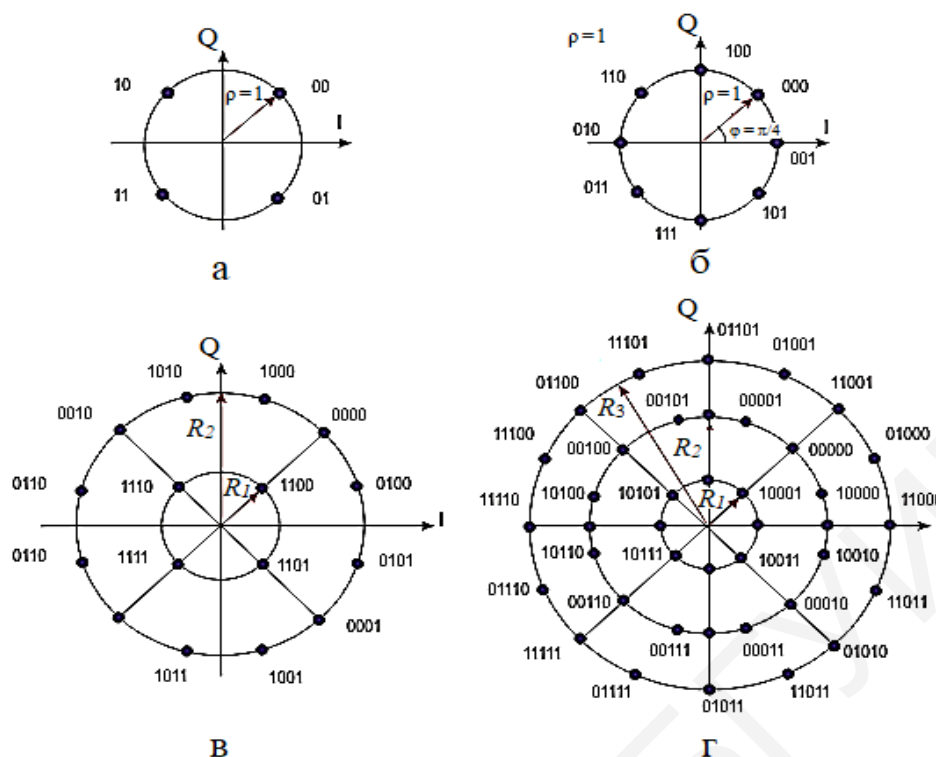


Рис 6.13. Схемы модуляции стандарта DVB-S2:
 а – QPSK; б – 8PSK; в – 16APSK; г – 32APSK

Оптимальные соотношения радиусов сигнальных созвездий для АФМ-16 и АФМ-32 приведены в табл. 6.2.

Таблица 6.2

Оптимальные соотношения радиусов сигнальных созвездий

R_L	2/3	3/4	4/5	5/6	8/9	9/10
АФМ-16 – R_2/R_1	3,15	2,85	2,75	2,70	2,60	2,57
АФМ-32 – R_2/R_1	–	2,84	2,72	2,64	2,54	2,53
АФМ-32 – R_3/R_2	–	5,27	4,87	4,64	4,33	4,3

Возвращаясь к общей структуре построения подсистемы (см. рис. 6.8), отметим, что все операции канального помехоустойчивого кодирования и модуляции обычно осуществляются в едином устройстве, называемом многофункциональным блоком модуляции. Выходы основного и резервного блоков модуляции соединены с электронным переключателем (ЭП), который по сигналам управления осуществляет требуемое переключение на рабочее устройство.

6.1.5. Подсистема радиотракта передачи

Данная подсистема (рис. 6.14) обеспечивает конвертацию фазомодулированного радиосигнала ПЧ в область частот передачи (С-, Ku- или Ka-диапазонов), его усиление до требуемой выходной мощности, объединение с другими несущими в блоке сложения и доставку группы модулированных несущих к передающей антенне ЗС 1.

Повышающий преобразователь частоты подсистемы определяет ее стабильность частоты, уровни фазовых шумов и интермодуляционных продуктов. Поэтому к нему по этим показателям предъявляют повышенные требования. Из двух боковых полос, образованных на выходе повышающего преобразователя с частотами $f_{Г.ПД} \pm f_{ПЧ}$, с помощью полосового фильтра боковой полосы выделяется и передается только одна из них. Усилители СВЧ-мощности обычно одноканальные и выполнены на транзисторах или электровакуумных приборах. Транзисторные СВЧ-усилители обладают улучшенной линейностью амплитудной характеристики, строятся по схеме суммирования мощностей и имеют общую выходную мощность в несколько сот ватт. На передающих станциях большой мощности (более 0,5 кВт) используют усилители на ЛБВ или клистронах. Ослабление внеполосных излучений на выходе подсистемы обеспечивают с помощью СВЧ-фильтров, которые расположены в блоке сложения сигналов разных несущих.

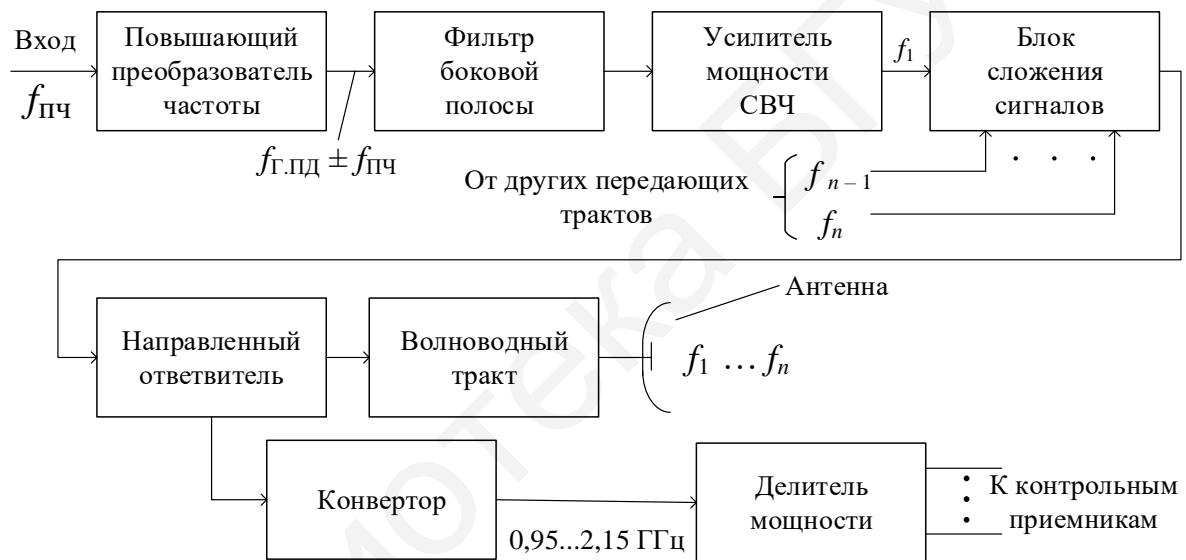


Рис. 6.14. Подсистема радиотракта передачи

Для контроля за качеством транслируемых программ на выходе станции с помощью направленного ответвителя осуществляется отбор части передаваемой мощности, конвертирование радиосигналов в полосу 0,95...2,15 ГГц и их подачу на контрольные цифровые приемники стандартов DVB-S/S2. Диаметр передающей антенны определяется назначением станции, диапазоном рабочих частот и может составлять от 2,7 до 10 м. ЭИИМ станций – 35...85 дБВт.

6.1.6. Подсистема мониторинга и управления

Все рассмотренные подсистемы передающего тракта цифрового спутникового вещания находятся под управлением и контролем подсистемы мониторинга и управления (ПМУ). Она обеспечивает конфигурирование передающего тракта и его отдельных устройств (кодера, мультиплексора, модулятора), контроль текущих параметров, управление пропускной способностью и переключение на резерв при наличии сбоев. ПМУ производит регистрацию всех не-

штатных событий в комплексе и позволяет с помощью интерфейса IP-Ethernet вести дистанционное управление его режимами работы.

6.2. Передача сервисной информации в транспортном потоке

6.2.1. Типы таблиц сервисной информации

Для правильного распознавания на приемной стороне переданных данных согласно стандарту ISO 13818-1 в состав транспортного потока вводится специальная служебная информация, образующая канал управления вещанием. Этот канал формируется на базе транспортных пакетов, в которые включены специфические сведения о программах (PSI – Program Specific Information) и дополнительные данные о характеристиках сетей, событиях, времени и т. д. Информация PSI и служебные данные объединены в общую так называемую PSI/SI сервисную информацию (SI – Service Information). Благодаря этой информации по указаниям пользователя на отображение конкретной программы осуществляется автоматическое конфигурирование приемника с установкой требуемых режимов работы, сбор пакетов с одинаковыми PID, информирование пользователя о выполнении запроса, предоставление различных мультимедийных услуг, в том числе электронного путеводителя по программам. Данные сервисной информации упаковываются в поле полезной нагрузки транспортных пакетов в виде ряда таблиц. Стандартом DVB-S/S2 предусмотрена обязательная и вспомогательная группы таблиц, каждая из которых содержит определенную информацию для решения функциональных задач при демультимплексировании пакетов на стороне приема (табл. 6.3).

Таблица 6.3

Характеристика таблиц сервисной информации

Тип таблицы	Код таблицы	Значения PID	Названия таблиц
PAT	0×00	0×00	Таблица размещения программ потока
CAT	0×01	0×10	Таблица условного доступа
PMT	0×02	Определяется в PAT	Таблица состава одной программы
TSDT	0×03	0×02	Таблица описания транспортного потока
NIT actual NIT other	0×40 0×41	0×10	Таблица сетевой информации
DT actual SDT other	0×42 0×46	0×11	Таблица описания предоставляемого сервиса
EIT	0×4E	0×12	Таблица событий
TDT	0×70	0×14	Таблица точного времени и даты
RST	0×71	0×13	Таблица статуса сервиса

В обязательное число таблиц, без которых невозможно обойтись при демультимплексировании требуемых программ на приемной стороне, входят следующие: таблица групп программ цифрового потока (PAT – Program Association Table); таблица состава отдельной программы (PMT – Program Map Table); таблица условного доступа (CAT – Conditional Access Table); таблица сетевой информации (NIT – Network Information Table).

К вспомогательной группе таблиц относятся: таблица информации о событиях (EIT – Event Information Table); таблица объединения букета программ (BAT – Bouquet Association Table); таблица описания служб (SDT – Service Description Table); таблица времени и даты (TDT – Time and Data Table) и др.

Все таблицы имеют свой код `table_id`, передаются в отдельных транспортных пакетах без промежутка между ними и содержат зарезервированные значения идентификаторов PID. Объем таблиц в зависимости от их назначения составляет от сотен байт до сотен килобайт. Заканчиваются таблицы контрольной суммой для проверки правильности передачи информации. Некоторые таблицы имеют одинаковые PID, но разные коды для их распознавания. Часть таблиц состоит из 2 видов: `actual` и `other`. Первый вид означает, что эти таблицы характеризуют текущие сведения, второй – данные, которые будут использованы в другой сети, например, в распределительной. Таблицы могут содержать дескрипторы, которые отображают информацию описательного характера.

Указателем местоположения таблиц в транспортном пакете является поле `pointer_field`. Если значение этого поля равно нулю (0×00), то новая таблица следует непосредственно за этим полем. Каждая таблица может передаваться в виде одной или нескольких секций. Их размер не должен превышать 1024 байт (за исключением секций таблицы EIT). В секцию входит заголовок, поле данных и поле кода циклической проверки CRC-32 на четность. Содержание всех таблиц, за исключением EIT (переносит информацию о расписании), не кодируется.

6.2.2. Характеристика таблиц сервисной информации

Таблица PAT содержит список всех программ, входящих в цифровой поток, и по умолчанию имеет идентификатор PID = 0, по которому осуществляется начало процедуры демультиплексирования пакетов. Структура этой таблицы (рис. 6.15), как правило, ограничена одной секцией и состоит из заголовка (8 байт), поля данных (переменная длина) и поля кода проверки на четность (4 байта). Началом заголовка таблицы является указатель ее типа `table_id = 0` (0×00) длиной 8 бит. Затем располагается следующие указатели: длина секции в байтах с учетом CRC-32 (12 бит), условный номер транспортного потока, в котором передается секция PAT (16 бит), номер версии таблицы (5 бит), номер данной секции (8 бит) и номер последней секции (8 бит). В указателе длины секции два старших разряда принимаются равными нулю и, следовательно, длина секции не превышает 1024 байт. При внесении изменений в таблицу номер версии увеличивается на единицу. Указатель «текущий/следующий» помечает секцию как действующую (1) или как вступающую в действие в ближайшее время (0). Номер последней секции указывает декодеру о завершении данных таблицы.

В поле данных таблицы PAT содержится список, в котором попарно указываются номера программ (16 бит), передаваемых в транспортном потоке, и соответствующие им значения идентификаторов PID (13 бит). В таблице PAT нулевым номером программы обозначена таблица NIT с PID = 16 (0×0010).

Таблица PMT содержит сведения о составе программы и по структуре аналогична таблице PAT. Ее заголовок увеличен до 12 байт. В заголовке указаны номер таблицы $table_id = 2$ (0×02), длина секции (12 бит), номер программы (16 бит), номер версии таблицы (5 бит), номер секции, номер последней секции (8 бит), идентификатор элементарного потока, в котором переносятся значения временных меток PCR (13 бит), а также число байт, заменяемых дескрипторами программы (12 бит).

Table_id (8 бит)	10 (2 бита)	Длина секции (12 бит)	Номер транс- портного по- тока (16 бит)	Номер версии (5 бит)	Номер секции (8 бит)	Номер пос- ледней сек- ции (8 бит)	Данные PAT (Переменная длина)	CRC (32 бит)
	Резерв/ (2 бита)		Резерв (2 бита)		Указатель текущий/следующий (1 бит)			

Рис. 6.15. Структура секции таблицы PAT

В поле данных таблицы PMT приводится перечень всех элементарных потоков, составляющих программу. Тип потока ($stream_id$) отмечается условным номером (8 бит). Например, 0×01 – MPEG-1 видео; 0×02 – MPEG-2 видео; 0×03 – MPEG-1 звук; 0×04 – MPEG-2 звук и т. д. Затем указывается соответствующий идентификатор ($elementary_PID$) ПЭП (13 бит) и длина дескриптора ЭП ($ES\ info\ length$). По этим значениям на приемной стороне из общей цифровой последовательности программы выделяются нужные элементарные потоки (видео, аудио, доменные сообщения условного доступа). Завершает секцию таблицы PMT контрольная сумма CRC-32.

Таблица условного доступа CAT предназначена для передачи сведений о закрытых программах, имеет $PID = 1$ и содержит заголовок (8 байт) с указанием типа таблицы $table_id = 0 \times 01$, а также поле данных и код CRC (4 байта). В поле данных таблицы присутствует номер системы ограниченного доступа ($Viaccess$, $Irdeto$, и др.), под которым она зарегистрирована в ETSI, и идентификатор PID транспортных пакетов, переносящих зашифрованные сообщения разрешения на доступ (CPD). В системе спутникового вещания таблица CAT состоит из одной секции и занимает только часть транспортного пакета, включая поле CRC-32.

Таблица сетевой информации (NIT – Network Information Table) включает информацию, относящуюся к системе доставки (спутниковая, кабельная, эфирная) и взаимосвязи с другими службами или потоками. Она содержит название сети ($Astra$, $Eutelsat$ и т. д.) и служб транспортных потоков. Информация в системе доставки сообщений с дескриптором $Satellite_delivery_system$ характеризует (в виде условных обозначений) тип спутника, его позицию, номер ствола, тип поляризации, метод модуляции, частоту канала, символьную скорость и относительную скорость кодирования. По данным этой таблицы осуществляется автоматическая настройка устройств спутникового приемника. Для минимизации времени доступа к требуемым каналам при их смене информация этой таблицы сохраняется в энергонезависимой памяти. Идентификатор группы пакетов таблицы NIT определяется в таблице PAT.

Таблица информации о событиях EIT содержит указания о начале и окончании текущего, следующего и будущих событий и предназначена для работы электронного путеводителя по программам EPG. Таблица EIT может быть представлена в сокращенном варианте с расчетом на текущее и следующие события и в полном – с расчетом на планируемые события (сроком от 1 до 7 суток). Сокращенный вариант таблицы передается в двух секциях, которые содержат идентификатор события `event_id`, время начала, длительность события, код языка, индикатор скремблирования, название события, краткое описание. На приемной стороне эти данные прочитываются и вносятся в соответствующие графы путеводителя EPG. В полном варианте задействовано 16 подтаблиц.

Таблица объединения букета программ BAT содержит указания о службах букета программ и позволяет пользователю работать с меню программ данной сети и выбирать интересующую его службу без использования сведений о частотах настройки и других параметрах потоков. Таблица описания служб SDT охватывает службы определенного потока и содержит их названия и параметры: код языка, состояние службы и др.

6.3. Обобщенная модель передающего тракта стандарта DVB-S2

На рис. 6.16 приведена структурная схема передающего тракта земной станции стандарта DVB-S2. На его вход могут поступать одиночные или групповые потоки непакетированных данных, транспортные потоки, организованные в пакеты по 188 байт, или IP-пакеты [9].

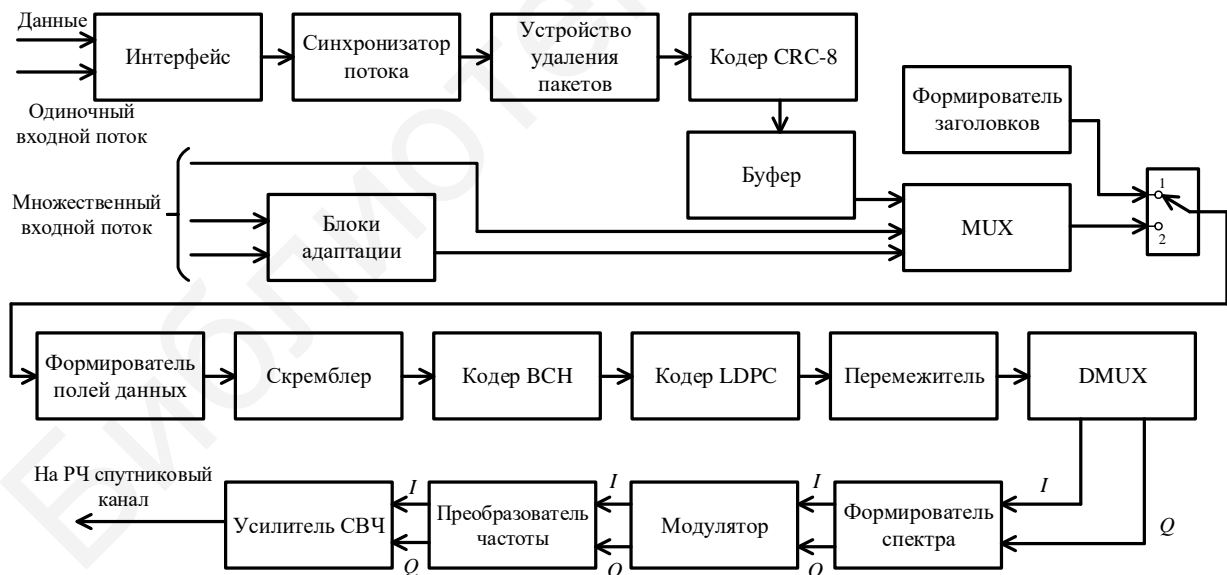


Рис. 6.16. Передающий тракт системы DVB-S2

Входной блок адаптации состоит из группы устройств и обеспечивает сопряжение потока поступающих данных с трактом передачи, синхронизацию потока (опционально), удаление нулевых пакетов (при использовании транспортного потока), кодирование кодом CRC-8 для обнаружения целостности пакетов в приемнике (для пакетированных данных) и объединение входных пото-

ков в мультиплексоре (MUX). Далее создается заголовок и на базе входного потока нарезаются пакеты данных согласно выбранным параметрам кодирования.

Заголовок имеет длину 80 бит и располагается перед каждым пакетом. В заголовке указывается тип потока (транспортный, непрерывный, с IP-структурой), режим адаптации (с постоянными – ССМ, изменяемыми – VCM или адаптивно изменяемыми параметрами кодирования и модуляции – АСМ), длина поля данных и другая информация. Длина поля данных с учетом заголовка составляет $K_{\text{ВСН}}$ (см. рис. 1.3) и зависит от кодовой скорости R_L кодера LDPC в соответствии с формулой (1.4).

Сформированные базовые пакеты подлежат скремблированию (за исключением заголовков) в 15-разрядном управляемом регистре сдвига с помощью внешней инициализирующей последовательности вида 100101010000000. Образованная псевдослучайная последовательность поступает на внешний кодер ВСН и внутренний кодер LDPC, обеспечивающие формирование кодового слова с постоянной длиной n_L , равной 64 800 бит (базовый формат) или 16 200 бит (усеченный формат).

Общая кодовая скорость при $n_L = 64\,800$ бит:

$$R_K = R_{\text{ВСН}} \cdot R_L = R_L - (t/4050). \quad (6.6)$$

После помехоустойчивого кодирования для форматов модуляции PSK-8, APSK-16, APSK-32 производится блочное перемежение бит. Процесс перемежения состоит в последовательном заполнении группы столбцов текущими данными с последующим считыванием из них данных по строкам, начиная со старшего разряда заголовка. Число столбцов соответствует кратности модуляции m , а их длина – n_L/m . Отдельно для модуляции PSK-8 с $R_L = 3/5$ считывание осуществляется с третьего столбца и ведется справа-налево.

Следующей процедурой является формирование КАМ-символов, объединяющих 2, 3, 4 или 5 бит в зависимости от формата модуляции, и их отображение в маппере в виде комплексных чисел $\tilde{Z} = Z \cdot \exp(j\varphi)$. Затем создаются кадры физического уровня. При этом цифровой пакет длиной n_L разбивается на целое число сегментов (слотов) $S = n_L/90 \cdot m$ по 90 КАМ-символов в каждом из них и оснащается общим заголовком (преамбулой) длиной в один сегмент (рис. 6.17).



Рис. 6.17. Структура кадра физического уровня

В зависимости от кратности модуляции $m = 2, 3, 4, 5$ в пределах кадра размещается 360, 240, 180 или 144 сегментов. Заголовок кадра включает сведения о начале кадра, параметрах кодирования и модуляции, наличии или отсутствии пилотных символов и служит для конфигурации цифрового приемника и

его синхронизации в условиях пониженного ОНШ на его входе. С целью надежной доставки информации о передаваемых параметрах вторая часть заголовка (64 символа) кодируется несистематическим двоичным кодом ($7, 64, d_{\text{мин}} = 32$).

При организации в мультимедийных сетях обмена информацией, проведении репортажей с мест событий или трансляций программ ТВ-вещания на профессиональные приемные системы, стандартом рекомендуется вводить в кадры физического уровня блоки по 36 пилотных символа (ПС). Их наличие способствует быстрому восстановлению потерянной синхронизации при неблагоприятных условиях приема. Блоки ПС располагаются в кадре через 16 слотов и их целое число в кадре составляет $\text{int} [(S - 1)/16]$. Каждый символ блока ПС немодулирован и представляется комплексным значением $I = Q = 1/\sqrt{2}$.

Потери в информационной скорости B_0 от присутствия в кадре физического уровня заголовка и пилотных символов определяются по формулам

$$L_{\text{зк}} = 1 + (90 m/n_L), \quad (6.7)$$

$$L_{\text{ПС}} = 1 + (36m \cdot \text{int} [(S - 1)/16]/n_L). \quad (6.8)$$

Величина потерь $L_{\text{ПС}}$ зависит от вида модуляции и для $m = 2, 3, 4, 5$ составляет соответственно 1,0244; 1,0233; 1,0244; 1,0222, т. е. около 2 %.

Сформированные кадры, исключая заголовки, подлежат безызбыточному кодированию в скремблере физического уровня для получения равномерного спектра в пределах полосы канала. В генераторе псевдослучайной последовательности скремблера используются два регистра сдвига по 18 ячеек памяти в каждом и группа сумматоров по модулю 2. Процедура скремблирования сводится к умножению амплитуд комплексных значений КАМ-символов ($I + jQ$) на комплексный ряд рандомизации ($C_I + jC_Q$) с получением $I_S = [IC_I + QC_Q]$ и $Q_S = [IC_Q + QC_I]$.

Вслед за процедурой повторного скремблирования данных следует формирование спектра с помощью фильтров Найквиста. В последующих каскадах тракта осуществляется цифровая модуляция сигнала на промежуточной частоте, его преобразование на частоту несущей с усилением мощности в С-, Ку- или Ка-диапазонах частот для передачи на спутник.

7. ПРИЕМНЫЕ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОГО СПУТНИКОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ

7.1. Приемные установки индивидуального пользования

7.1.1. Состав и базовые принципы построения приемных установок

Индивидуальные приемные установки (ПУ) цифрового спутникового мультимедийного вещания можно разделить на две группы: с перестраиваемой (позиционируемой) и фиксированной антеннами. ПУ первой группы более универсальны, т. к. позволяют дистанционно изменять координаты наведения антенны на требуемые ИСЗ, находящиеся в секторе видимой части дуги ГО с точки приема. ПУ второй группы проще в реализации, и их антенны наведены на конкретный спутник и не перестраиваются.

Стандартная по составу устройств индивидуальная ПУ с позиционируемой антенной (рис. 7.1) включает в себя: антенну с опорно-поворотным устройством (ОПУ); корректор поляризации (КП); конвертор; соединительный кабель (СК); цифровой приемник спутникового вещания (ЦПСВ); телевизор, позиционер и электропривод (актуатор), который обеспечивает перемещение антенны на заданный спутник по сигналам с позиционера.

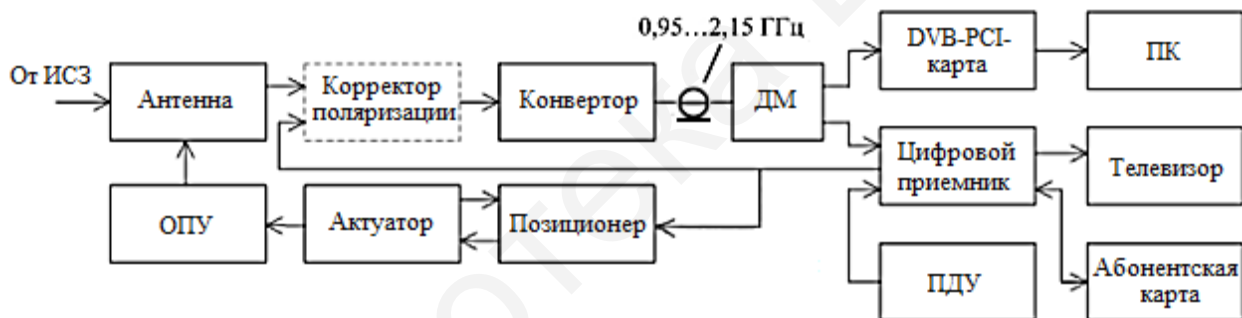


Рис. 7.1. Структурная схема приемной установки с позиционируемой антенной

Для упрощения конструкции ПУ корректор поляризации в большинстве современных решений отсутствует. Управление режимами работы ЦПСВ и внешних устройств осуществляется с пульта дистанционного управления (ПДУ). Для дешифрации закрытых программ используется абонентская карта (АК), размещаемая в картоприемнике ЦПСВ. Если требуется организовать одновременный прием программ на телевизор и компьютер, то в состав ПУ добавляется делитель мощности (ДМ) сигналов ПЧ, персональный компьютер (ПК), программное обеспечение (ПО) и DVB-PCI-карта. Карта представляет собой модульный вариант ЦПСВ с возможностью ее установки в ПК. Часть из указанных на рис. 7.1 устройств располагается вне помещения, другая часть, содержащая ДМ, ЦПСВ и телевизионный приемник, – внутри помещения.

Вторая группа индивидуальных ПУ предусматривает прием сигналов с одного или нескольких спутников на жестко фиксированные антенны и характеризуется низкой стоимостью и отсутствием в их составе корректора поляри-

зации, позиционера, актуатора и ОПУ. В качестве примера этого решения на рис. 7.2 приведена структурная схема установки с двумя малошумящими конверторами для приема сигналов на одну антенну с близкорасположенных на дуге ГО спутников (угловое разнесение в пределах $10...15^\circ$). Конверторы устанавливаются в области фокуса приемной антенны под некоторыми углами к главной оси ее диаграммы направленности. Выходы конверторов соединены с СВЧ-переключателем, поддерживающим стандарт цифрового управления спутниковым оборудованием DiSEqC (Digital Satellite Equipment Control). Технология DiSEqC разработана компанией Eutelsat и предназначена для управления по общему кабелю внешними по отношению к ЦПСВ устройствами (переключателями, мультисвитчами, конверторами, поляризаторами и др.). Управляющие сигналы этих устройств формируются в ЦПСВ на базе тонового сигнала 22 кГц и имеют байтовую структуру команд.

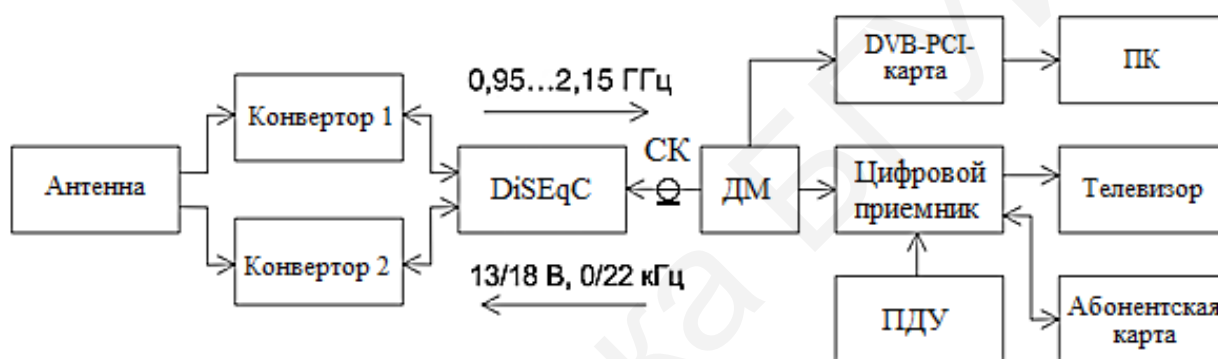


Рис. 7.2. Приемная установка с фиксированной антенной и двумя конверторами

Команды управления поступают от ЦПСВ на СВЧ-переключатель по соединительному коаксиальному кабелю (СК), по которому в прямом направлении производится доставка спутниковых сигналов. Подсоединение требуемого конвертора к приемнику осуществляется с помощью микроконтроллера (МК), расположенного в СВЧ-переключателе DiSEqC.

7.1.2. Приемная установка с позиционируемой антенной

Рассмотрим подробнее принцип работы ПУ с позиционируемой антенной (см. рис. 7.1), предназначенной для приема сигналов с линейной поляризацией в диапазоне частот $10,7...12,75$ ГГц. Транслируемые с ИСЗ сигналы переотражаются от зеркала антенны и поступают на облучатель, корректор поляризации (при его наличии) и конвертор, которые располагаются в зоне фокуса антенны и представляют собой жестко связанную конструкцию.

В качестве КП может использоваться поляризатор на эффекте Фарадея (см. рис. 4.6), который позволяет совместить направление векторов поляризации принятых сигналов с направлением элементов съема ЭМП конвертора и тем самым сократить уровень потерь из-за несоответствия настроек. Под действием управляющих сигналов (13/18 В и 0/22 кГц), поступающих со стороны

ЦПСВ, конвертор осуществляет разделение принятых антенной сигналов по поляризации и двум полосам частот, их усиление и преобразование требуемой из них в полосу первой ПЧ. На выходе конвертора присутствует примерно четвертая часть сигналов от общего числа принятых антенной, которые связаны с выбором определенной поляризации и поддиапазона частот.

В цифровом приемнике этой установки по команде с ПДУ осуществляется настройка ВЧ-устройств на частоту требуемого канала, демодуляция радиосигналов, канальное декодирование с прямым исправлением ошибок, выделение из TS-пакетов конкретной программы с помощью демультимплексора и преобразование цифровых видео- и аудиоданных в требуемый формат отображения и прослушивания. Благодаря частотной избирательности ВЧ-тракта приемника, на входе демодулятора присутствуют только радиосигналы одного спутникового канала. Управление перестройкой антенны и ее наведение на спутник производится с помощью позиционера, актуатора и ОПУ.

Для расширения функциональных возможностей данной ПУ на рис. 7.3 представлена комбинированная установка, в состав которой дополнительно включена фиксированная антенна 2 с конвертором 2. Эти устройства предназначены для работы в другом, чем базовая конструкция диапазоне частот (например, в С-диапазоне) или с другим видом поляризации (например, с круговой вместо линейной). Подключение одной из двух антенн к ЦПСВ осуществляется с помощью СВЧ-переключателя DiSEqC по командам с ПДУ.

Процессом перестройки базовой антенны 1 управляет позиционер, элементы которого на рис. 7.3 выделены пунктиром.

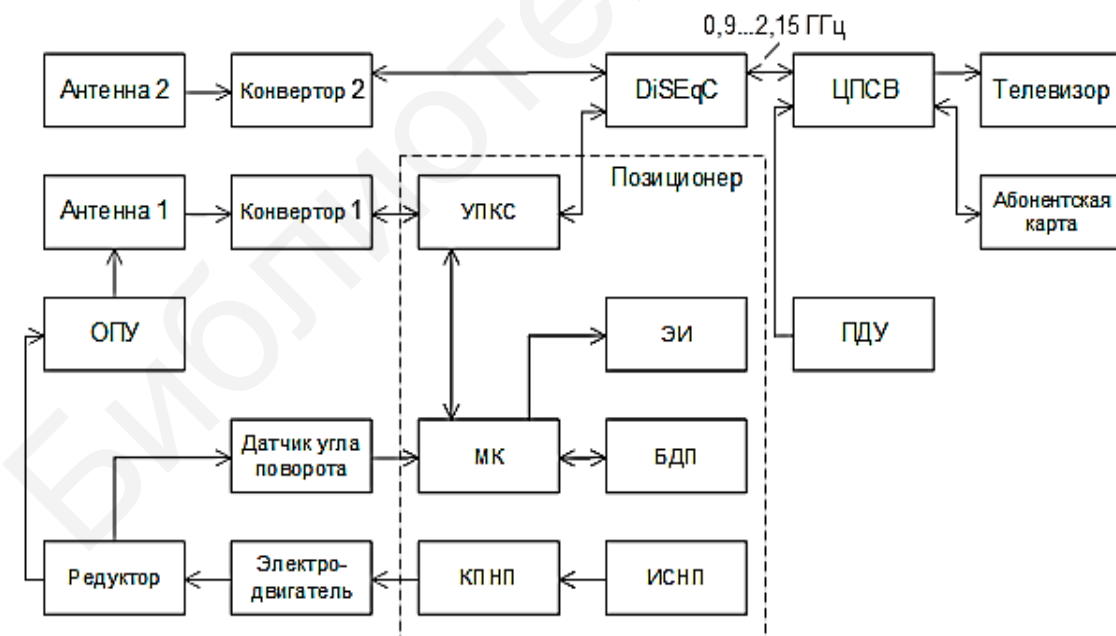


Рис. 7.3. Схема комбинированной двухантенной приемной установки

В состав позиционера входят: устройство передачи команд и сигналов (УПКС); микроконтроллер (МК); блок долговременной памяти (БДП); комму-

татор полярности напряжения питания (КППП); источник стабилизированного напряжения питания (ИСНП); электронный индикатор (ЭИ).

МК обеспечивает управление и контроль автоматического наведения антенны 1 на заданный ИСЗ. УПКС является «прозрачным устройством» для поступающих от ЦПСВ сигналов управления (13/18 В и 0/22 кГц) на конвертор 1 и для входных сигналов, преобразованных им в диапазон частот 0,95...2,15 ГГц. Это же устройство обеспечивает передачу цифровых команд от ЦПСВ на МК позиционера. В блоке памяти позиционера хранятся запрограммированные на предприятии или пересчитанные в процессе инсталляции параметры наведения антенны на ИСЗ, пределы ее перестройки, команды управления режимом работы и др. МК сравнивает текущие значения, поступающие от датчика угла поворота антенны, с содержащимися в памяти БДП данными о положении спутника на орбите. При совпадении сравниваемых значений электродвигатель электропривода останавливается. Для ограничения пределов углового перемещения антенны в позиционере предусмотрены элементы управления концевыми выключателями.

Для исключения несанкционированного просмотра, транслируемого с ИСЗ коммерческих программ, все модели приемников оснащены модулем условного доступа для дешифрации сигналов. Доступ к закрытым программам возможен только при наличии в слоте этого модуля оплаченной абонентской карты, поддерживающей соответствующие системы кодирования.

7.1.3. Особенности построения приемных установок с фиксированными антеннами

Приемные установки этого типа строятся на базе одной или в ряде случаев нескольких фиксированных антенн, в зоне фокуса которых располагается несколько конверторов. Конверторы устанавливаются на антенне под некоторым углом к оси симметрии так, чтобы обеспечивался прием сигналов каждым из них от требуемых спутников, находящихся на близких позициях (рис. 7.4).

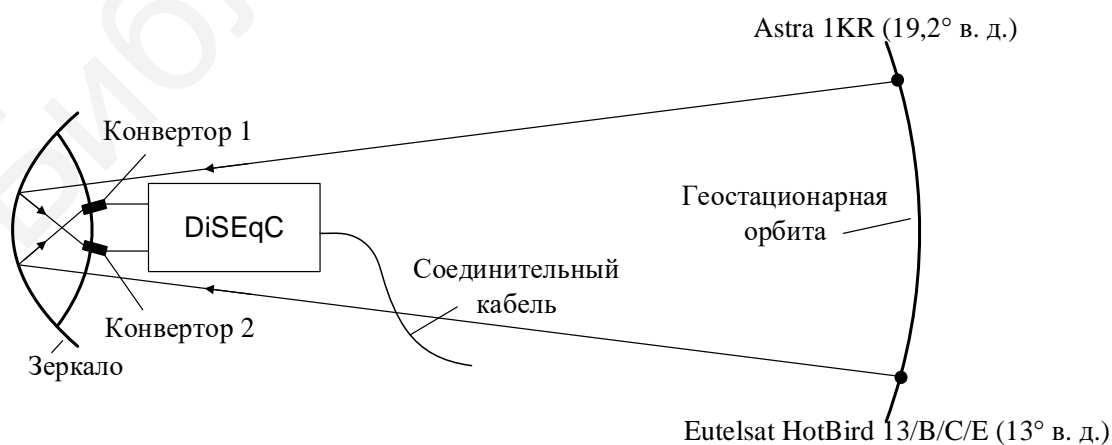


Рис. 7.4. Схема двухконверторного способа приема спутниковых сигналов

Если трансляции с ИСЗ ведутся на частотах с круговой и линейной поляризацией сигналов, то для надежности приема используются конверторы с соответствующей поляризацией. Размещение на антенне нескольких конверторов приводит к необходимости увеличения эффективной площади зеркала на 15...20 % по сравнению с приемом сигналов на антенну с одним конвертором.

Как отмечалось, для подключения требуемого конвертора или антенны к цифровому приемнику используется СВЧ-переключатель, поддерживающий технологию DiSEqC. Эта технология предусматривает несколько версий управления, часть из которых (версии 1.0; 1.1; 1.2) служит для организации однонаправленной передачи команд от ЦПСВ на исполнительное устройство, а другая (версии 2.0; 2.1; 2.2) – для работы в двух направлениях (в обратном направлении подтверждается результат соединения).

К самому нижнему уровню управления относится аналоговая версия Tone Burst для переключения двух конверторов. В соответствии с ней для фиксации одного из состояний СВЧ-переключателя используется тоновая посылка частотой 22 кГц, амплитудой 0,6 В и длительностью 12,5 мс, а для другого – импульсная посылка с чередованием фрагментов тонов (0,5 мс) и пауз (1 мс). Схема распознавания данных команд в переключателе достаточно проста и строится на аналоговых операционных усилителях.

Цифровые команды управления внешними устройствами формируются в ЦПСВ и имеют байтовую структуру объемом от 3 до 6 байт. Первые три байта в команде обязательные. Каждая команда содержит заголовок (1 байт), адрес периферийного устройства, с которым подлежит работать (1 байт), код команды, характеризующий тип выполняемой процедуры (1 байт) и данные для команд (от 0 до 3 байт). Заголовок обычно состоит из двух частей: 5 бит для синхронизации и 3 – для указания типа команды.

Номинальная длина бита в команде принята 1,5 мс. Логическая единица имеет длительность тональной посылки 0,5 мс и паузы 1 мс. Логический ноль имеет длительность тональной посылки 1 мс и паузы 0,5 мс (рис. 7.5).

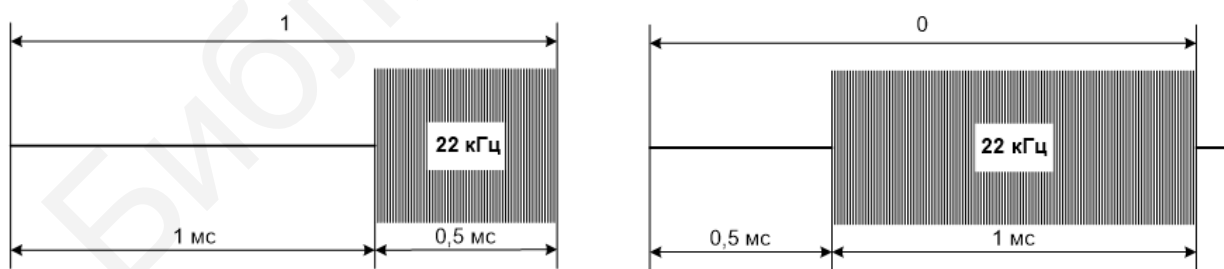


Рис. 7.5. Вид логических посылок в DiSEqC последовательности

Чтобы создать приемную установку с одной фиксированной антенной и четырьмя расположенными на ней конверторами, следует применить 4-позиционный СВЧ-переключатель формата DiSEqC с версией 1.0 или 2.0. Для этого решения на рис. 7.6 приведена упрощенная схема СВЧ-переключателя. По команде Option A/B с помощью ЭКЗ осуществляется выбор пары конверторов, связанных с СВЧ-входами 1 и 2 или 3 и 4. По команде Position A/B с по-

мощью ЭК 1 или ЭК 2 происходит выбор конкретного конвертора с выходами 1(2) или 3(4). После установления соединений рабочие ЭК остаются «прозрачными» для сигналов 13/18 В и 0/22 кГц, которые поступают от ЦПСВ.

Если в приемной установке предполагается задействовать две фиксированные антенны, содержащие по два конвертора на каждой из них, то, как и прежде, используется четырехпозиционный переключатель DiSEqC. Посредством команды Option A/B выбирается номер антенны, а посредством команды Position A/B – один из двух конверторов, расположенных на этой антенне. Микроконтроллер обеспечивает распознавание команд, их управление и, если необходимо, создает ответ об исполненных операциях.

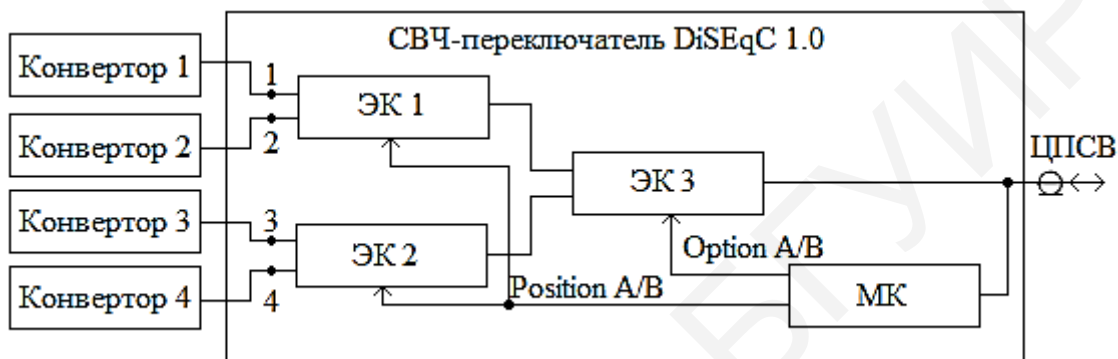


Рис. 7.6. Структурная схема переключателя DiSEqC 1.0

Очевидно, что при реализации ПУ с двумя конверторами и одной антенной (рис. 7.2) достаточно использовать двухпозиционный СВЧ-переключатель DiSEqC и задействовать одну команду Position A/B.

Команды и управляющие сигналы от ЦПСВ поступают на внешнее устройство коммутации в следующем порядке. Вначале подается напряжение, соответствующее выбранному типу поляризации, например, 13 В. После небольшой паузы передается цифровое DiSEqC-сообщение длительностью от 3 до 6 байт и через паузу в 15 мс следует аналоговая команда Tone Burst (рис. 7.7). Затем, если требуется осуществить в конверторе переключение частоты гетеродина, то передается тоновый сигнал с амплитудой 0 или 0,6 В. Управляемое устройство сохраняет свое состояние до поступления новой команды.

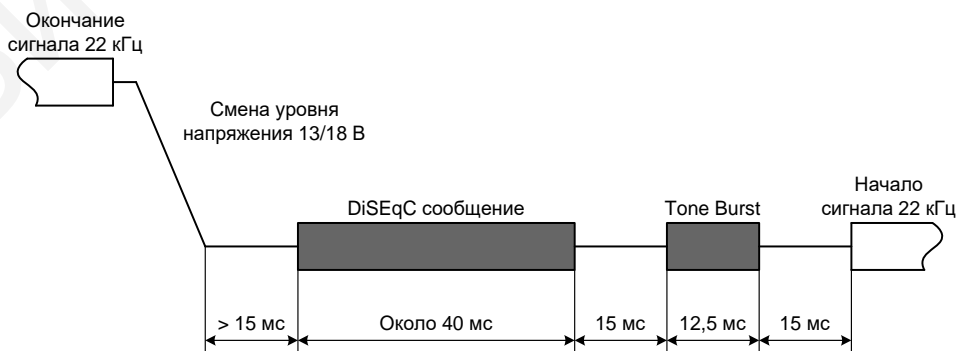


Рис. 7.7. Управляющая последовательность для переключения внешнего оборудования

Наличие аналоговой команды Tone Burst позволяет в сочетании с цифровыми командами Option A/B и Position A/B создавать более сложные по структуре решения с двумя антеннами и четырьмя конверторами на каждой из них.

Для этого четырехпозиционный DiSEqC версии 1.0 или 2.0 дооснащается четырьмя двухпозиционными переключателями, поддерживающими режим управления Tone Burst. В образованном устройстве с восемью входами командой Option A/B выбирается номер антенны, командой Position A/B – пара конверторов на антенне и командой Tone Burst – конкретный конвертор из пары.

7.2. Малошумящие конверторы приемных систем

7.2.1. Типы конверторов и их структура построения

Конверторы систем спутникового приема представляют собой малошумящие внешние устройства (LNB – Low Noise Block) с волноводным входом со стороны антенны и с одним или несколькими коаксиальными выходами. В конструктивном и функциональном отношениях выпускаемые модели конверторов достаточно разнообразны. Большинство из них предназначены только для работы в С-, Ku- или Ka-диапазонах частот. Реже используются совмещенные двухдиапазонные конструкции.

Малошумящие конверторы оснащаются различными типами волноводных облучателей круглого сечения. Для оптимальной работы с офсетными антеннами используются рупорные облучатели, а для работы с прямофокусными антеннами – облучатели под фланец типа С 120 (см. рис. 3.2). Конверторы С-диапазона в основном рассчитаны на входную полосу частот 3,4...4,2 ГГц, круговую поляризацию сигналов с правым (*R*) и левым (*L*) вращением электромагнитных волн и выходную полосу частот 0,95...1,75 ГГц (частота гетеродина – 5,15 ГГц). Конверторы Ku-диапазона более разнообразны в техническом исполнении и предназначаются для работы в полосах спутниковых служб с возможностью приема сигналов с линейной или круговой поляризацией волн.

Среди моделей Ku-диапазона широкое распространение получили универсальные полнодиапазонные конверторы. Они принимают сигналы в полосе частот 10,7...12,75 ГГц с линейной поляризацией волн и осуществляют их преобразование в полосу 0,95...2,15 ГГц.

В состав этого типа конверторов (рис. 7.8) входят: поляризационный селектор (ПС); малошумящие усилители (МШУ); полосовой фильтр (ПФ); смеситель (См); два гетеродина (Г 1 и Г 2); усилитель промежуточной частоты (УПЧ); преобразователь напряжений (ПН); два управляемых электронных ключа (ЭК 1) и (ЭК 2); устройство разделения сигналов (УРС) разных направлений.

Поляризационный селектор полнодиапазонного конвертора состоит из отрезка круглого волновода с двумя ортогонально расположенными в нем электрическими зондами, выходы которых соединены с МШУ. Выбор входных сигналов с требуемой поляризацией (горизонтальной или вертикальной) осуществляется подачей с ЦПСВ (по соединительному кабелю) управляющего напряжения 13 или 18 В на ЭК 1, который коммутирует соединение от ПН на

МШУ 1 или МШУ 2. При наличии на ЭК 1 напряжения 13 В питание от ПН поступает на МШУ 1, и усилению подлежат принятые сигналы с вертикальной поляризацией. При подаче на этот же ключ 18 В питание от ПН поступает на МШУ 2, который усиливает принятые сигналы с горизонтальной поляризацией.

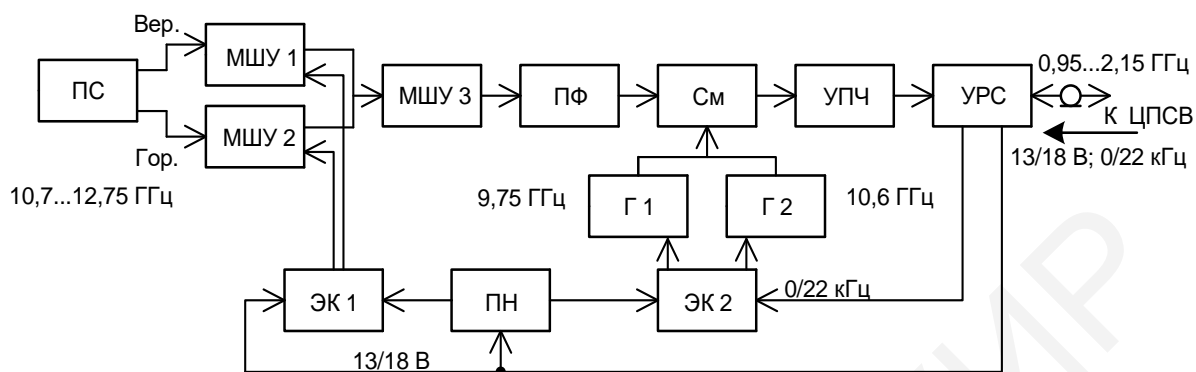


Рис. 7.8. Структурная схема полнодиапазонного конвертора

МШУ 1 и МШУ 2 выполнены на малошумящих транзисторах с быстрым переносом электронов типа НЕМТ (High Electron Mobility Transistor). Они обеспечивают усиление 10...12 дБ и низкий уровень шума 0,2...0,6 дБ. НЕМТ-транзисторы представляют собой гетероструктуру на арсениде галлия (GaAs) или фосфиде индия (InP) и реализуются посредством передовых технологий с субмикронным разрешением. Усилитель МШУ 3 выполняется на биполярных транзисторах по схеме максимального усиления. Полосовой фильтр (ПФ) ослабляет сигналы вне полосы пропускания 10,7...12,75 ГГц, в том числе сигналы на зеркальных частотах 7,6...9,65 ГГц. Обычно ПФ многосвязный на отрезках микрополосковых линий. Смеситель строится на СВЧ-диодах или полевых транзисторах по балансной или двойной балансной схемам. Коэффициент преобразования смесителя в данной структуре построения конвертора не является основным показателем. Важнее для него – уровень подавления амплитудных и фазовых шумов, вносимых гетеродином, надежность и простота реализации устройства. Поэтому в конверторах, особенно Ка-диапазона частот, могут применяться балансные и двухбалансные смесители, работающие на гармониках частоты гетеродина. Несмотря на меньшую эффективность преобразования, они позволяют в разы снизить частоту гетеродинов, упростить построение и повысить развязку между каналами взаимодействующих частот [53].

В стандартных универсальных конверторах Ку-диапазона для преобразования входных сигналов задействовано два гетеродина, работающих на разных фиксированных частотах. Они выполнены на полевых транзисторах с барьером Шоттки (ПТШ) и используют внешнюю стабилизацию частоты с помощью диэлектрических резонаторов на основе титаната кальция и алюмината лантана. Сочетание этих материалов с высоким значением диэлектрической проницаемости ($\epsilon_d \approx 35...40$) выбрано из условия обеспечения низкого температурного ухода частоты и высокой ненагруженной добротности резонансных элементов (1...3 тыс. ед.). Гетеродин Г 1 настроен на частоту 9,75 ГГц, гетеродин Г 2 – на

частоту 10,6 ГГц. Напряжение питания на требуемый гетеродин поступает с ПН через ЭК 2 под действием управляющего сигнала в виде меандра с частотой 22 кГц. При нулевой амплитуде этого сигнала по умолчанию включен Г 1 и осуществляется преобразование входных сигналов из нижнего поддиапазона 10,7...11,9 ГГц в полосу 0,95...2,15 ГГц. При подаче на ЭК 2 управляющего сигнала 22 кГц с амплитудой 0,6...0,7 В питание от ПН поступает на Г 2 и осуществляется преобразование сигналов из верхнего поддиапазона частот 11,55...12,75 ГГц в ту же полосу первой ПЧ (рис. 7.9).

Преобразованные на ПЧ сигналы усиливаются на 30...35 дБ в многокаскадном УПЧ, выполненном на микросхеме, и затем поступают через УРС на коаксиальный выход конвертора. Питание на УПЧ подается от ПН, в котором требуемые напряжения формируются из управляющих напряжений 13 или 18 В.

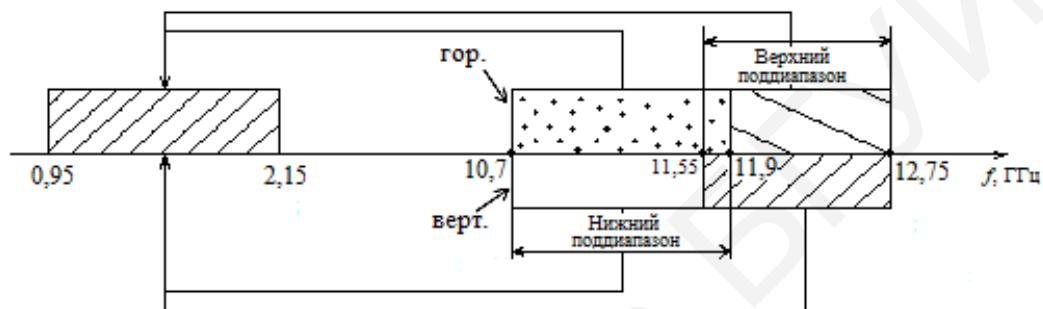


Рис. 7.9. Схема преобразования входных сигналов в полосу ПЧ

Таким образом, в полнодиапазонном конверторе принятые антенной сигналы в полосе частот $\Delta f_{\text{вх}} = 12,75 - 10,7 = 2,05$ ГГц селективируются по поляризации, делятся на два поддиапазона частот и переносятся в полосу первой ПЧ шириной $\Delta f_{\text{вых}} = 2,15 - 0,95 = 1,2$ ГГц. При частотном разнесении спутниковых каналов на 40 МГц в пределах полосы $\Delta f_{\text{вых}} = 1,2$ ГГц может разместиться 30 модулированных несущих, каждая из которых переносит от 10 до 30 ТВ-программ SD-качества и от 3 до 10 ТВ-программ HD-качества в зависимости от вида модуляции и скорости кода стандартов DVB-S/S2 (см. табл. 1.3).

Полнодиапазонные конверторы, рассчитанные на прием сигналов с линейной поляризацией, способны воспринимать также сигналы с круговой поляризацией. Однако для них уровень потерь в конверторе составляет 3 дБ. Объясняется это тем, что сигналы с круговой поляризацией состоят из двух ортогональных колебаний с линейной поляризацией, которые смещены при излучении на $\lambda/4$. При этом каждое из составляющих колебаний с круговой поляризацией переносит только половину мощности источника излучения. Из сказанного следует, что если в общей полосе частот одна программа передается с правой, а другая – с левой круговой поляризацией, то в конверторе с линейной поляризацией они смешиваются и будут неразличимы.

Для расширения функциональных характеристик универсальных конверторов Ku-диапазона разработаны так называемые сдвоенные (TWIN) и счетверенные (Quadral) конверторы. TWIN-конверторы содержат два однотипных ка-

нала преобразования и усиления сигналов и имеют два выхода в диапазоне частот 0,95...2,15 ГГц (рис. 7.10). Эти конвертеры принимают сигналы с одной антенны и рассчитаны на подключение к ним двух приемных устройств с независимым выбором каналов. Технические характеристики TWIN-конверторов обычно соответствуют одноканальным полнодиапазонным моделям.



Рис. 7.10. Модели TWIN-конверторов для работы с прямофокусными и офсетными антеннами

Quadral-конвертеры содержат четыре отдельных тракта и имеют четыре выхода в полосах частот 0,95...2,15 ГГц. За каждым выходом закреплен один поддиапазон частот и один тип поляризации сигналов. Структурные схемы построения и принцип работы TWIN и Quadral-конверторов приведены в разделе, посвященном коллективному приему.

Кроме указанных типов конвертеров, разработаны специализированные модели устройств, предназначенные для приема сигналов только с круговой или линейной поляризацией волн в ограниченных полосах входных частот. Модели могут иметь несколько переключаемых значений гетеродинных частот и обладать повышенной стабильностью частоты для приема узкополосных спутниковых радиосигналов.

В ряде решений Quadral-конвертеры дополнительно оснащаются одним или двумя оптическими элементами передачи для транспортировки спутниковых сигналов на приемники пользователей по оптоволокну на расстояние свыше 10 км. Например, конвертеры в Ku-диапазоне OL 110 000 и OL 120 000 компании WISI (Германия) излучают на длине волны 1310 нм сигналы, принятые антенной и преобразованные в полосы 0,95...3,0 ГГц и 3,4...5,45 ГГц.

На рис. 7.11 приведена упрощенная схема балансного смесителя с антипараллельным включением двух диодов с барьером Шоттки для работы на второй гармонике частоты гетеродина, а на рис. 7.12 – возможная топология этого устройства на микрополосковых линиях (МПЛ). Значения частот гетеродинов для работы в Ku-диапазоне приняты в два раза более низкими ($\Delta f_{Г1} = 4,875$ ГГц и $\Delta f_{Г2} = 5,3$ ГГц), чем требуется в универсальном конвертере. При равенстве характеристик диодов VD 1 и VD 2 преобразование частоты осуществляется только на четных гармониках частоты гетеродина. Потери преобразования при работе на второй гармонике всего лишь на 1,5...2 дБ выше, чем в стандартных балансных смесителях. Причем это обстоятельство не столь существенно, по-

сколько энергетические и шумовые характеристики конвертора определяются включенными на входе маломощными усилителями. Благодаря различию частот гетеродинов и входного сигнала в данном типе смесителей выше развязка (около 40 дБ) между каналами этих частот и, кроме того, отсутствует необходимость фазирования сигналов, поступающих на диоды.

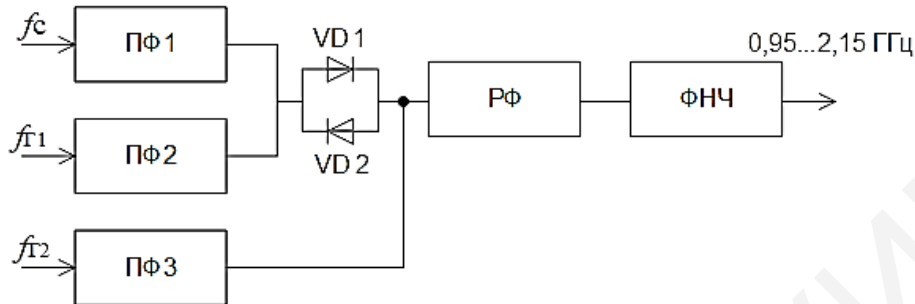


Рис. 7.11. Схема смесителя на второй гармонике частоты гетеродина

Топология устройства базируется на технологии двусторонней СВЧ-печати с использованием метода фотолитографии. На лицевой стороне диэлектрической подложки располагаются три полосовых фильтра (ПФ 1, ПФ 2, ПФ 3), выполненных на полуволновых резонансных отрезках МПЛ с четвертьволновыми связями между ними, два кольцевых полуволновых режекторных фильтра (РФ 1, РФ 2), настроенных на частоты гетеродинов $f_{Г1}$ и $f_{Г2}$, и микрополосковый ФНЧ с частотой ограничения 2,5 ГГц. На обратной металлизированной стороне подложки вскрыта щелевая линия в форме вытянутого кольца для размещения в нем бескорпусных диодов $VD 1$ и $VD 2$.

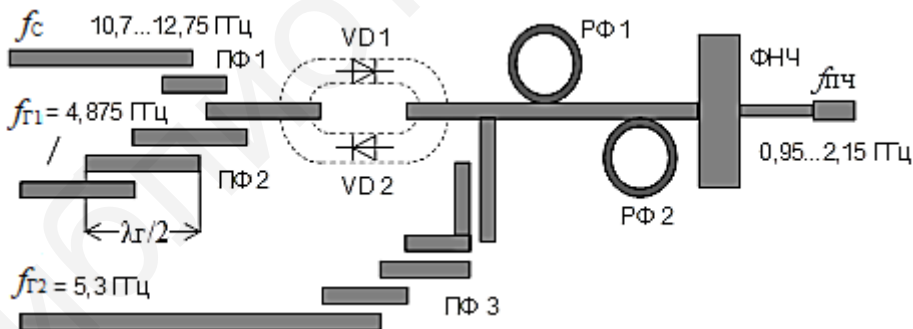


Рис. 7.12. Топология балансного смесителя на сочетании МПЛ и щелевой линии для работы на второй гармонике гетеродина

Диоды в кольце устанавливаются симметрично, чтобы сигналы, поступающие на каждый из них, были в фазе. Фильтры ПФ 2 и ПФ 3 для частот гетеродинов могут быть узкополосными. Режекторные фильтры РФ 1 и РФ 2 обеспечивают защиту выходного тракта ПЧ от проникновения в него сигналов гетеродинов. Топология устройства приведена как возможный вариант построения балансного смесителя без оптимизации его общих размеров.

7.2.2. Общие требования к характеристикам конверторов

К характеристикам конверторов цифровых систем предъявляют следующие требования: низкие значения уровней тепловых и фазовых шумов, высокий уровень усиления, частотная стабильность, линейность АЧХ и ФЧХ, постоянство параметров в условиях эксплуатации.

Уровень собственных шумов серийно выпускаемых конверторов для различных диапазонов частот характеризуется величиной коэффициента шума $N_{ш.к}$ или эффективной шумовой температурой T_K . Значения $N_{ш.к}$ близки к единице и составляют 1,02...1,2.

Взаимосвязь между величинами T_K и $N_{ш.к}$ определяется формулой

$$T_K = T_0 (N_{ш.к} - 1) = T_0 \left(10^{0,1n_{ш.к}} - 1 \right), \text{ К}, \quad (7.1)$$

где $T_0 = 290$ – температура окружающей среды, К; $n_{ш.к} = 10 \lg N_{ш.к}$, дБ.

Коэффициент шума $N_{ш.к}$ является безразмерным показателем. Он характеризует меру собственных шумов устройства по отношению к нешумящему (идеальному) конвертору при условии равенства всех остальных параметров:

$$N_{ш.к} = (P_{ш} + P_{ш.соб}) / P_{ш} = 1 + (P_{ш.соб} / P_{ш}), \quad (7.2)$$

где $P_{ш}$ – мощность тепловых шумов, действующая на входе конвертора; $P_{ш.соб}$ – мощность собственных шумов конвертора, приведенная к его входу.

Для конверторов с $n_{ш.к} \leq 0,8$ дБ величина $N_{ш.к} \approx 1 + 0,23 \cdot n_{ш.к}$ и ЭШТ конвертора (7.1) определяется по простой формуле

$$T_K = 66,7 \cdot n_{ш.к}, \text{ К}. \quad (7.3)$$

Снижение уровня тепловых шумов конвертора позволяет повысить чувствительность приемной системы и уменьшить размеры антенн для обеспечения требуемого качества приема. Усиление K_p выпускаемых конверторов обычно находится в пределах 50...60 дБ. Диапазон этих значений выбран из условия обеспечения требуемого уровня сигнала на входе ЦПСВ с учетом наличия потерь в соединительном кабеле между конвертором и приемником.

Допустимые потери в кабеле $a_{каб}$ и его длина $l_{каб}$ рассчитываются через относительное увеличение ЭШТ на входе конвертора $\mu = \Delta T / T_K$ после его включения в приемную систему. Значение μ может составлять 0,05...0,1, т. е. 5...10 % от T_K . Величина ΔT характеризует увеличение ЭШТ конвертора на его входе из-за влияния шумов следующих за ним устройств (кабель, ЦПСВ):

$$\Delta T = T_0 \cdot \left[10^{0,1 \cdot (a_{каб} + n_{ш.т} - K_p)} \right], \text{ К}, \quad (7.4)$$

где $n_{ш.т}$ – коэффициент шума ЦПСВ, дБ.

На основании (7.1) и (7.4) допустимые потери в соединительном кабеле

$$a_{\text{КАБ}} = 10 \cdot \lg \mu + K_{\text{Р}} - n_{\text{Ш.Т}} + 10 \cdot \lg(10^{0,1n_{\text{Ш.К}}} - 1), \text{ дБ.} \quad (7.5)$$

Допустимая длина кабеля с известным удельным затуханием $\alpha_{\text{КАБ}}$ (дБ/м)

$$l_{\text{КАБ}} = a_{\text{КАБ}} / \alpha_{\text{КАБ}}, \text{ м.} \quad (7.6)$$

Согласно (7.5) и (7.6) для типовых параметров конвертора известной величины $\alpha_{\text{КАБ}}$ ($n_{\text{Ш.К}} = 0,5$ дБ, $K_{\text{Р}} = 52$ дБ, $n_{\text{Ш.Т}} = 10$ дБ, $\mu = 0,05$, $\alpha_{\text{КАБ}} = 0,3$ дБ/м) потери в кабеле не должны превышать 20 дБ, а его длина – 66 м. Если для приемной установки длина соединительного кабеля оказалась недостаточной, то следует использовать дополнительный линейный усилитель для компенсации потерь, конвертор с более высоким усилением или оптический тракт между конвертором и цифровым приемником. Увеличив усиление в тракте на 10 дБ, согласно (7.5) и (7.6) при $\alpha_{\text{КАБ}} = 0,3$ дБ/м длину кабеля можно увеличить на 33 м.

Другим качественным показателем малошумящих конверторов является уровень фазовых шумов, которые могут вноситься его устройствами в принятый фазомодулированный сигнал. Причины их наличия обусловлены флуктуационными процессами в реальных гетеродинах, обладающие нестабильностью частоты.

Уровень фазовых шумов гетеродинов определяется как разность между уровнем шумов в полосе 1 Гц вблизи несущей (при отстройке по частоте на заданное значение от частоты несущей) и уровнем мощности самой несущей. Для современных конверторов уровень фазовых шумов гетеродинов не должен быть выше -55 , -75 и -95 дБс/Гц при отстройке от частоты несущей на 1, 10 и 100 кГц соответственно. Все современные конверторы цифрового ТВ-вещания удовлетворяют этим требованиям. Однако при организации приема узкополосных сигналов, например, сигналов спутникового радиовещания, необходимы конверторы с пониженными значениями абсолютной нестабильности частоты и фазовых шумов. Для этих целей разработаны и серийно выпускаются конверторы с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ). В зависимости от моделей они имеют абсолютную нестабильность частоты в пределах от 10 до 300 кГц (вместо типовых значений 0,5...1,0 МГц) и уровень фазовых шумов -85 дБс при отстройке на 10 кГц. Данные конверторы, как и универсальные, приспособлены для работы с офсетными и прямофокусными антеннами.

Среди эксплуатационных показателей конверторов следует выделить долговременную стабильность их параметров и устойчивость к воздействию климатических факторов (влаги, вибрации, температурные изменения).

Малошумящие универсальные конверторы обычно выполняются по гибридно-интегральной технологии СВЧ, которая предполагает создание на диэлектрической подложке большого числа микрополосковых устройств с распределенными параметрами (СВЧ-фильтры, делители мощности, элементы смесителей, генераторов и др.) и припайку к ним дискретных элементов (микросхемы, транзисторы, диоды, безвыводные конденсаторы и др.).

Конструктивно малошумящий конвертор представляют собой малогабаритный герметичный и устойчивый к температурным изменениям блок с фланцевым или рупорным облучателем для работы с прямофокусными или офсетными антеннами соответственно.

7.3. Типы и характеристики соединительных кабелей

При выборе типа соединительного кабеля между конвертором и цифровым приемником, установленном в помещении, необходимо учитывать его электрические, механические и эксплуатационные характеристики.

К электрическим характеристикам относятся: удельные потери $\alpha_{\text{КАБ}}$; волновое сопротивление $Z_{\text{КАБ}}$; эффективность экранировки.

Удельные потери в коаксиальном кабеле определяются на единицу его длины и складываются из потерь в проводящем слое (проводниках), диэлектрике (заполнителе) и на излучение. Потери в проводниках тем меньше, чем выше их проводимость и больше размеры внутреннего (d) и внешнего (D) диаметров кабеля при заданном волновом сопротивлении:

$$Z_{\text{КАБ}} = \left(138/\sqrt{\varepsilon_{\text{КАБ}}}\right) \cdot \lg(D/d), \quad (7.7)$$

где $\varepsilon_{\text{КАБ}}$ – диэлектрическая проницаемость заполнителя кабеля.

С ростом рабочей частоты потери в кабеле увеличиваются, что обусловлено уменьшением толщины проводящего скин-слоя проводников и ростом потерь в диэлектриках вследствие переориентации молекул диэлектрика в ВЧ-поле.

Если известны удельные потери в кабеле $\alpha'_{\text{КАБ}}$ на частоте измерений $f_{\text{ИЗМ}}$, то на рабочей частоте $f_{\text{Р}}$ эти удельные потери составят

$$\alpha_{\text{КАБ}} = \alpha'_{\text{КАБ}} \cdot \sqrt{f_{\text{Р}}/f_{\text{ИЗМ}}}, \text{ дБ/м.} \quad (7.8)$$

Потери в диэлектрике минимальны при использовании заполнителя с низким $\varepsilon_{\text{КАБ}}$, например, вспененного полиэтилена ($\varepsilon_{\text{КАБ}} \approx 1,05$), который также препятствует распространению влаги вдоль структуры кабеля.

В табл. 7.1 приведены конструктивные и электрические характеристики некоторых типов коаксиальных кабелей для диапазона частот 0,95...2,15 ГГц.

Таблица 7.1

Характеристики соединительных кабелей

Тип кабеля	Потери, дБ/м (частота 2,15 ГГц)	Диаметр внутреннего проводника, мм	Диаметр внешней оболочки, мм	Волновое сопротивление, Ом
RG-6U	0,33	1,0	6,9	75
AF-100	0,32	1,0	6,9	75
RG-11C	0,22	1,63	10,2	75
Universal Trunk	0,13	1,6	10,0	75

Потери на излучение зависят от конструкции экранирующей оболочки кабеля. Излучение тем меньше, чем меньше относительный уровень просачившейся мощности за пределы внешней защиты. Наихудшей экранировкой обладают кабели с одинарной оплеткой (менее 40 дБ). Среднее значение (50...75 дБ) у кабелей с двойной оплеткой и высокое (более 100 дБ) – у кабелей полужесткой конструкции. Высокая степень экранирования достигается за счет использования двухслойного комбинированного экрана, состоящего из алюминиевой фольги и оплетки из витых проводников.

Эксплуатационные характеристики кабелей определяются их пожаро- и влагостойкостью, устойчивостью к коррозии. Обычно внешняя оболочка кабеля выполняется из поливинилхлорида или плотного полиэтилена, который обладает лучшей стойкостью к температурному и механическому воздействию.

7.4. Цифровые приемники систем спутникового мультимедийного вещания

7.4.1. Обобщенная модель цифрового приемника

Согласно Рекомендации МСЭ-R ВО.1516 структура цифрового спутникового приемника должна соответствовать обобщенной эталонной модели с принятыми для нее уровнями функционирования (рис. 7.13).

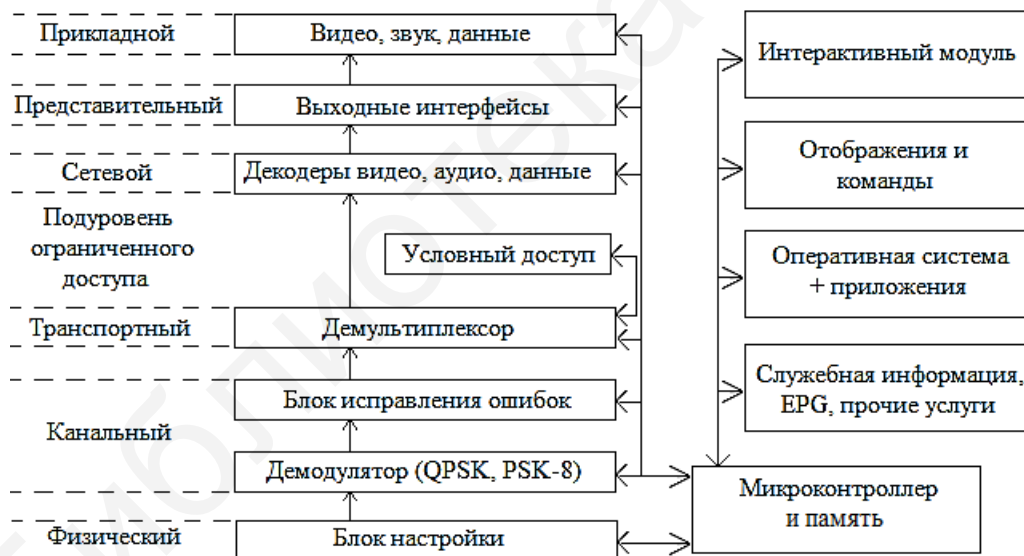


Рис. 7.13. Типовая модель спутникового приемника и уровни его функционирования

В этой модели физический уровень определяет функции настройки приемника на требуемый канал, а канальный – процедуры демодуляции радиосигналов и прямую коррекцию ошибок. Транспортный уровень и подуровень условного доступа определяют процессы демультимплексирования транспортного потока для выделения из него данных требуемой программы, включая дешифрацию закрытой информации с помощью специализированного дескремблера и абонентской карты. Сетевой уровень охватывает механизмы декодиро-

вания видео- и аудиосигналов, а также управления электронным путеводителем по программам (EPG), служебной информацией и прочими сетевыми услугами. Представительный уровень определяет требования к работе оконечных трактов и выходных интерфейсов, а прикладной уровень связан с дальнейшим использованием полученных сигналов видео, звука и данных.

Все многообразие моделей цифровых приемников, предназначенных для приема сигналов спутникового мультимедийного вещания, можно разделить на устройства профессионального и бытового назначения.

7.4.2. Принципы построения приемников профессионального назначения

Профессиональные приемники характеризуются высокими качественными показателями, многофункциональностью, значительным числом входных (DVB-S/S2/T/T2/C, ASI) и выходных цифровых и аналоговых видео- и аудиоинтерфейсов (HDMI, S/PDIF, Dolby Digital 5.1, S/VIDEO, Y, R_b, R_r, VCR, ASI, IP DVB и др.). Они содержат встроенные устройства контроля параметров с отображением их на дисплее, а также порты для дистанционного управления режимами работы. Многие приемники этого класса используют модульный принцип конфигурации subsystem, поддерживают несколько уровней и профилей компрессирования видеоданных и звука и несколько версий условного доступа. Они отвечают требованиям универсальности построения и повышенной надежности, обладают возможностью круглосуточной работы в сети и приспособлены для размещения в стоечных стативах.

В последние годы крупные производители чипсетов для приемных устройств начали внедрять в свои разработки видеодекодеры спецификации HEVC/H.265 и операционную систему Android, которая сложнее ОС Linux, но позволяет упростить интеграцию телевизионных и интерактивных систем при использовании разных сред доставки видеоконтента. Некоторые модели приемников комплектуются двумя ОС, которые работают в параллельном режиме.

Профессиональными ЦПСВ комплектуются все головные станции кабельного, наземного и микроволнового вещания, студийные комплексы подготовки программ, земные станции контроля за передаваемой с ИСЗ информацией, а также передвижные системы ТВ-репортажей с мест событий. Для снижения затрат на комплектацию многофункциональных ГС разработаны и широко используются многоканальные (4-, 5-, 6-канальные) мультиформатные приемники, способные параллельно принимать и обрабатывать несколько программ в форматах сжатия MPEG-2 и MPEG-4/H.264 с SD- и HD-качеством.

На рис. 7.14 приведена обобщенная функциональная схема многостандартного профессионального приемника, содержащего группу входных модулей для приема сигналов спутникового (DVB-S/S2), кабельного (DVB-C) и наземного вещания нескольких национальных стандартов (DVB-T/T2, ATSC, DTMB), а также транспортных потоков в форматах TS/IP и ASI.

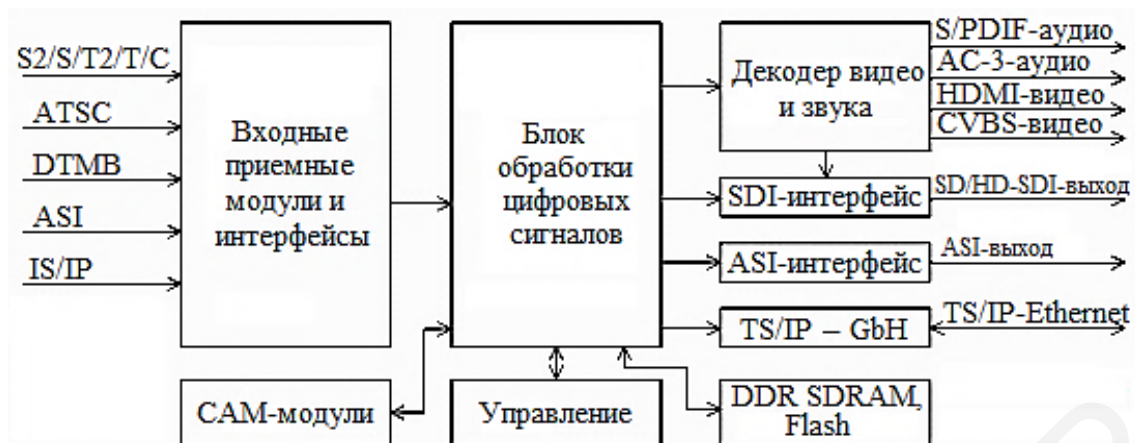


Рис. 7.14. Обобщенная функциональная схема профессионального приемника

Входные приемные модули осуществляют предварительное усиление радиосигналов, настройку на требуемый канал, демодуляцию несущих соответствующих стандартов и помехоустойчивое декодирование данных. Они содержат МК быстрого захвата и обработки сигналов, используют концепцию демодуляции несущих в нулевую ПЧ (Zero-IF), обладают низким уровнем фазовых шумов и выполняются на базе одного или двух функциональных чипов.

Например, компания Conexant предлагает для построения одиночных модулей настройки и демодуляции входных сигналов стандартов DVB-S/S2 чипы типа CX24118A-127 Mongoose (встроены в корпус 6×6 мм), для вдвоенных модулей чипы CX24132 Spyder и для модулей с декодированием каскадных кодов чипы CX24116-12Z Phantom и CX24117 Stinger [54].

Управление режимами приемных модулей осуществляется по универсальной шине I^2C от центрального процессора (ЦП), расположенного в блоке обработки цифровых сигналов (БОЦС).

В настоящее время практически все устройства БОЦС, обеспечивающие демультимплексирование данных транспортного потока, дешифрацию закрытых программ, декодирование и декомпрессию видео- и аудиоданных, включая устройства выходных и пользовательских интерфейсов, реализуются на базе специализированных микросхем класса «система на кристалле» – SiK [55].

Эти микросхемы содержат большое число высокопроизводительных многокомпонентных устройств. Все они выполняются в соответствии с прогрессивными технологиями интегрального производства, отвечают требованиям международных стандартов и максимально используют программные решения при воплощении subsystem с определенными функциями. По сути, основу построения цифровых приемных устройств составляют специализированные чипы или сверхбольшие интегральные схемы (СБИС), к которым добавляются элементы памяти, устройства ввода-вывода, интерфейсы управления, средства декодирования закрытых программ и другие устройства, обеспечивающие дополнительные функции.

В соответствии с [55] декодер цифрового телевизионного сигнала высокой четкости класса СнК (рис. 7.15) изготавливается по КМОП-технологии с разрешением 90 нм. Он имеет низкое потребление электроэнергии (около 2 Вт) и небольшие размеры кристалла (около 40 мм²).

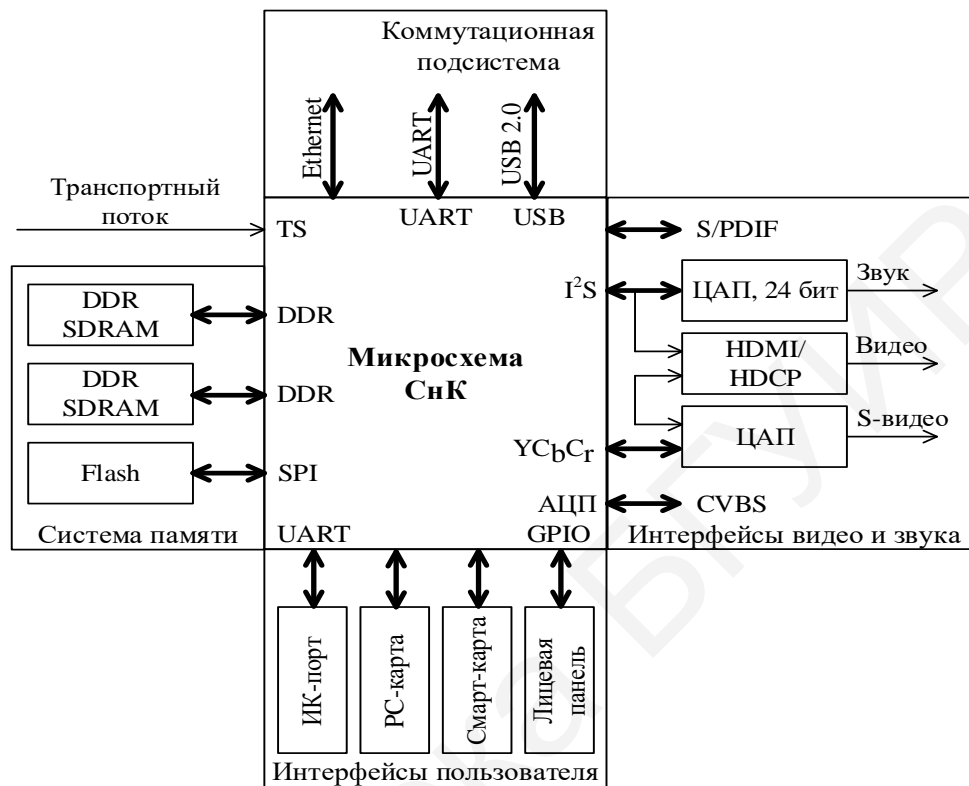


Рис. 7.15. Состав микросхемы СнК цифрового тракта приема

Алгоритм работы его устройств базируется на вычислительном потенциале центрального процессора ARM1176JZF-S с частотой 324 МГц и сопроцессорных средств. Основной потенциал ЦП расходуется на операционную систему реального времени (ОСРВ), декодирование видеосигналов высокой четкости по стандарту MPEG-4/H.264, декодирование аудиосигналов, работу пользовательских интерфейсов и управление периферийными устройствами.

Видеодекoder микросхемы СнК поддерживает видеоформаты MPEG-2 MP/HL, MPEG-4/H.264 HP/L4.1, SMPTE 421 M (VC-1) MP/HL, MPEG-4 ASP/L5 (DivX, XviD), WMV9 MP/HL. При этом предусмотрена возможность масштабирования и фильтрации видеоизображения, а также преобразования форматов в реальном времени.

Аудиодекoder СнК базируется на программной реализации алгоритмов обработки аудиосигналов и поддерживает работу устройств приема в форматах MPEG-1/2 Layer I, II, MPEG-1 Layer III (MP3), MPEG-4 AAC LC, Dolby Digital/Dolby Digital + и DTS/DTS HD.

Обмен данными в микросхеме СнК производится по шинам данных согласно спецификации AMBA 3.0 AXI. Для обеспечения необходимой пропускной способности при работе с разными каналами чтения и записи, а также прямого доступа в память (ПДП) используется большое число шин. Ядро ARM1176

поддерживает работу четырех шин, три из которых 64-разрядные для чтения команд, передачи данных и взаимосвязи с оперативной памятью и одна – 32-разрядная для обмена данными с периферийными устройствами. В систему памяти входят интерфейсы с внешней динамической памятью типа DDR SDRAM, флеш-памятью и четыре банка внутренней памяти объемом 8 Мбайт.

Управление работой устройств микросхемы СнК и многочисленных интерфейсов ввода/вывода осуществляет операционная система реального времени, построенная на открытой платформе Linux. Основные функции ОС организованы на базе известных компонентов и библиотек, что упрощает разработку пользовательского ПО. Необходимое для работы ПО хранится во внешней флеш-памяти и аппаратно защищено от несанкционированной модернизации. Для расширения функционала цифрового приемника ОС на базе ядра Linux максимально адаптируется под архитектуру процессора, его сопроцессорные устройства и пользовательские приложения.

В состав микросхемы класса СнК входит большое число IP-блоков, предназначенных для поточной обработки больших массивов данных, без участия ЦП [56]. Процедуры поточной обработки присутствуют в демультимплексоре транспортного потока (TSP), в криптопроцессоре (Крипто ПУ), Nand-flash контроллере (NAND) и в устройствах видео- и аудиопроцессоров (рис. 7.16).

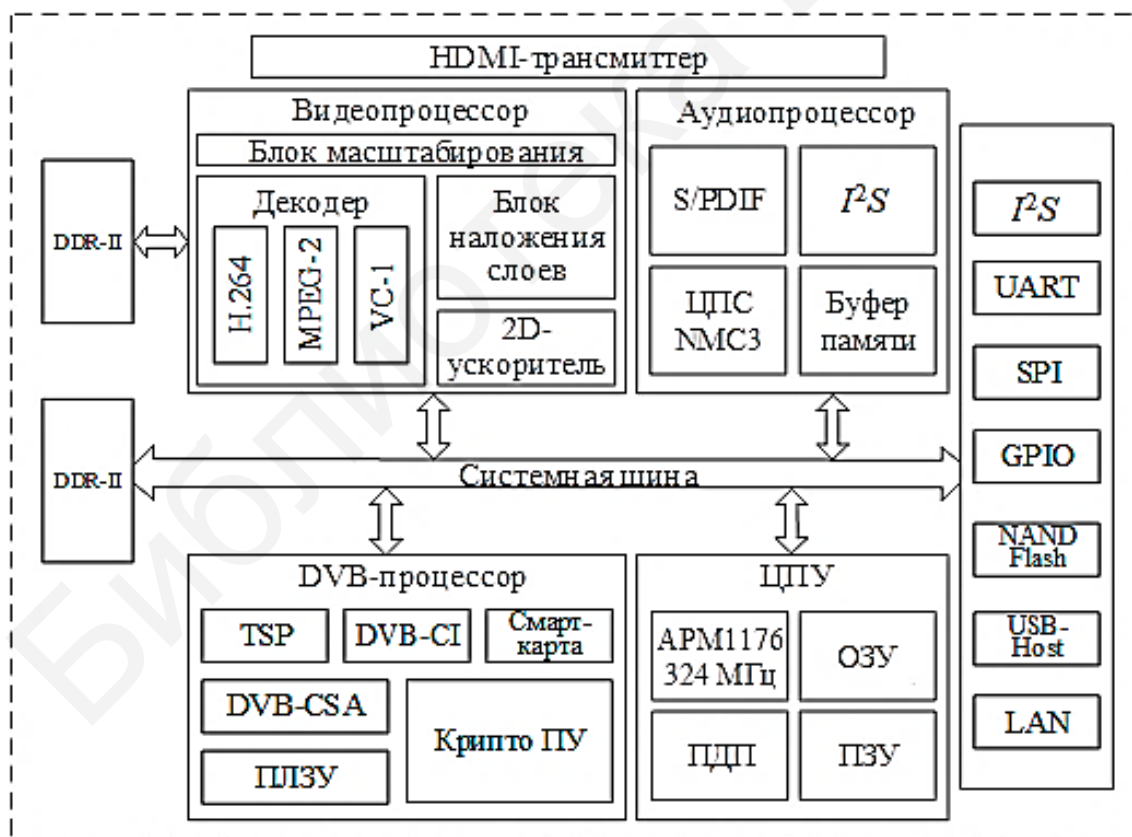


Рис. 7.16. Функциональная структура микросхемы СнК

Все эти блоки работают с большими массивами данных, которые хранятся либо в общей системной памяти, либо поступают с внешних интерфейсов и после обработки выходные данные помещаются в системную память [57]. По-

скольким механизмам, определяющим функциональность приемника, постоянно усложняются и создание микросхем класса SoC требует значительных технических, стоимостных и временных затрат, то на этапе их разработки в структуру проектируемого изделия закладывается некоторая избыточность, позволяющая на программном уровне воспроизводить более новые модификации стандартов и периферийных устройств.

Коммутационная подсистема ChK (см. рис. 7.15) состоит из интерфейсов Ethernet, UART и USB 2.0. Интегрированный контроллер Ethernet позволяет использовать декодер HDTV для приема ТВ-сигналов по IP-сетям. С помощью интерфейсов Ethernet и UART можно организовать обратный канал для поддержки мультимедийных сервисов. Через интерфейс USB 2.0 можно подключить внешние устройства хранения информации, воспроизведения и записи.

Блок видеointерфейсов обеспечивает формирование как композитных (CVBS – Composite Video Baseband Signal) и компонентных (S-Video) аналоговых видеосигналов, так и широкополосных цифровых сигналов (HDCP) и несжатых цифровых видео- и аудиоданных, доставляемых через интерфейс высокого разрешения (HDMI – High-Definition Multimedia Interface). С помощью цифровых интерфейсов I^2S и S/PDIF можно передать до восьми каналов звукового сопровождения. Для получения аналоговых стереосигналов применяется внешний ЦАП с разрядностью 24 бит на отсчет.

Интерфейс пользователя содержит инфракрасный порт IrDA с интерфейсом UART для дистанционного управления режимами устройства со стороны пользовательского пульта, порт общего назначения GPIO для возможного переключения режимов приемника с его лицевой панели и интерфейсы Smart-Card и DVB-CI для организации функций условного доступа.

В DVB-процессор входят: криптопроцессор, поддерживающий алгоритмы защиты системы условного доступа; демультимплексор транспортного потока (TSP) и интерфейс для подключения внешнего модуля DVB-CI с картоприемником и смарт-картой.

Видеопроцессор (см. рис. 7.16) включает мультистандартный блок декодирования видеосигнала, графический ускоритель 2D и видеоконтроллер высокого разрешения с поддержкой функций масштабирования и наложения графики и видеослоев.

Аудиопроцессор содержит цифровой процессор сигналов (ЦПС) на основе ядра Neuro Matrix для программного декодирования аудиосигналов и многоканальный аудиоконтроллер, который обеспечивает передачу звуковых сигналов по интерфейсам I^2S и S/PDIF.

Кроме сказанного, в профессиональных приемниках предусмотрены механизмы и функции электронного путеводителя по программам (EPG), вывода телетекста и субтитров на экран телевизора, управления режимами посредством веб-интерфейса, передачи однопрограммных (SPTS) и многопрограммных (MPTS) потоков и др.

С внедрением в цифровые приемники средств декомпрессии видеоданных HEVC/H.265 для приема программ ультравысокого разрешения 4K и с ис-

пользованием в устройствах ОС Android существенно повысились требования к характеристикам и производству СБИС. Вместе с тем, благодаря применению в схемах на кристалле двухъядерных процессоров и DDR SDRAM с гигабитным объемом памяти, заметно улучшены такие показатели, как функциональность и производительность цифровых приемных устройств.

К числу приемников нового поколения, получивших признание в мире, можно отнести модели DCH-520 PBT и DMM 1510 P PBT (Китай), RX 8900 компании Ericsson, RX 8030 компании Tandberg и др.

7.4.3. Общая характеристика приемников бытового назначения

Цифровые приемники этого класса предназначены для индивидуального приема радиосигналов спутникового вещания стандартов DVB-S/S2/S2X с модуляцией QPSK и PSK-8, и располагают меньшим числом технических функций, чем профессиональные устройства. Они выпускаются в виде автономных абонентских приставок, называемых Set Top-Boxes (STB), либо в виде внешних модульных блоков с USB/Ethernet портами для подсоединения к компьютеру, либо в виде DVB-PCI-карт для размещения в системном блоке компьютера, или в виде встраиваемых в телевизор блоков.

Некоторая часть абонентских приставок образует группу приемников премиум-класса, в состав которых могут входить такие устройства, как модем для организации домашней распределительной сети Wi-Fi; интерфейс для кабельного доступа к сервисам сети Интернет; двухканальный спутниковый или комбинированный ВЧ-тракт; встроенные накопители информации (конструктив 2,5'', 3,5'' и др.); многосистемные блоки условного доступа, включая модуль CI+ с повышенной защитой данных; набор дополнительных интерфейсов с поддержкой ПО для работы с внешними устройствами и другие решения.

Функции беспроводной домашней сети типа «умный дом» основываются на использовании технологий Zigbee, Zigwave и Bluetooth Low Energy по стандарту IEEE 802.15.4. Собранный информация, например, с датчиков контроля отоплением, освещением, закрытия окон/дверей и других исполнительных устройств, поступает по обратному каналу на центр сбора и обработки данных. Беспроводные Wi-Fi-модемы могут работать в двух выделенных диапазонах частот (2,4 и 5,0 ГГц) и поддерживать стандарты 802.11a/b/g/n. С их помощью возможен просмотр ТВ-программ на видеопаншетах или смартфонах, доступ к сети Интернет, прием дополнительных сервисов и приложений.

Среди множества бюджетных приемников, близких по функциям к моделям премиум-класса, рассмотрим только несколько из них, которые ориентированы на прием программ «Триколор-ТВ» и «НТВ-ПЛЮС» непосредственного телевизионного вещания в диапазоне 11,7...12,5 ГГц.

Модель GS B531M холдинга GS Group (Россия) содержит двухканальный ВЧ-тракт стандартов DVB-S/S2 и поддерживает функции записи информации в режиме PVR (Personal Video Recorder) и отложенного просмотра программ и файлов (Timeshift). В приемнике используется жесткий накопитель объемом памяти 8 Гбайт, процессор типа MStar K5, программное обеспечение на плат-

форме Stingray TV, встроенная система условного доступа DRE Crypt и интерфейс для подсоединения картоприемника. В нем зарезервировано место для размещения Wi-Fi-модуля, а подключение к телевизору осуществляется по HDMI-кабелю.

В приемнике функции записи реализуются только после автоматического создания на накопителе соответствующей разметки для папок программ и файлов. Запись информации может вестись одновременно с ее просмотром. Продолжительность записи определяется расписанием передач и отводимым объемом памяти для PVR. Обычно объем памяти накопителя делится поровну для режимов PVR и отложенного просмотра. Запись в режиме Timeshift начинается при каждом переключении каналов и ведется непрерывно в пределах объема памяти (около 4 ч для 4 Гбайт). Доступ к просмотру более ранней части записи и после паузы возможен в любой момент времени воспроизведения. Режим перемотки в обоих направлениях допускается с увеличенной скоростью в 2, 4, 8, 16 и 64 раза. В название файла записи включаются сведения о канале или передаче, дате и времени записи.

В схожей по характеристикам телевизионной приставке GS E521L предусмотрен не только прием спутниковых программ «Триколор-ТВ», но и интерактивный режим работы с внешними устройствами посредством встроенного Wi-Fi-модуля типа Realtek rtl 8723 bu. Один канал в приставке используется для просмотра ТВ-программ, а другой – для доставки телеканалов и дополнительной информации на домашние мобильные устройства.

Аналогичная задача выхода в сеть Интернет через беспроводный или кабельный модем решена в приставе VA1020 компании «НТ-ПЛЮС». На основании подписанного соглашения с онлайн-кинотеатрами подписчикам услуги «Интерактивное ТВ» предоставляется более 10 тыс. отечественных и зарубежных фильмов, сериалов и мультфильмов в режимах видео по запросу (VoD), отложенный просмотр, пауза и перемотка. Приставка VA1020 имеет встроенную СУД Viaccess ACS 5.0 и средства защиты авторских прав (DRM) Viaccess-Orca.

Среди зарубежных цифровых приемников, рекомендованных для просмотра программ «НТВ-ПЛЮС» с SD- и HD-размещением и СУД Viaccess, следует выделить модели компаний Numax (Корея) и Sagecom (Франция). Их операционные системы позволяют организовывать доступ к медиаресурсам, просмотр пропущенных программ (Catch-Up TV), запись телепередач, отложенный просмотр и др. В частности, селектор каналов приемника Sagem DS174HD выполнен на микросхеме STV6111 и обеспечивает прием радиосигналов в диапазоне символьных скоростей от 1 до 45 Мсимв/с. Управление режимами конвертора и его питанием организовано на микросхеме MP8125. Процессор на чипе STiH237 поддерживает демодуляцию, декодирование и демультимплексирование сигналов, MPEG- видеокodирование, графику высокого разрешения и управление интерфейсами внешних устройств. На системной плате приемника располагаются микросхемы оперативной памяти DDR2 (Elpida j4216 EFB емкостью 512 Мбайт), NAND-Flash-памяти (MT29F1G08AB объемом 1 Гбайт) и SPI-Flash-памяти (MX25L1655 объемом 16 Мбайт). Для сопряжения

устройств приема с аудио- и видеоустройствами по интерфейсу HDMI используется трансмиттер NXP Semiconductor IP4786CZ32, который осуществляет защиту сигнальных линий от токовых и других видов перегрузок.

Функции записи программ и временных файлов (режим Timeshift) реализуются после форматирования внешнего накопителя самим приемником. Запись программы возможна, если есть права доступа для ее просмотра. Время окончания записи устанавливается по окончании программы (определяется по информации EPG) или через 30 мин, если сведения о продолжительности программы отсутствуют. Для использования интерактивных сервисов приемник подключается к сети Интернет с помощью Ethernet-соединения, задействуется меню настроек IP-сети и на ПДУ включается режим «Портал НТВ-ПЛЮС».

К числу модульных устройств спутникового приема, предназначенных для подключения через USB-интерфейс к компьютеру, ноутбуку или планшету, относятся приставки Sky Star USB (Германия), Acorp DS 120 (Китай), много-стандартный модуль Joker TV Card компании «НетАП» (Россия) и др.

Модуль Jober TV Card поддерживает прием сигналов спутниковых и наземных стандартов DVB (S/S2/T/T2/C/C2), ISDB-T (Япония), DTMB (Китай), ATSC (США) и располагает слотом для размещения CAM-модуля. В радиочастотной части модуля используется селектор каналов на микросхеме CXD2858ER. Демодуляция сигналов стандартов DVB-S/S2/T/T2/C/C2 и ISDB-T выполнена на микросхеме CXD2854ER, стандарта DTMB – на микросхеме ATVM8881 и стандарта ATSC – на микросхеме LG LGDT3306A. Программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) осуществляет прием транспортных потоков, их коммутацию, поддержку работы CAM-модуля, обмен данными между устройствами и доставку данных по шине PCI-e/USB к компьютеру.

Рост спроса на услуги высокоскоростного интернет-сервиса стал стимулом для массового выпуска DVB-PCI-карт, поддерживающих прием мультимедийных данных в рамках адресной и потоковой рассылки через USB.

DVB-PCI-карты (рис. 7.17) устанавливаются в системный блок ПК, соединяются по кабелю с конвертером и оснащаются слотом для абонентской декодирующей карточки условного доступа.



Рис. 7.17. Общий вид DVB-PCI-карты с CAM-модулем

Технические характеристики DVB-PCI-карт практически совпадают с характеристиками абонентских приставок. Широкое применение получили карты Vision Plus VP-1030 Arev.4.0, SkyStar4, Nextom NCS120, Aoorp DS110 и др. Они позволяют принимать мультимедийные данные, записывать их на жесткий диск, осуществлять просмотр изображений «картинка в картинке» (PiP) и «картинка около картинки» (PoP), использовать функции «пауза» и «электронный гид по программам». Фильтрация информации на приеме выполняется по MAC-адресу и значениям PID. Для вывода изображений на экран телевизора может потребоваться дополнительная видеокарта, которая поддерживает телевизионные стандарты отображения информации. Во время приема идентифицируются тип спутника, наименование программ, значения рабочих частот, скорость данных и осуществляется автовыбор кодовой скорости R_k .

В большинстве карт принята программная обработка транспортного потока, его демультимплексирование, MPEG-2 и MPEG-4/H.264 декомпрессия и управление внешними устройствами приема по протоколам DiSEqC 1.1; 1.2.

7.4.4. Структурная схема и принцип функционирования цифрового приемника

Структурная схема цифрового приемника бытового назначения для индивидуального приема программ спутникового вещания приведена на рис. 7.18.

Эта схема отображает функциональные взаимосвязи между ее элементами и позволяет рассмотреть важнейшие компоненты, определяющие базовые принципы работы приемного устройства.

ВЧ-тракт приемника представляет собой селектор каналов, который обеспечивает настройку устройства на требуемую входную частоту и ее преобразование в область промежуточной частоты $f_{ПЧ2} = 480$ МГц.

Принятый вариант построения селектора с использованием преобразования частоты на ПЧ по сравнению с прямым преобразованием сигналов в низкочастотную область (Zero IF) менее технологичен, однако это решение позволяет повысить чувствительность приемника за счет исключения шумов вида $1/f$. Кроме того, представляется возможным снизить влияние на работу демодулятора постоянной составляющей, которая возникает в процессе синхронного детектирования и требует привлечения механизма ее компенсации.

На входе приемника используется согласованный с волновым сопротивлением кабеля широкополосный предварительный усилитель (ПУс), который поддерживает входной уровень сигналов $-65...-35$ дБм и обеспечивает коэффициент шума $8...10$ дБ. При настройке приемника на требуемый канал осуществляется синхронная перестройка полосно-пропускающего фильтра (ППФ) и гетеродина, выполненного по схеме ГУН с ФАПЧ. Диапазон перестройки гетеродина составляет от $f_{Г.Н} = 1,43$ ГГц до $f_{Г.В} = 2,63$ ГГц и соответствует режиму верхнего преобразования частоты (рис. 7.19). Главная задача ППФ состоит в подавлении помех по зеркальному каналу (ЗК).

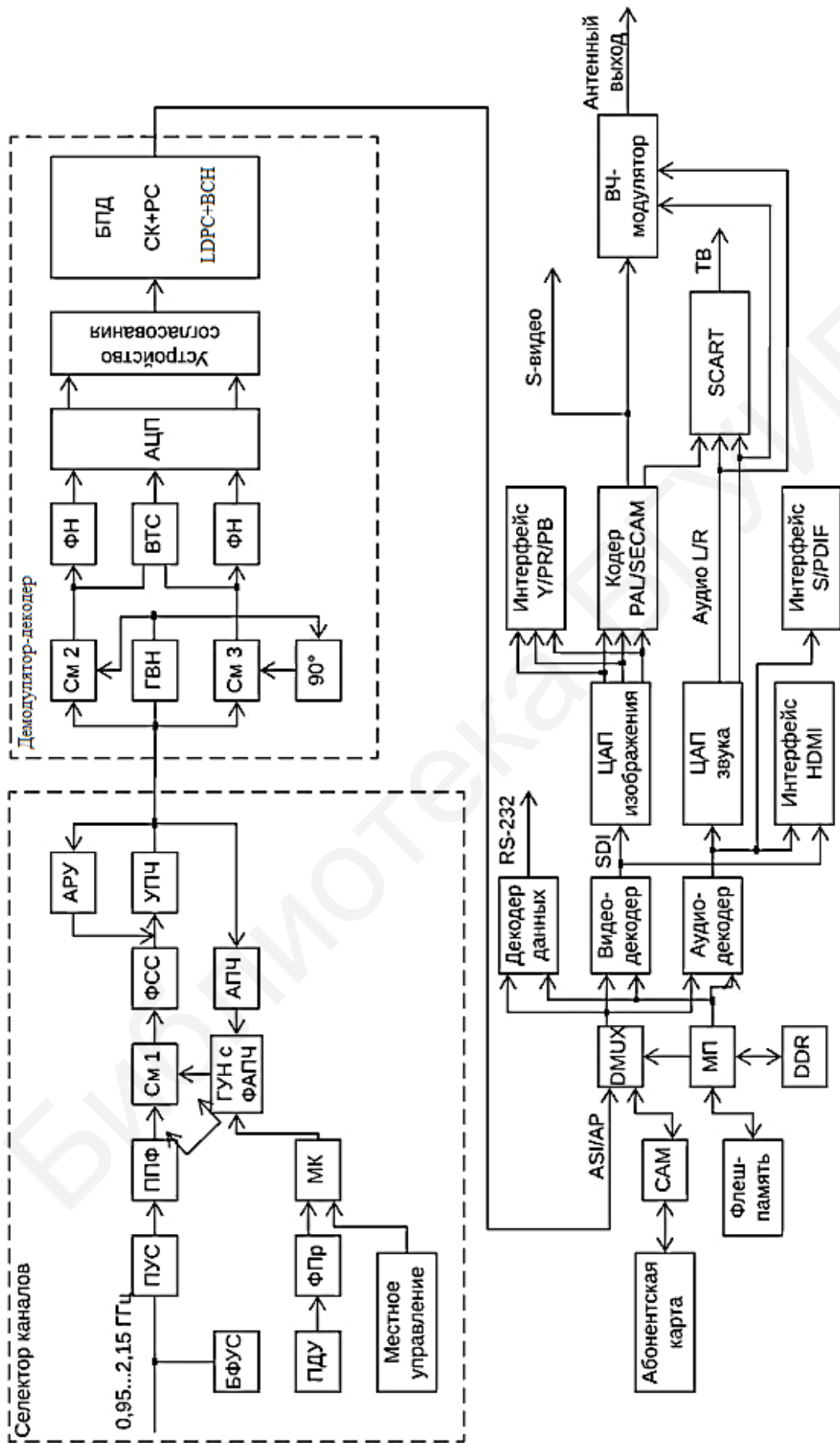


Рис. 7.18. Структурная схема цифрового приемника

Изменение частоты ГУН с ФАПЧ достигается подачей на микроконтроллер (МК) управляющих сигналов от ПДУ или с лицевой панели (местное управление). На входе селектора приемника присутствует блок формирования управляющих сигналов (БФУС) внешними устройствами. Он создает напряжения 13 и 18 В для конвертера, сигнал с частотой 22 кГц для выбора поддиапазона частот и команды DiSEqC для управления работой СВЧ-переключателя. Обычно БФУС представляет собой отдельную микросхему.

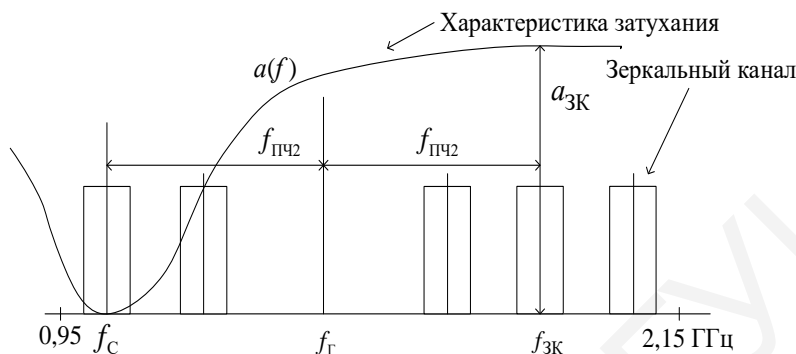


Рис. 7.19. Схема подавления сигнала на зеркальной частоте

Преобразованный на $f_{ПЧ2}$ сигнал проходит через фильтр сосредоточенной селекции (ФСС) с постоянной или регулируемой шириной полосы пропускания $\Delta f_{ВЧ}$ и поступает на усилитель промежуточной частоты (УПЧ), а также на устройства автоматической подстройки частоты (АПЧ) и автоматической регулировки уровня (ARU). АПЧ служит для компенсации ухода частоты $f_{ПЧ2}$ в процессе эксплуатации вследствие частотной нестабильности земной передающей станции, бортового ретранслятора и ГУН с ФАПЧ приемника. Задача АПЧ состоит в отслеживании отклонений частоты от номинального значения $f_{ПЧ2}$ и формировании напряжений ошибок, пропорциональных этим отклонениям. По величине ошибок производится изменение частоты перестраиваемого гетеродина для достижения номинального значения $f_{ПЧ2}$. ARU поддерживает постоянство уровня сигнала на входе фазового демодулятора, при котором реализуется оптимальный режим его работы.

В когерентном фазовом демодуляторе входной ФМ-сигнал разделяется по двум квадратурным I и Q каналам, в каждом из которых с помощью балансных смесителей СМ 2 и СМ 3, а также восстановленной несущей с частотой $f_{ПЧ2}$ осуществляется преобразование ФМ-сигнала (фазовое детектирование) в НЧ-диапазон. Опорный сигнал несущей формируется в генераторе восстановленной несущей (ГВН), который использует ГУН с ФАПЧ.

Полученная на выходе каждого смесителя импульсная последовательность проходит через формирующий фильтр нижних частот (ФНЧ) Найквиста, устройства ARU и поступает на sdвоенный трехразрядный АЦП. Фильтр Найквиста выполняет функции последетекторной фильтрации. Он ограничивает полосу спектра импульсной последовательности и снижает межсимвольные иска-

жения. В большинстве реализаций ФНЧ представляет собой цифровой (транверсальный) фильтр с кососимметричным срезом АЧХ относительно частоты Найквиста. Наклон среза задается коэффициентом скругления $\alpha_{ск}$ спектра. Чем больше коэффициент $\alpha_{ск}$, тем меньше уровень вносимых потерь из-за искажений, но тем шире требуется полоса частот, отводимая на канал.

Применение независимой АРУ в каждом канале демодулятора обусловлено необходимостью точной установки уровня порога относительно среднего значения амплитуды импульсной последовательности. Расхождение между уровнями в I и Q каналах не должно превышать 0,2 дБ.

В АЦП осуществляется 8-уровневое квантование импульсной последовательности с образованием 3-битной цифровой комбинации на отсчет. Тактовая частота на АЦП поступает с устройства восстановления тактовой синхронизации (ВТС). Старший разряд в кодовой комбинации характеризует полярность импульса, два младших указывают на разрешенный уровень, к которому принадлежит вершина импульса (рис. 7.20).

Таким образом, с помощью АЦП формируются дополнительные сведения о степени отклонения вершины импульса от порога. Решение о значении символа на выходе демодулятора не принимается окончательно, а передается на декодер. Поскольку на декодер поступает больше информации, чем при 2-уровневом квантовании (жесткое решение), то решение о символе производится по схеме мягкого декодирования. При наличии 8-уровневого квантования выигрыш в помехозащищенности составляет 1,8...2,5 дБ. Эти значения только на 0,25 дБ ниже предельных значений, получаемых при бесконечно большом числе уровней квантования.

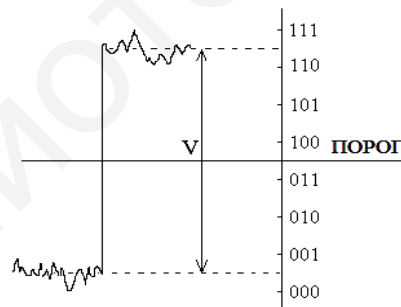


Рис. 7.20. Положение порога при 8-уровневом квантовании

Декодер сверточного кода (СК) обеспечивает прямое исправление ошибок (FEC – Forward Error Correction) и является первой ступенью блока помехоустойчивого декодирования (БПД). Его недостатком считается склонность к размножению и пакетированию ошибок, когда вероятность их появления начинает превышать определенный предел ($P_b \geq 10^{-3}$). Часто для контроля состояния канала на выходе этого декодера устанавливается измеритель коэффициента ошибок. Кроме декодера СК в блоке декодирования задействованы депережежитель для борьбы с пакетными ошибками, декодер Рида – Соломона (204, 188, $t = 8$) и дескремблер. Благодаря процедуре депережежения пакетные ошибки переходят в разряд одиночных и распределяются во времени достаточ-

но независимо. Это обстоятельство повышает исправляющую способность декодера РС в присутствии узкополосных помех.

В каналах вещания стандарта DVB-S2 демодуляции подлежат радиосигналы QPSK и PSK-8. Помехоустойчивое декодирование на стороне приема реализуется в соответствии с алгоритмами LDPC и ВНС.

Образованный в каналах DVBS/S2 транспортный поток в формате ASI/IP поступает на демультимплексор (DEMUX), который идентифицирует пакеты, относящиеся к выбранной пользователем программе. Вследствие сортировки пакетов формируются элементарные цифровые потоки видео, звука и данных, которые подлежат декодированию. Правильное демультимплексирование цифрового потока осуществляется благодаря прочтению содержащейся в потоке сервисной информации (SI). Алгоритм прочтения SI приведен на рис. 7.21.

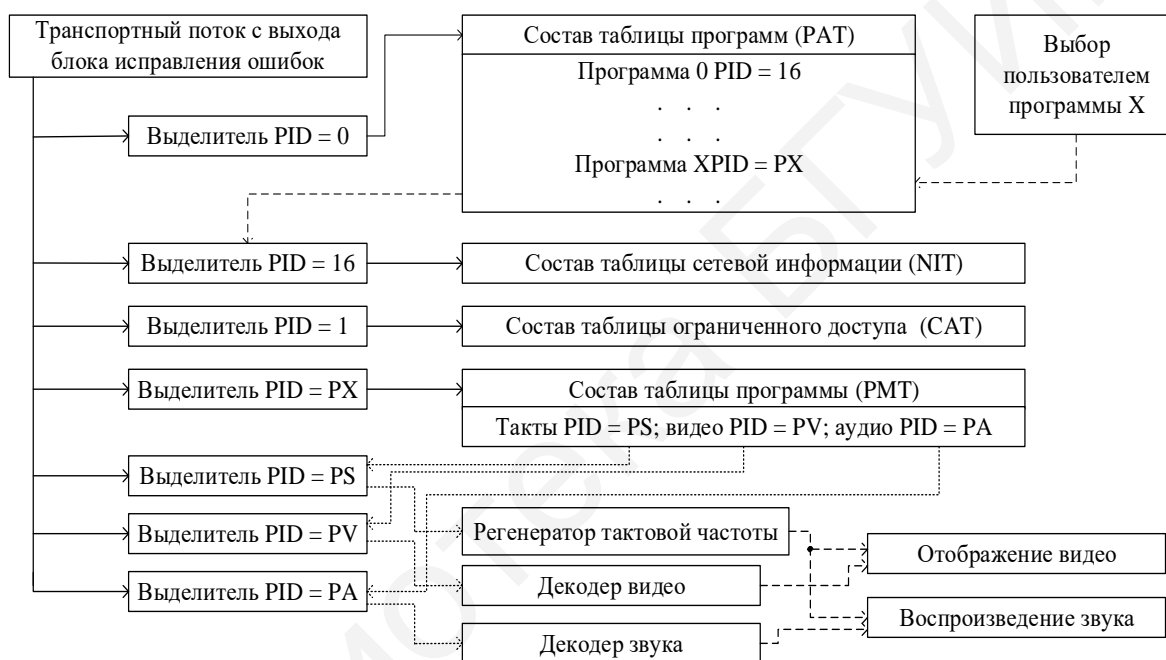


Рис. 7.21. Схема демультимплексирования цифрового потока

Процесс прочтения начинается с идентификатора PID = 0, по которому из транспортного потока выделяются пакеты, содержащие таблицу объединения программ PAT. В таблице указаны все номера программ, входящих в цифровой спутниковый пакет, и их идентификаторы. Для настройки приемника производится обращение к PID = 16, с которым связаны данные таблицы сетевой информации NIT. Эта таблица содержит зарегистрированный в ETSI номер сети (Network_id) и сведения, по которым приемник может автоматически настраиваться на прием (позиция ИСЗ, поляризация, метод модуляции, частота, символьная скорость, относительная скорость кодирования). Далее осуществляется обращение к PID = 1 для анализа содержания таблицы CAT, в которой прописаны идентификаторы транспортных пакетов с данными разрешения на доступ.

По указанной пользователем программе X из потока выделяются пакеты с PID = PX и анализируется состав программы в таблице PMT. В ней указан номер программы, ее компоненты (видео, звук, данные), их идентификаторы, тип

элементарного потока и его PID, а также PID пакетов, содержащих эталонные метки времени (PCR) программы. На основании полученных PID из потока извлекаются требуемые пакеты компонент программы, которые поступают на видеodeкодер MPEG-2/MPEG-4/H.264, аудиodeкодер и интерфейс RS-232. Одновременно извлекаются данные для восстановления тактовой частоты.

Декодирование закрытых программ и данных в приемной устройстве с карточным способом дешифрации осуществляется в дескремблере CAM благодаря наличию средств дешифрации, программной поддержки и абонентской карточки или ее эмулятора (см. разд. 10).

Видеodeкодер восстанавливает исходное изображение, реконструируя его из кадров *I*-, *P*- и *B*-типа. В процессе восстановления используется деквантование, обратное дискретное косинусное преобразование, восстановление составляющих яркости и цветности каждого кадра и др. То есть используется набор процедур, обратных принятым при компрессии цифровых сигналов. Поскольку для восстановления изображения необходимо удерживать нескольких кадров, то емкость памяти ОЗУ декодера должна быть большой. Восстановленный поток видеоданных поступает на электронный коммутатор, управляемый синхрогенератором. Благодаря коммутатору во время кадрового гасящего импульса в видеосигнал вводится информация о цветовой синхронизации SECAM, телетекст и другие данные. С помощью необходимых установок со стороны пользователя или в соответствии с алгоритмом реализации вспомогательных функций в приемнике на полученное изображение могут накладываться графические данные: экранное меню, параметры настройки, титры, текущее время и др.

Восстановленный поток аудио- и видеоданных поступает на интерфейс HDMI для его передачи на цифровую панель и на ЦАП для получения компонентных сигналов яркости (*Y*) и цветности (P_R , P_B). Из этих сигналов в кодере PAL (SECAM) формируются сигналы *R*, *G*, *B* и полный видеосигнал (CVBS) требуемого стандарта. Для правильной работы кодера используются синхросигналы с частотой 25 и 13,5 МГц.

Аудиоданные с выхода демультимплексора поступают на декодер звука для декомпрессии сигнала в соответствии с алгоритмом, находящимся в ОЗУ. Звуковые данные задерживаются на время до 1с для синхронизации звука и изображения. Эта задержка необходима, поскольку обработка видеосигналов длится дольше, чем обработка звуковых пакетов.

В некоторых бытовых моделях цифровых приемников (особенно в моделях первого поколения) видео- и аудиосигналы преобразуются в ВЧ-модуляторе в радиосигнал одного из каналов ДМВ-диапазона и поступают на антенный выход.

Управление устройствами ЦПСВ осуществляет микропроцессор и микроконтроллер. Микропроцессор организует управление работой демультимплексора, блока условного доступа, видео- и звукового декодеров, а также системой меню приемника. Он имеет собственные шины данных, адреса и управления, оперативную DDR и NAND-флеш-память, которая используется для хранения программ управления. Программы могут обновляться с компьютера или по

спутниковым каналам вещательной компанией. Микроконтроллер осуществляет управление параметрами блока настройки, демодулятора, блока исправления ошибок и кодера PAL/SECAM. Он контролирует режим источника питания и осуществляет связь с МП. При включении ЦПСВ МП производит загрузку программного обеспечения из NAND-флеш-памяти и устанавливает все узлы приемника в состояние, соответствующее параметрам последней настройки.

7.5. Оценка эффективности спутниковых каналов стандартов DVB-S/S2

Основным показателем, определяющим эффективность спутниковых каналов при обеспечении требуемой достоверности приема, является информационная эффективность. Этот показатель указывает на меру близости информационной скорости данных в реальных каналах к пропускной способности по Шеннону, или характеризует отношение спектральных эффективностей каналов с реальными и предельными по Шеннону характеристиками:

$$\eta_{\text{инф}} = B_0/C = \gamma_C/\gamma_{\text{Ш}} = 0,3 \cdot \gamma_C / \lg(1 + 10^{0,1 \cdot P_{\text{ТР.ЗС}}}); \quad (7.9)$$

$$\gamma_C = B_0/\Delta f_K, \text{ бит/с} \cdot \text{Гц}, \quad \gamma_{\text{Ш}} = C/\Delta f_K = \lg(1 + 10^{0,1 \cdot P_{\text{ТР.ЗС}}}) / 0,3, \text{ бит/с} \cdot \text{Гц}, \quad (7.10)$$

где C , $\gamma_{\text{Ш}}$ – пропускная способность и спектральная эффективность каналов по Шеннону соответственно; $P_{\text{ТР.ЗС}}$ – требуемое значение ОНШ на входе демодуляторов DVB-S и DVB-S2 (рис. 7.22), при которых обеспечивается заданная достоверность приема, дБ.

Из (7.9) и (7.10) следует, что для приближения $\eta_{\text{инф}}$ к единице, необходимо повышать γ_C и снижать $P_{\text{ТР.ЗС}}$ за счет минимизации потерь в каналах вещания и улучшения исправляющей способности кодов.

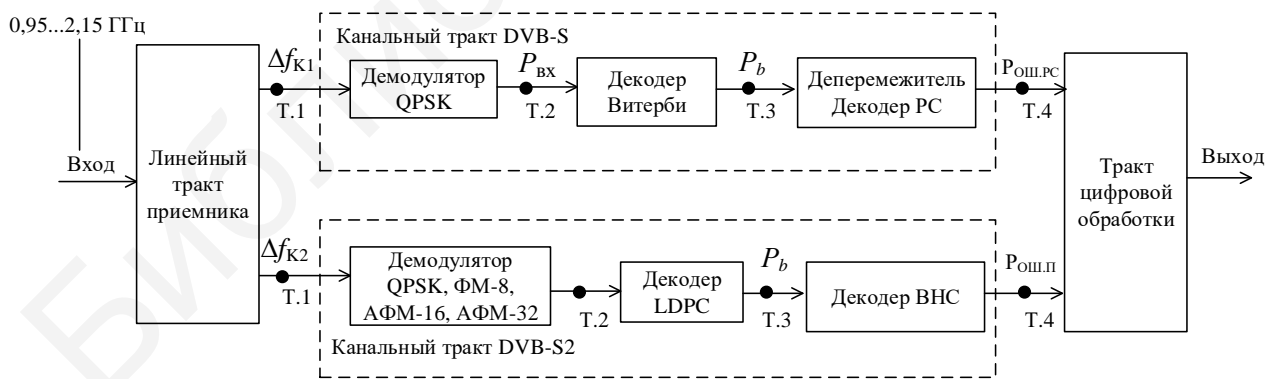


Рис. 7.22. Структурная модель тракта приема сигналов DVB-S/S2

Для каналов DVB-S, телеметрии и контроля теоретические значения ОНШ на входе приемных устройств рассчитываются на основании соотношений, приведенных в разд. 5. Для каналов DVB-S2 с демодуляцией по схеме LDPC+VNS теоретические значения ОНШ определены стандартом только для вероятности пакетных ошибок $P_{\text{ОШ.П}} = 10^{-7}$ (табл. 7.2). Эта вероятность соот-

ветствует одной неисправленной ошибке в течение часа передачи данных со скоростью 5 Мбит/с и она взаимосвязана с величиной одиночной ошибки как $P_{\text{ОШ.П}} \cong 2 \cdot 10^3 P_b$.

Таблица 7.2

Значения ОНШ для каналов стандарта DVB-S2 при $P_{\text{ОШ.П}} = 10^{-7}$, дБ

R_L	1/4	1/3	2/5	1/2	3/5	2/3	3/4	4/5	5/6	8/9	9/10
QPSK	-2,35	-1,24	-0,3	1,0	2,23	3,10	4,03	4,68	5,18	6,2	6,42
PSK-8	-	-	-	-	5,50	6,62	7,91	-	9,35	10,69	10,98
APSK-16	-	-	-	-	-	8,97	10,21	11,03	11,61	12,89	13,13
APSK-32	-	-	-	-	-	-	12,73	13,64	14,28	15,69	16,05

Теоретические значения ОНШ для других пакетных ошибок на выходе каналов DVB-S2 рассчитываются следующим образом:

1) при модуляции PSK-8 (ФМ-8)

$$\rho_K = 10 \lg \left[2,97 \cdot R_L \left(0,873 + R_L^4 \right) \left(B_1 - 0,5 \lg B_1 \right) \right], \text{ дБ}; \quad (7.11)$$

$$B_1 = \frac{-\lg P_{\text{ОШ.П}}}{30,5} + 2,2 \cdot R_L^4 + 1,65; \quad (7.12)$$

2) при модуляции QPSK, APSK-16 и APSK-32

$$\rho_K = 10 \lg \left[0,217 \cdot M \cdot R_L \left(0,873 + R_L^4 \right) \left(B_2 - 0,5 \lg B_2 \right) \right], \text{ дБ}; \quad (7.13)$$

$$B_2 = \frac{-\lg P_{\text{ОШ.П}}}{30,5} - \lg \left[m / \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \sqrt{R_L} \right] + 0,5 \cdot m \cdot R_L^4 + 3,85. \quad (7.14)$$

На рис. 7.23 приведены рассчитанные зависимости информационной эффективности спутниковых каналов стандартов DVB-S ($\alpha_{\text{СК}} = 0,3$) и DVB-S2 ($\alpha_{\text{СК}} = 0,2$) для реальных и идеализированных параметров ($\alpha_{\text{СК}} = 0$ и $\Delta\rho_{\Sigma} = 0$) от значений кодовых скоростей R_K . Для каналов DVB-S величина P_b на выходе декодера Витерби принята 10^{-5} , для DVB-S2 $P_{\text{ОШ.П}} = 10^{-8}$.

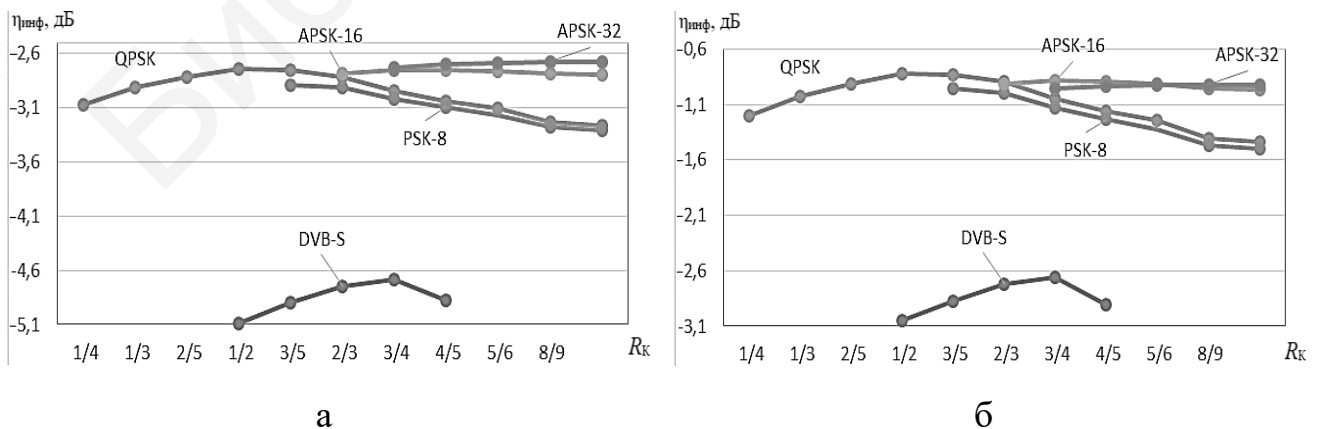


Рис. 7.23. Зависимости информационной эффективности каналов DVB-S/S2: а – для реальных параметров; б – для идеализированных параметров

Из приведенных зависимостей следует, что $\eta_{\text{инф}}$ для реальных каналов DVB-S2 составляет 0,49...0,53, для каналов DVB-S – 0,31...0,35. Идеализация характеристик позволяет улучшить эти показатели в 1,6 раза.

Потери в энергетической $\delta\rho$ и спектральной $\delta\gamma_c$ эффективностях спутниковых каналов по сравнению с предельными значениями $\rho_{\text{Ш}}$ и $\gamma_{\text{Ш}}$ по Шеннону определяются следующими формулами:

$$\delta\rho = \rho_{\text{ТР.ЗС}} - \rho_{\text{Ш}} = \rho_{\text{ТР.ЗС}} - 10\lg\left(10^{0,3\gamma_c} - 1\right), \text{ дБ}; \quad (7.15)$$

$$\delta\gamma_c = \gamma_{\text{Ш}} - \gamma_c = \left[\lg\left(1 + 10^{0,1\rho_{\text{ТР.ЗС}}}\right) / 0,3\right] - \gamma_c = \gamma_c \left(\frac{1}{\eta_{\text{инф}}} - 1\right), \text{ бит/с}\cdot\text{Гц}. \quad (7.16)$$

В табл. 7.3 и 7.4 приведены результаты расчета по (7.15) и (7.16) потерь $\delta\rho$ и $\delta\gamma_0$ для случая идеализации параметров спутниковых каналов ($\gamma_c = \gamma_0$ и $\rho_{\text{ТР.ЗС}} = \rho_k$) стандартов DVB-S2 (QPSK, $P_{\text{ош.п}} = 10^{-7}$) и DVB-S (QPSK, $P_b = 10^{-4}$).

Таблица 7.3

Потери в энергетической и спектральной эффективностях каналов DVB-S2

R_L	1/4	1/3	2/5	1/2	3/5	2/3	3/4	4/5	5/6	8/9	9/10
$\delta\rho$, дБ	1,65	1,2	1,06	1,1	1,15	1,32	1,48	1,68	1,88	2,4	2,53
$\delta\gamma_0$, бит/симв	0,177	0,15	0,16	0,18	0,226	0,27	0,34	0,41	0,456	0,53	0,643

Таблица 7.4

Потери в энергетической и спектральной эффективностях каналов DVB-S

$R_{\text{СК}}$	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1
$\delta\rho$, дБ	3,6	3,9	3,8	3,9	4,9	6,6
$\delta\gamma_0$, бит/симв	0,69	0,85	0,9	0,96	1,2	1,9

Для наглядности на рис. 7.24 показано поведение энергетических и спектральных характеристик идеализированных спутниковых каналов DVB-S/S2 по сравнению с границей Шеннона.



Рис. 7.24. Зависимость $\gamma_0 = \Psi(\rho_k)$ при идеализированных параметрах спутниковых каналов

Результаты расчета, приведенные в табл. 7.3 и 7.4, показывают, что в каналах с QPSK-модуляцией минимальные энергетические потери δ_r для DVB-S2 составляют 1,06 дБ при $R_L = 2/5$, для DVB-S 3,6 дБ при $R_{СК} = 1/2$. При характерной для спутникового вещания кодовой скорости $3/4$ в случае DVB-S2 $\delta_r = 1,48$ дБ и $\delta\gamma_0 = 0,343$, в случае DVB-S – $\delta_r = 3,8$ дБ и $\delta\gamma_0 = 0,9$.

Таким образом, переход от кодирования вида РС+СК при DVB-S к LDPC+VCH при DVB-S2 позволяет обеспечить выигрыш по энергетической эффективности на 2,32 дБ и по спектральной эффективности на 0,557 бит/симв. Дальнейшее улучшение показателей спутниковых каналов сопряжено с использованием более эффективных методов кодирования и декодирования.

Библиотека БГУИР

8. КОЛЛЕКТИВНЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВОГО ВЕЩАНИЯ

8.1. Особенности организации коллективного приема

В городах с плотной застройкой территорий не всегда целесообразен или возможен индивидуальный прием спутниковых сигналов. Поэтому широкое распространение получили способы коллективного приема и раздачи мультимедийной информации от головных станций (ГС) по кабельным распределительным сетям.

К настоящему времени определилось достаточно большое число профессиональных решений различного уровня сложности для организации коллективного приема и средств доставки пользователям видеоконтента и медиаконтента. Выбор конкретного способа построения станции с коллективными спутниковыми антеннами SMATV (Satellite Master Antenna Television) зависит от предполагаемых размеров распределительной сети, объема доставляемых программ в адрес пользователей, уровня сервиса, предоставляемого ассортимента медиаконтента, затрат на оборудование в пересчете на одного абонента и ряда других факторов.

К основным достоинствам коллективного способа приема и распределения сигналов мультимедийного вещания по сравнению с индивидуальным приемом следует отнести:

- снижение расходов на приемное оборудование в пересчете на одного пользователя;
- высокое качество транслируемых по распределительной сети сигналов различных стандартов при наличии централизованного сервисного обслуживания;
- возможность доставки сигналов в зоны, где индивидуальный спутниковый прием затруднен;
- снижение числа антенн на фасадах и крышах зданий.

Среди основных недостатков коллективного способа приема сигналов мультимедийного вещания можно выделить:

- ограниченное число программ, предоставляемых пользователям;
- необходимость утверждения проекта построения мультисервисной сети и получения разрешения на строительство;
- необходимость абонентской платы за просмотр видеоматериалов и приложений, транслируемых по распределительным сетям.

Основная задача при организации коллективного спутникового приема и распределении медиаконтента состоит в обеспечении полной прозрачности мультисервисной сети для равноправного доступа всех ее пользователей к предоставляемому объему вещания и видам информационных услуг.

Известные способы построения цифровых систем с коллективным приемом и распределением сигналов мультимедийного вещания в адрес пользователей можно разделить на две группы. Системы первой группы предусматривают доставку программ и данных пользователям в диапазоне спутниковой ПЧ (0,95...2,15 ГГц). Эти системы обладают преимуществами по предоставляемому

объему информации, но им присущи ограничения в протяженности распределительных сетей и числе обслуживаемых абонентов. Системы второй группы обеспечивают распределение программ в диапазоне частот кабельного телевидения (47...862 МГц) и характеризуются расширенной зоной обслуживания при относительно ограниченных объемах доставляемой информации оператором сети.

Системы первой группы лучше подходят для построения локальных мультисервисных сетей, организуемых в гостиничных комплексах, здравницах, многоквартирных домах и компактно расположенных объектах. Прием телевизионных программ абонентами осуществляется с помощью цифровых спутниковых приемников стандартов DVB-S/S2.

Системы второй группы предназначаются для построения протяженных сетей коллективного обслуживания, организуемых в рамках города, поселка или микрорайона. Прием программ в этом случае осуществляется на приемники кабельных стандартов DVB-C/C2 или приемники наземного вещания стандартов DVB-T/T2. В крупных мультисервисных сетях доставка медиаконтента в адрес пользователей может вестись по IP-технологии с применением на приеме комбинированных абонентских приставок.

Распределительные сети цифрового вещания и интерактивной связи могут строиться по однонаправленной или двунаправленной схемам с использованием кабельных или волоконно-оптических линий связи (ВОЛС). Концепция построения головных станций и архитектура распределительных сетей базируется на Рекомендациях стандартов DVB-C EN 300 429 [58], DVB-C2 EN 302 769 [59] и интернет-протоколах цифрового вещания. Нормы на параметры сетей с обратными каналами и на абонентские интерфейсы устанавливаются Европейской комиссией стандартов в электронике (CENELEC).

В Рекомендациях стандарта EN 300 429 на цифровые системы с коллективными антеннами SMATV приведены четыре версии решений с условным обозначением А, В, С и D. Система А в двух ее вариантах А 1 и А 2 предназначена для использования на территории Европы. Система А 1 предусматривает трансмодуляцию принятых сигналов с QPSK или PSK-8 модуляцией в сигналы с многопозиционной квадратурной амплитудной модуляцией QAM-M для их передачи по наземным каналам. Система SMATV А 2 имеет два решения: избирательное размещение принятых сигналов в полосе спутниковой ПЧ (способ SMATV-IF) и преобразование отдельных канальных сигналов из этой полосы ПЧ в полосу частот 230...470 МГц (способ SMATV-S). В обоих решениях в процессе проводимых преобразований состав цифровых пакетов не изменяется.

8.2. Системы коллективного приема спутниковых сигналов с локальным распределением медиаконтента

Наиболее простым решением коллективного приема сигналов, транслируемых с ИСЗ, является приемная установка, содержащая общую антенну и двоянный (TWIN) конвертор для подключения к нему цифровых приемников двух пользователей (рис. 8.1). При необходимости расширения функций данного решения перед цифровым приемником устанавливается 2-канальный дели-

тель мощности (ДМ). Второй выход этого делителя может служить для подключения DVB-PCI-карты, которая размещается в персональном компьютере. Используемый делитель мощности выбирается «прозрачным» для управляющих напряжений 13/18 В и тонового сигнала 22 кГц, поступающих на TWIN-конвертор от ЦПСВ.

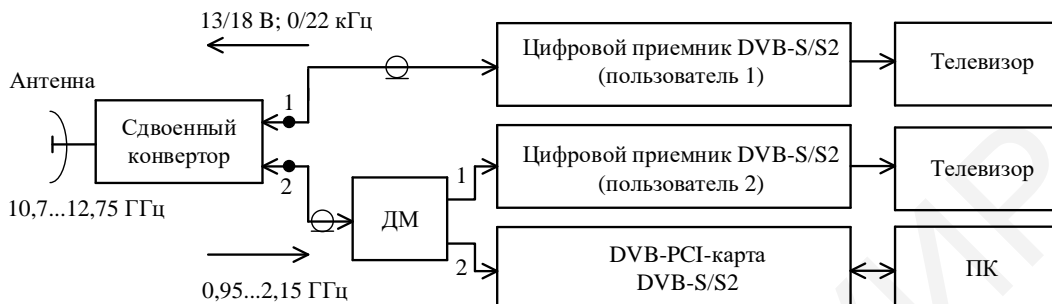


Рис. 8.1. Структурная схема установки при сдвоенном приеме

На рис. 8.2 приведена упрощенная структурная схема TWIN-конвертора Ку-диапазона. В его состав входят два ВЧ-тракта, структура построения каждого из которых близка к структуре построения полнодиапазонного конвертора.

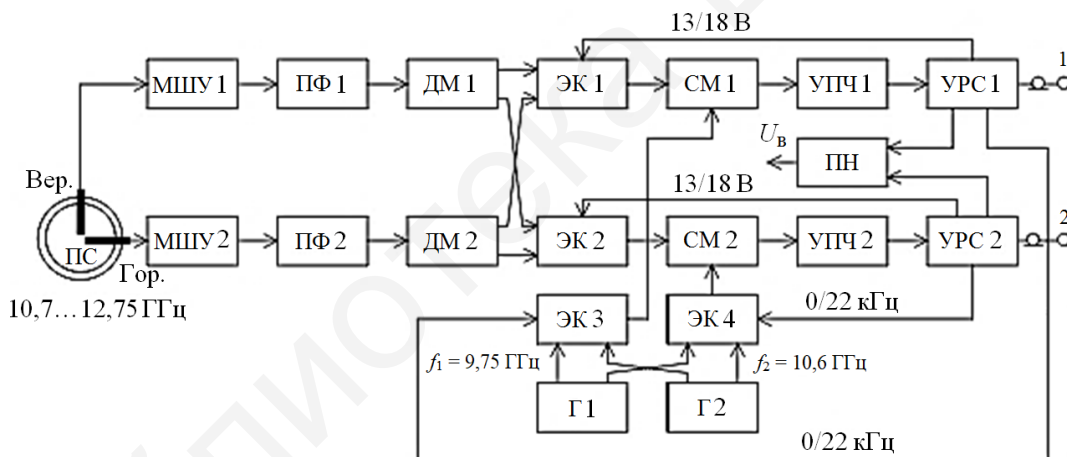


Рис. 8.2. Структурная схема сдвоенного конвертора Ку-диапазона

Благодаря наличию в отдельных его трактах ДМ и управляемых электронных ключей (ЭК 1–ЭК 4) каждый пользователь может независимо друг от друга выбирать требуемый вид поляризации (вертикальную или горизонтальную), а также нижний (10,7...11,9 ГГц) или верхний (11,55...12,75 ГГц) поддиапазон частот, принимаемых антенной сигналов, и иметь доступ ко всем цифровым пакетам программ. Преобразователь напряжения (ПН) формирует из поступивших от цифровых приемников управляющих сигналов 13/18 В требуемые напряжения для питания устройств конвертора. Недостатком данного решения можно считать обязательное согласование между пользователями направления наведения общей антенны на спутник.

Для доставки вещательных программ небольшому числу потребителей в рамках гостиничного комплекса или многоквартирного дома получили распро-

странение компактные распределительные системы, содержащие Quadral-конвертор, СВЧ-матричные коммутаторы (мультисвитчи – МС) и делители мощности (рис. 8.3).

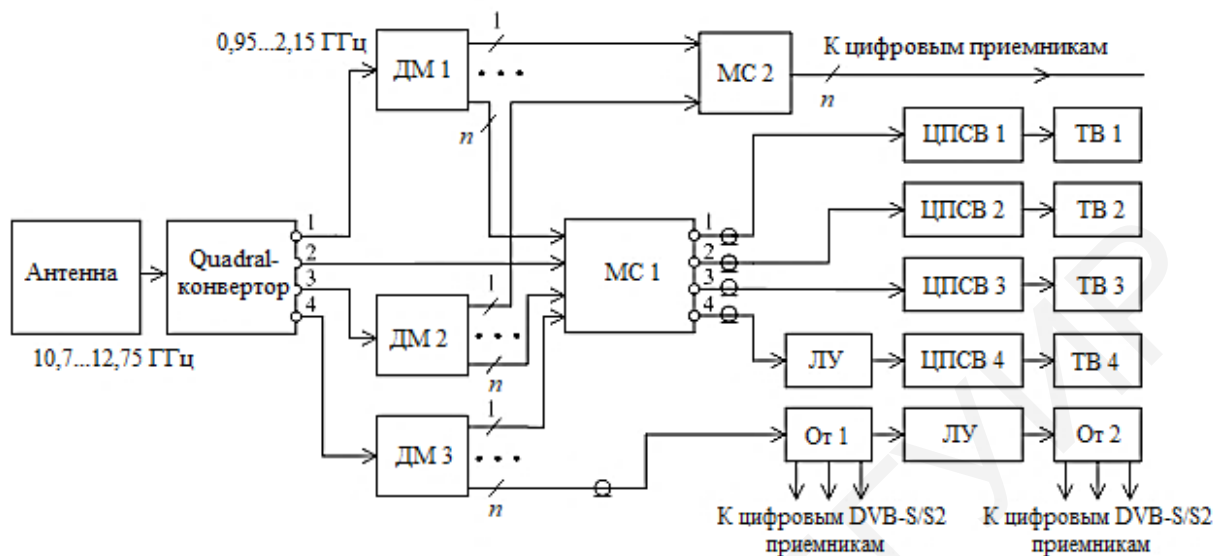


Рис. 8.3. Станция спутникового приема с локальным распределением сигналов

Упрощенная структурная схема Quadral-конвертора показана на рис. 8.4. Он имеет 4 выхода, за каждым из которых закреплен один поддиапазон частот и один тип поляризации. На его выходах 1 и 2 присутствуют группы каналных сигналов, которые были приняты антенной с вертикальной поляризацией в области нижнего и соответственно верхнего поддиапазонов частот, а на выходах 3 и 4 – сигналы с горизонтальной поляризацией этих же поддиапазонов в полосе 0,95...2,15 ГГц. В пределах данной полосы с одним видом поляризации может размещаться до 30 ТВ-каналов (при ширине полосы на канал 40 МГц), каждый из которых содержит пакет цифровых программ. Структура Quadral-конвертора в отличие от TWIN не имеет переключающих устройств и внешних управляющих сигналов. СВЧ-коммутаторы, или мультисвитчи основываются на делителях СВЧ-мощности и электронных ключах. Они содержат микроконтроллер и усилители сигналов для компенсации вносимых ими потерь.

Под действием управляющих сигналов (13/18 В и 0/22 кГц), поступающих от цифровых приемников (ЦПСВ 1–ЦПСВ 4) на мультисвитч МС 1 (см. рис. 8.3), в нем осуществляется соединение каждого приемника с требуемым выходом конвертора. В результате обеспечивается независимый доступ четырех абонентских приемников ко всем пакетам программ, принимаемых антенной.

Для реализации протяженных кабельных участков между МС 1 и ЦПСВ могут размещаться линейные усилители (ЛУ), компенсирующие потери в соединительном кабеле и пассивных устройствах. Обычно ЛУ имеет обратный канал для подачи управляющих и запросных сигналов на устройства станции.

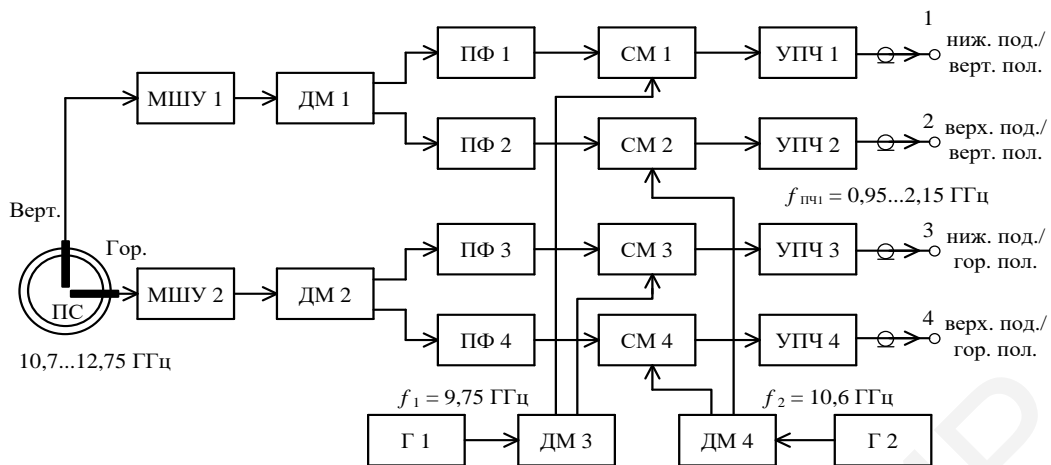


Рис. 8.4. Структурная схема Quadral-конвертора

Чтобы увеличить число пользователей в локальной сети, достаточно задействовать более сложные мультисвитчи, предлагаемые различными компаниями, с большим числом выходов для подключения к ним ЦПСВ.

Другим решением, показанным на рис. 8.3, является дооснащение станции 2-канальным МС 2 и делителями мощности ДМ 1 и ДМ 2, через которые производится подключение ЦПСВ к двум выходам конвертора. Соединение с конвертором осуществляется подачей управляющих сигналов 13/18 В от ЦПСВ на МС 2. Обычно 2-канальные МС выполняются активными без вносимых потерь в принятый сигнал и обеспечивают развязку между сигналами разных каналов 30...35 дБ. При достаточно большом числе рейтинговых программ, действующих на одном из выходов конвертора, можно организовать отдельный канал доставки сигналов в одном из поддиапазонов частот. В рассматриваемой станции этот вариант реализован подключением кабельной линии через ДМ 3 к четвертому выходу конвертора. Доставляются программы пользователям через ответвители От 1 и От 2 кабельной сети.

Наличие заметных потерь в коаксиальном кабеле на частотах около 2 ГГц ограничивает как протяженность локальной сети, так и область ее применения. Для увеличения дальности разнесения между спутниковой антенной и приемным оборудованием абонентов используют оптическую линию связи, оснащенную оптическими модулями на стороне передачи и приема (рис. 8.5). Передающий оптический модуль содержит четыре входных устройства для соединения с выходами Quadral-конвертора. В этом модуле может осуществляться обработка и мультиплексирование поступающих от конвертора четырех сигналов для их передачи на одной оптической несущей (модель ОТ 5501 компании Terra Electronics) либо осуществляться передача сигналов на отдельных оптических несущих: 1470, 1510, 1550 и 1590 нм (модель Quad-Link шведской компании SMW). Выходная оптическая мощность модуля ОТ 5501 в зависимости от его модели составляет 4...20 мВт в рабочем диапазоне длин волн от 1310 до 1570 нм.

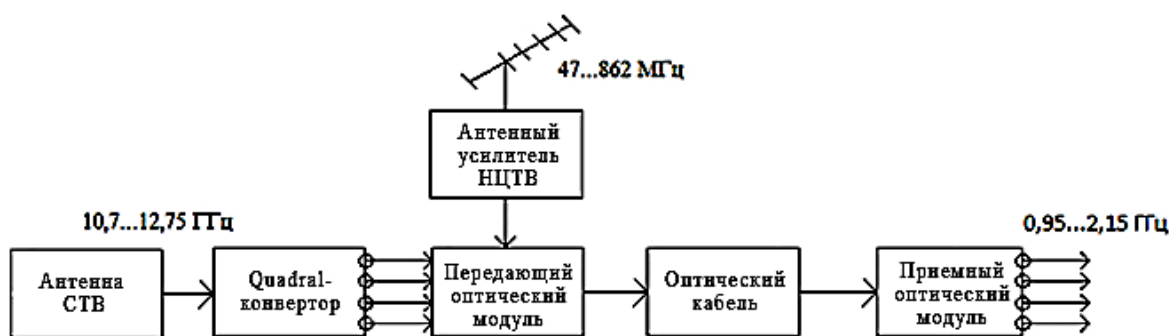


Рис. 8.5. Тракт станции спутникового приема с оптическим каналом

Для стабилизации выходного уровня мощности при изменениях напряжения питания и температурного режима используется автоматическая регулировка. В ряде моделей передающих модулей предусмотрен дополнительный порт для подачи на его вход сигналов наземного цифрового ТВ-вещания (НЦТВ), принятых в диапазоне частот 47...862 МГц. Требуемый уровень этих сигналов, равный 75...95 дБмкВ на входе модуля, обеспечивает антенный усилитель [60]. Длина ВОЛС может составлять около 10 км. Рекомендуется уровень сигналов, поступающих на вход приемного модуля, –6 дБм. В этом модуле осуществляется демодуляция оптических сигналов с получением четырех групп исходных сигналов на спутниковой ПЧ.

Для увеличения числа программ в адрес пользователей на станциях локального распределения может размещаться несколько спутниковых антенн и использоваться многовходовые оконечные и проходные МС (рис. 8.6). Один из МС может иметь разъем для подачи от приемной антенны программ наземного цифрового вещания. Фрагмент построения 8-входового МС с подключением к его выходу одного ЦПСВ показан на рис. 8.7.

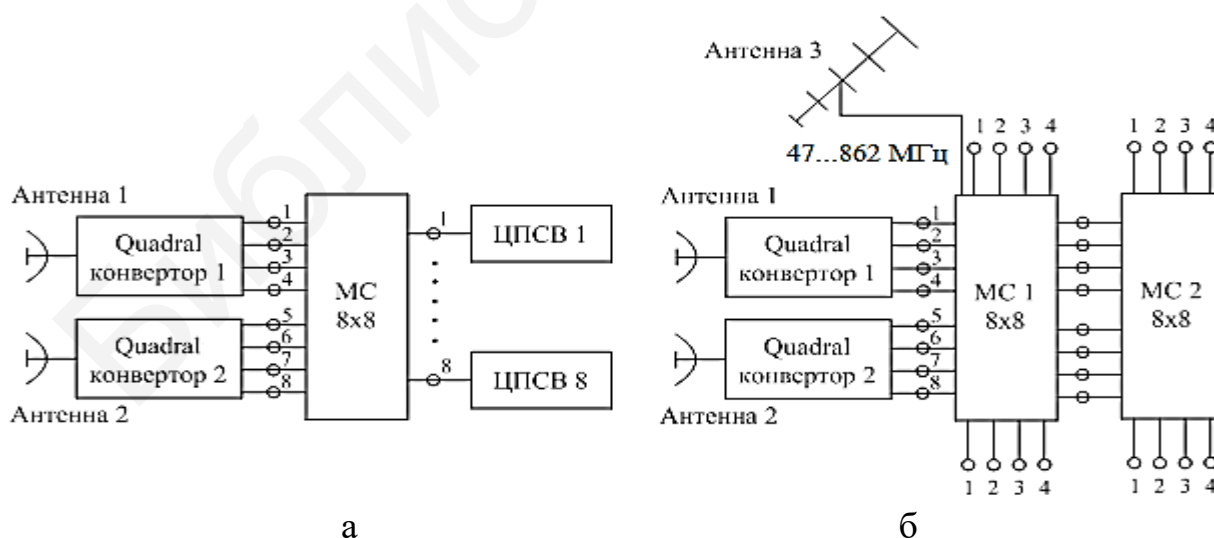


Рис. 8.6. Структурные схемы станций коллективного приема с двумя спутниковыми антеннами:
а – на базе оконечного МС; б – на базе проходного и оконечного МС

Принцип его работы состоит в следующем. На вход устройства разделения сигналов от ЦПСВ поступает группа команд, где первая – Position A/B – обеспечивает с помощью микроконтроллера (МК) и электронного ключа ЭК 7 доступ к СВЧ-портам 1–4 и 5–8. С помощью тонового сигнала 0/22 кГц производится управление ключами ЭК 5 и ЭК 6 для подсоединения к СВЧ-портам 1, 2 (5, 6) или 3, 4 (7, 8). Под действием управляющих напряжений 13/18 В, поступающих на ключи ЭК 1–ЭК 4, осуществляется соединение с четными или нечетными номерами СВЧ-портов МС.

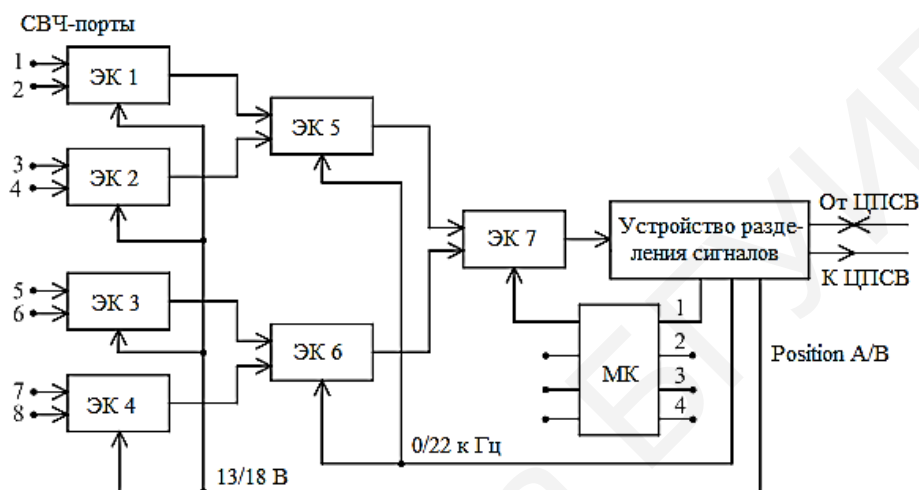


Рис. 8.7. Упрощенная структурная схема 8-входового мультисвитча

Если воспользоваться МС типа Flexswitch DRC 0516 от компании WISI (Германия) с 8 входами и 16 выходами, то в жилом комплексе можно организовать 2-антенный прием с прямым подключением 16 абонентов. С помощью МС D-SEB 17×16 N компании Ankaro можно организовать 4-антенный спутниковый прием, а также прием сигналов НЦТВ. Структура построения данного МС основывается на использовании двух 8-входовых МС с привлечением дополнительного ключа и команды Option A/B. Алгоритм работы МС следующий. С помощью команды Option A/B выбирается одна пара антенн (или конверторов) из четырех, а с помощью команды Position A/B – одна из пары. Под действием сигнала 0/22 кГц выбирается пара СВЧ-портов, например, 1, 2 (5, 6) или 3, 4 (7, 8), а под действием напряжений 13/18 В – четный или нечетный порт.

8.3. Система спутникового приема и мультисервисного распределения сигналов SMATV A2

Как отмечалось в подразд. 8.1, система SMATV A2 имеет два решения в построении распределительных сетей: SMATV-IF и SMATV-S. В соответствии с первым решением (рис. 8.8, верхняя часть схемы) сигналы многопрограммного вещания после их преобразования и разделения в Quadral-конверторе на четыре группы сигналов поступают через делители мощности (ДМ), модули канального конвертирования (МКК), устройство объединения сигналов (УОС) и

ответители (ОТ) распределительной сети на абонентские цифровые приемники спутникового вещания.

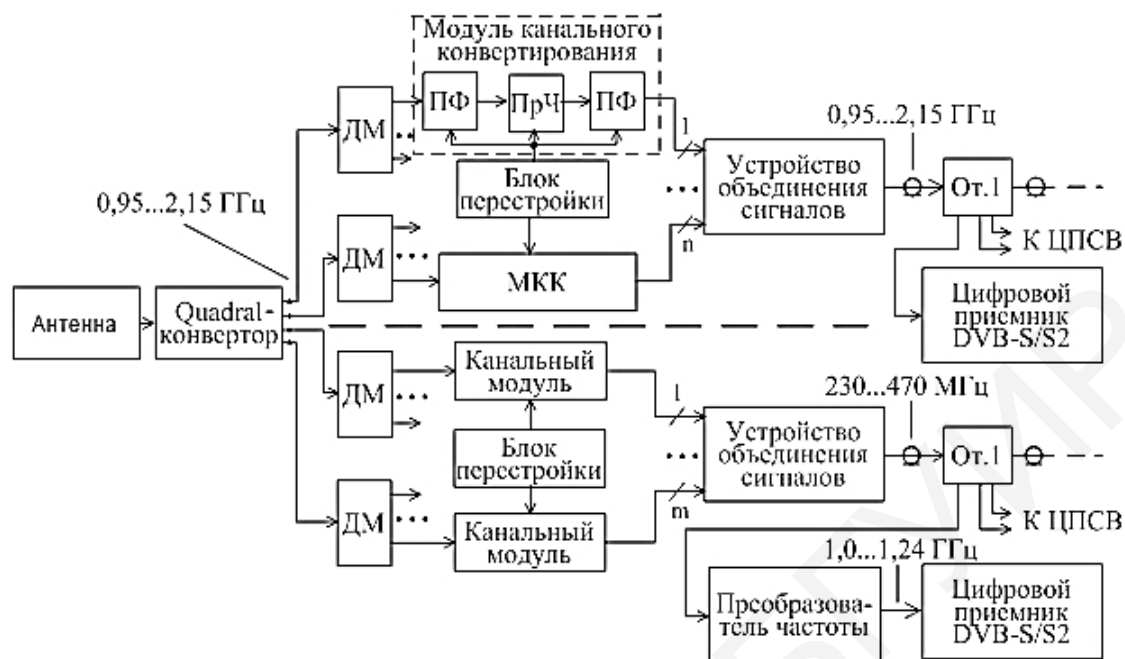


Рис. 8.8. Структурная схема системы SMATV A2

Благодаря МКК из четырех групп каналов, выделенных Quadral-конвертером, избирательно формируется только одна группа каналов, расположенных в полосе 0,95...2,15 ГГц. Число создаваемых каналов определяется емкостью системы, шириной полосы на канал и не превышает возможного числа в этой области частот, например, 30 при полосе на канал 40 МГц.

Каждый модуль канального конвертирования содержит входной и выходной перестраиваемые по частоте и полосе фильтры (ПФ), преобразователь частоты (ПрЧ) и элементы доставки управляющих сигналов для перестройки устройств. В качестве ПрЧ может использоваться балансный смеситель и ГУН с ФАПЧ. С помощью входных фильтров из полосы 0,95...2,15 ГГц выбираются наиболее рейтинговые каналы. По сути, осуществляется частотная селекция действующих на выходах конвертера каналов для последующей их перестановки по частоте в пределах полосы 0,95...2,15 ГГц без изменения состава пакетов программ. В результате этой процедуры создается набор каналов, который представляет интерес для трансляций по распределительной сети.

На рис. 8.9 показан фрагмент схемы частотного переноса четырех каналов с первого выхода Quadral-конвертера и трех каналов со второго выхода в область частот 0,95...2,15 ГГц.

Отметим особенности данного решения:

- посредством конвертации спутниковых каналов реализуется компактная однокабельная распределительная сеть для приема сигналов на ЦПСВ стандартов DVB-S/S2;

– дальность действия SMATV-IF ограничена потерями в кабеле на частотах спутниковой ПЧ и, следовательно, зона обслуживания пользователей многопрограммным вещанием является локальной;

– число каналов, доставляемых по сети, определяется функциональностью головной станции и не превышает числа каналов, которые можно разместить в формируемой выходной полосе 0,95...2,15 ГГц (см. рис. 8.9).

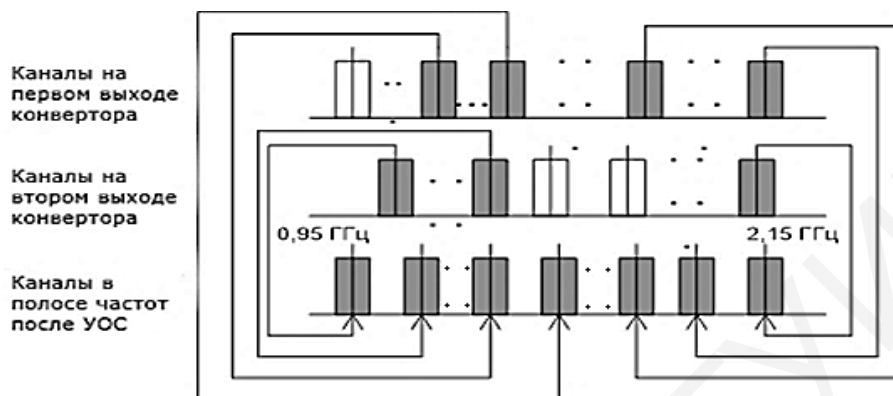


Рис. 8.9. Схема компоновки каналов в полосе 0,95...2,15 ГГц

При реализации станций по приведенной схеме с использованием МКК кроме приема спутниковых сигналов в ряде моделей предусмотрен прием сигналов стандартов DVB-T/T2, транслируемых по сети наземного цифрового вещания. Например, малогабаритная станция (размером 114×111×21 мм) SCA 32 компании Polytron (Германия) обеспечивает эти функции и имеет возможность изменять ширину полосы каждого выделенного канала в диапазоне от 10 до 80 МГц. Она рассчитана на доставку пользователям до 32 каналов в полосе 0,95...2,15 ГГц. Станция компании Terra (Литва) может содержать до 64 модулей конвертации типа CS420 и CS440. Она позволяет изменять ширину полосы каждого канала от 6 до 60 МГц и переносить принятые сигналы из диапазона 0,95...2,15 ГГц в диапазон 47...2150 МГц.

В системе приема SMATV-S (см. рис. 8.8, нижняя часть схемы) реализуется принцип преобразования группы востребованных каналов из полосы частот 0,95...2,15 ГГц в полосу Superband 230...470 МГц, которая выделена для решения специальных задач. В этой области частот может разместиться шесть спутниковых каналов с шириной полосы каждого 40 МГц. Если допустить, что в цифровом пакете одного канала содержится 15 ТВ-программ SD-качества при формате сжатия MPEG-4/H.264, то на стороне пользователя можно получить около 90 ТВ-программ.

В данном решении сигналы к абонентам поступают по кабелю с меньшим затуханием, чем в системе SMATV-IF, и дальность действия SMATV-S может быть гораздо большей. Однако на стороне пользователя кроме спутникового цифрового приемника необходимо использовать повышающий преобразователь частоты, конвертирующий сигналы частот 230...470 МГц в диапазон стандартной спутниковой ПЧ, например, в полосу 1,0...1,24 ГГц. Несмотря на увеличе-

ние размеров зон обслуживания, данная система обладает ограниченными возможностями по объему вещания и ее применению.

8.4. Станция коллективного приема спутниковых сигналов SMATV A1

Основная задача станции данного типа состоит в трансформации сигналов с принятым видом модуляции в более высокий формат модуляции для увеличения пропускной способности кабельных каналов с шириной полосы 8 МГц. Процесс трансмодуляции сигналов предполагает не только переход на новый полососберегающий вид модуляции, но и снятие кодировки с закрытых программ, редактирование служебных таблиц, формирование новых пакетов программ, а также согласование выходных параметров ГС с параметрами распределительной сети. Кроме того, в процессе трансмодуляции должны обеспечиваться низкие уровни линейных и нелинейных искажений, фазовых шумов и помех, возникающих в радиотракте станции, поскольку переход к высоким порядкам модуляции сопряжен с ростом чувствительности приемных устройств к неидеальности характеристик тракта и снижением достоверности приема.

В системе SMATV-A1 (рис. 8.10) принятые спутниковой антенной сигналы преобразуются с помощью Quadral-конвертора в четыре полосы частот первой ПЧ и поступают через СВЧ-делители мощности (ДМ 1...ДМ 4) на трансмодуляторы. На каждом выходе ДМ присутствует одинаковый набор канальных сигналов. Число используемых выходов в ДМ определяется необходимым числом трансмодуляторов для обеспечения требуемого объема вещания по кабельной распределительной сети (КРС).



Рис. 8.10. Структурная схема системы с трансмодуляцией сигналов

Структура построения трансмодулятора состоит из приемного и передающего трактов (рис. 8.11). Приемный тракт (упрощенный ЦПСВ стандартов DVB-S/S2) настраивается на требуемую несущую, и в нем осуществляются демодуляция и помехоустойчивое каскадное декодирование сигналов с образованием транспортного потока данных. В передающем тракте производится предварительная обработка цифрового потока, многопозиционная QAM-модуляция и преобразование модулированной ПЧ на несущую частоту требуемого ТВ-канала с шириной полосы 8 МГц. Если в процессе реализации указанных процедур состав цифрового пакета программ, а также кодировка и формат сжатия данных не подлежат

изменению, то трансмодуляция считается прозрачной, легко реализуемой и состоит в основном в редактировании служебной информации.

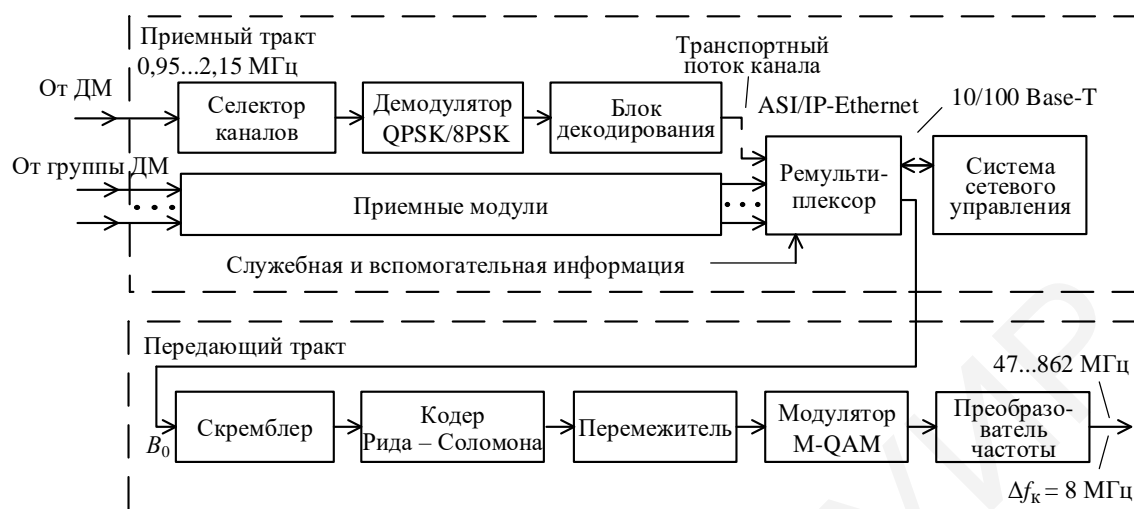


Рис. 8.11. Структурная схема трансмодулятора

В большинстве реализаций принятые с ИСЗ сигналы определенных каналов закодированы, и в каждом из них содержится незначительное число рейтинговых ТВ-программ, представляющих интерес для операторов и пользователей кабельных сетей. Поэтому практически всегда в трансмодуляторе до процедур цифровой обработки потока передаваемых данных осуществляется операция ремультимплексирования принятых приемными модулями сигналов. Она включает распаketирование и сортировку цифровых пакетов, снятие кодировки с зашифрованных программ, исключение ненужных программ в каждом пакете (в том числе программ звукового вещания), редактирование служебных таблиц, добавление контента местной студии и создание на основе отсортированных программ новых цифровых пакетов (одного или нескольких).

Операция ремультимплексирования, как правило, осуществляется в одном процессорном устройстве и находится под контролем системы сетевого управления (ССУ), которая задает требуемый алгоритм формирования новых цифровых пакетов с обновленными значениями PID и отредактированным составом служебных таблиц PAT, SDT, CAT, PMT и др. (см. подразд. 6.5). Параметры таблицы NIT, в которой отражены сетевые характеристики спутниковых систем, и таблица EIT, в которой присутствуют сведения путеводаителя по программам (EPG), полностью приводятся к характеристикам кабельной сети. При необходимости в ремультимплексоре осуществляется закрытие отдельных или всех программ цифрового пакета требуемой системой кодировки, а также транскодирование форматов сжатия MPEG-2/MPEG-4 для SD- и HD-каналов. Транскодирование может выполняться с использованием как аппаратных, так и программных средств для многих уровней и профилей MPEG-2/MPEG-4.

Управление работой ремультимплексора осуществляется через служебный интерфейс 10/100 Base-T в соответствии с программным обеспечением (ПО) ССУ. Обычно ПО позволяет проводить развернутый анализ обрабатываемых

программ (номер, тип, значение PID элементарных потоков и др.), выводить содержание служебных таблиц, формировать список всех PID нового пакета, определять среднюю и максимальную скорости входных элементарных потоков. Последняя операция необходима для оценки скорости данных отдельных компонент формируемого потока, поскольку их скорости определены алгоритмом статистического мультиплексирования на стороне земной станции. Процедуры статистического мультиплексирования программ предусматривают динамическое изменение скорости передаваемых данных и занимаемой сигналом ширины полосы частот. Поэтому при расчете возможного числа программ в цифровом пакете, образованном на выходе ремультимплексора, следует учесть запас на меняющуюся среднюю скорость поступающих данных.

Для большей гибкости в выборе решений при реализации головных станций и соединений между ее удаленными блоками получили применение ремультимплексоры и устройства, оснащенные интерфейсами IP-Ethernet. Благодаря их наличию имеется возможность территориально разнести приемную и передающую подсистемы ГС, надежно передать данные по протяженным распределительным сетям и программно конфигурировать структуру станции в рамках таблиц расписания и требуемой емкости вещания с помощью Ethernet-коммутатора. В этом направлении разработаны также видеокодеры и мультиплексоры, предусматривающие инкапсуляцию пакетов MPEG-2 TS в формат IP-Ethernet 100/1000Base-T с поддержкой двух транспортных протоколов IP-стека – UDP и RTP. При этом существует возможность внедрения дополнительного помехоустойчивого кодирования данных, передаваемых по IP-каналам (например, 2D FEC стандарта SMPTE-2022). Доставка полезной и служебной информации на передающий тракт трансмодулятора предполагает использование как индивидуальной (Unicast), так и групповой (Multicast) адресации. Процедура конвертации потока ASI в IP-Ethernet сопровождается временной задержкой, которая обычно не превышает 10 мс.

Сформированные в ремультимплексоре новые цифровые потоки данных поступают на передающий тракт трансмодулятора, который в общем случае может быть многоканальным устройством с цифровой обработкой сигналов и многопозиционной модуляцией несущих. В соответствии с Рекомендациями стандарта DVB-C [58] каждый поток данных при передаче подвергается скремблированию (используется 15-разрядный генератор ПСП), кодированию кодом Рида – Соломона ($R_{PC} = 188/204$, $t = 8$) и сверточному перемежению с глубиной $I = 12$ байт. Применение одной ступени кодирования по алгоритму РС без использования сверточного кода, принятого в стандарте DVB-S, считается достаточным для обеспечения требуемого уровня защиты контента от одиночных и блочных ошибок на выходе системы, поскольку кабельные линии с внешним экранированием имеют более высокую помехозащищенность, чем открытые спутниковые каналы. Перед процедурой многопозиционной модуляции по стандарту DVB-C предусмотрено формирование кортежей (КАМ-символов) с числом бит в символе, равным кратности модуляции $m = \log_2 M$. Для повышения надежности приема (из-за скачков фазы несущей) к двум старшим разрядам

кортежей применяется дифференциальное кодирование. В I и Q каналах модулятора используются фильтры Найквиста с коэффициентом скругления спектра $\alpha_{СК} = 0,15$ и характеристикой в области частот спектра:

$$n(f) = \left[0,5 \cdot \left(1 + \sin \frac{0,5 \cdot \pi \cdot (f_N - |f|)}{f_N \cdot \alpha_{СК}} \right) \right]^{0,5}, \quad (8.1)$$

где f_N – средняя частота несущей.

В многопозиционном модуляторе формат модуляции выбирается из значений: 16, 32, 64, 128 и 256. Ширина рабочей полосы частот радиоканала Δf_K устанавливается согласно стандарту DVB-S в пределах 7,86...7,96 МГц, а коэффициент потерь – в использовании полезной полосы канала $b_P = (1 + \alpha_{СК}) = 1,15$.

Максимальная скорость потока данных на входе передающего тракта трансмодулятора в зависимости от порядка модуляции составляет

$$B_0 = (\Delta f_K \cdot (\log_2 M) \cdot R_{PC}) / b_P, \text{ бит/с}, \quad (8.2)$$

где M – порядок модуляции в трансмодуляторе.

Согласно (8.2) для $\Delta f_K = 7,92$ МГц, $R_{PC} = 188/204$, $M = 32, 64, 128, 256$ скорости данных B_0 не должны превышать значений 31,89; 38,08; 44,87; 51,28 Мбит/с соответственно. При этом символьная скорость передачи радиопосылок на выходе модулятора B_C меньше B_0 и равна $\Delta f_K / b_P$.

Если в данной системе принята модуляция QAM-64 (скорость транспортного потока $B_0 = 38,08$ Мбит/с), то при скорости данных на одну программу 3,0 Мбит/с (сжатие видеоданных MPEG-4/H.264) по ТВ-каналу с полосой 7,92 МГц можно передать 12 ТВ-программ SD-качества. Символьная скорость передачи составит 6,89 Мсимв/с. Чтобы организовать распределительную сеть на 120 ТВ-программ, на ГС понадобится задействовать 10 ТВ-каналов с общей полосой частот 80 МГц, расположенной в диапазоне 47...862 МГц. Если использовать модуляцию QAM-128, то при той же скорости данных на программу по одному каналу с $B_0 = 44,87$ Мбит/с можно передать 15 ТВ-программ и потребуется 8 ТВ-каналов в этой сети. Если планируется нарастить сеть еще 20 программами HD-качества, то при скорости данных на программу 8,0 Мбит/с потребуется дополнительно задействовать 5 каналов при $M = 64$ и 4 – при $M = 128$.

В качестве примера приведем характеристики станции S2Cbox компании TERRA Electronics (Литва), которая предназначена для приема спутниковых сигналов стандартов DVB-S/S2 с последующей их трансмодуляцией в формат DVB-S для распределения по домашней коаксиальной сети (многоквартирные дома, гостиницы, коттеджи, больницы и т. д.). Станция содержит до 16 трансмодуляторов, формирующих сигналы форматов QAM (16/32/64/128/256), несущие частоты которых могут располагаться на произвольных частотах в полосе от 48 до 862 МГц. Ширина полосы частот каждого канала регулируется от 4 до 8,3 МГц (значение B_C изменяется от 3,5 до 7,2 Мсимв/с). Коммутацию

трансмодуляторов на входе осуществляет мультисвитч 6×16 . Конфигурирование устройства и его управление производится с ПК.

8.5. Головная станция мультисервисной сети с многоканальной трансмодуляцией информационных сигналов

Большинство современных станций средней и большой емкости используют модульный принцип построения, содержат в своем составе приемные устройства различных стандартов вещания и многоканальные устройства, обеспечивающие трансмодуляцию и передачу сигналов в форматах кабельного и наземного вещания. Принятый подход к построению головной станции (ГС) позволяет гибко конфигурировать и программно модернизировать их структуру по мере развития сети. В состав ГС входят (рис. 8.12): сменные приемные модули нескольких стандартов (DVB-S/S2, DVB-T/T2), многоходовая коммутационная матрица (КМ); ремультимплексор; блок САМ-модулей дешифрации входных потоков; кодеры/транскодеры перехода из MPEG-4/H.264 AVC в MPEG-2 и обратно; сменные многоканальные передающие модули с QAM-M или COFDM-модуляцией; блок объединения ТВ-каналов; система условного доступа кабельной распределительной сети, система сетевого управления (ССУ) и устройства обратного канала для доступа в сеть Интернет и к медиаресурсам. Производительность станции наращивается за счет добавления приемных и передающих модулей.

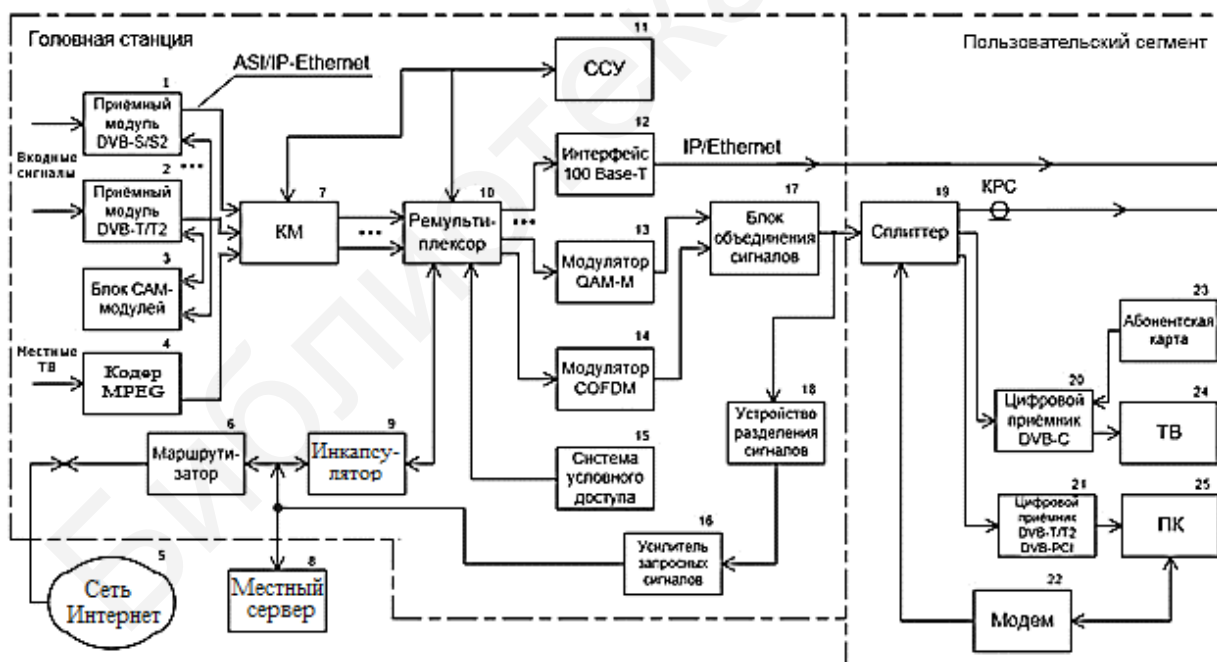


Рис. 8.12. Структура головной станции и пользовательского сегмента мультисервисной сети

Образованные на выходах приемных модулей стандартов DVB-S/S2 и DVB-T/T2 транспортные потоки в форматах ASI или IP-Ethernet поступают напрямую или через блок САМ-модулей, на коммутационную матрицу и далее на ремультимплексор. Профессиональные многоканальные САМ-модули спо-

способны параллельно дескремблировать несколько ТВ-программ, которые закрыты одинаковыми или разными системами условного доступа. Подключение внешних САМ-модулей осуществляется через РСМСІ-разъемы.

Коммутационная матрица служит для доставки требуемого набора информационных потоков на соответствующие порты ремультимплексора и позволяет изменять в зависимости от задач и условий работы подключаемые устройства. Если на ГС используется IP-технология, то каждый приемный модуль оснащен IP-интерфейсом, который реализует IP/UDP инкапсуляцию и формирование уникального адреса и меток времени синхронизации согласно протоколу RTP (Real-Time Transport Protocol).

Территориально приемные модули могут располагаться в разных местах по отношению к КМ. Наличие IP-коммутации упрощает задачи по конфигурированию ГС, перераспределению потоков на порты ремультимплексора и наращиванию емкости сети. Все установки и настройки трансмодулятора производятся через интерфейс 10/100 Base-T от системы сетевого управления. С помощью ПО ССУ осуществляется графическое отображение контрольных параметров, включая текущие скорости компонент потока данных.

Ядром многоканального трансмодулятора является управляемый ремультимплексор с мощным процессором для высокоскоростной обработки данных (0,5...1 Гбит/с), рассчитанный на большое число формируемых потоков на выходе. В современных ремультимплексорах возможна распаковка свыше сотни, поступающих на их вход, цифровых пакетов программ, коррекция служебной информации, переназначение PID, поддержка режимов дескремблирования закрытых программ, транскодирование форматов HD и SD, инкапсуляция пакетов MPEG в IP-пакеты увеличенных размеров и формирование большого числа (20...60) новых цифровых потоков с шифрованием сигналов от системы условного доступа. Примерами высокого уровня функциональности ремультимплексоров, входящих в состав рабочих станций, могут служить ремультимплексоры распределительной системы EMR компании SumaVision (Китай), которые способны создавать несколько десятков новых пакетов IP/MPTS/SPTS и закрывать их с помощью системы условного доступа. Другим примером являются модули GM-8000, которые способны обрабатывать 250 входных потоков, формировать из них 16 и более выходных и одновременно осуществлять их кодирование в разных системах условного доступа. Чтобы синхронизировать на выходе ремультимплексора потоки с требуемым составом программ, его процессор осуществляет постоянный контроль за поступающей и формируемой информацией.

Выходные многоканальные съемные модули содержат QAM-M или OFDM-модуляторы, ASI-интерфейсы или интерфейсы 100/1000 Base-T для передачи данных потока по IP-каналам на удаленные станции сети. В заголовках IP-пакетов присутствуют адреса источника и получателя, а также их порты. Под портами понимаются соответствующие номера алгоритмов обработки, по которым осуществляется правильная работа с пакетами на приеме.

Сменные модули модуляторов QAM-M и OFDM имеют высокие технические характеристики и содержат устройства помехоустойчивого кодирования,

модуляции, фильтрации, преобразования промежуточной частоты в диапазон 47...862 МГц и усиления радиосигналов до номинального уровня. При настройке тракта модулятора на требуемую выходную частоту передачи производится сопряженная перестройка синтезатора частоты и фильтра боковой полосы.

Благодаря применению в трансмодуляторе передающих модулей с OFDM-модуляцией представляется возможным осуществлять одновременный прием сигналов доставляемых по кабельным и эфирным сетям на встроенные в телевизор блоки или внешние приставки стандартов DVB-T/T2. С развитием средств наземного вещания получили распространение многостандартные гибридные приемные устройства DVB-T/T2, DVB-C/C2 и DVB-S/S2, а также универсальные приемники, поддерживающие протоколы IP. Последние способны работать в сети IPTV и обеспечивать реализацию таких услуг, как рассылка видео по подписке, интерактивное телевидение, доступ к медиаресурсам, персональный видеомэгнитофон и многие другие опции, включая видеонаблюдение.

На рис. 8.13 приведена структурная схема передающего модуля с частотным уплотнением ортогонально модулированных несущих (OFDM) стандарта DVB-T [61]. Транспортный поток данных в формате ASI/IP поступает на каналный кодер, в котором выполняются процедуры скремблирования, байтового перемежения и двухступенчатого помехоустойчивого кодирования (РС+СК). Для повышения уровня защиты от блочных искажений, возникающих на приемной стороне при наличии помех, предусмотрено дополнительное побитовое перемежение в каждом из m каналов. Далее следует формирование КАМ-символов и их перемежение по определенному алгоритму. В DMUX2 осуществляется преобразование потока КАМ-символов в низкоскоростные субпотoki, число которых соответствует числу N_{Π} полезных поднесущих: 1705 в режиме $2k$ и 6048 в режиме $8k$. Маппер (раскладчик) заменяет КАМ-символы, состоящие из 2, 4 или 6 бит информации, на комплексные значения сигналов в соответствии с позициями векторов сигнального созвездия соответствующего вида модуляции.

В процессоре OFDM реализуется математическая процедура модуляции N_{Π} поднесущих, состоящая в матричном перемножении комплексных дискретных значений КАМ-символов и дискретных отсчетов поднесущих. При этом в процесс перемножения к основным информационным данным добавляются комплексные значения дискретных отсчетов пилот-сигналов, необходимые для быстрого вхождения приемного устройства в режим синхронизма. С учетом присутствия пилот-сигналов общее число поднесущих составляет 1705 и 6817 в режимах $2k$ и $8k$ соответственно, где $k = 1024$ базовый массив дискретных значений процессора. Для снижения объема математических процедур над комплексными числами при матричном перемножении в процессоре OFDM задействовано быстрое обратное дискретное преобразование Фурье. Результатом работы процессора являются комплексные дискретные значения выходного напряжения.

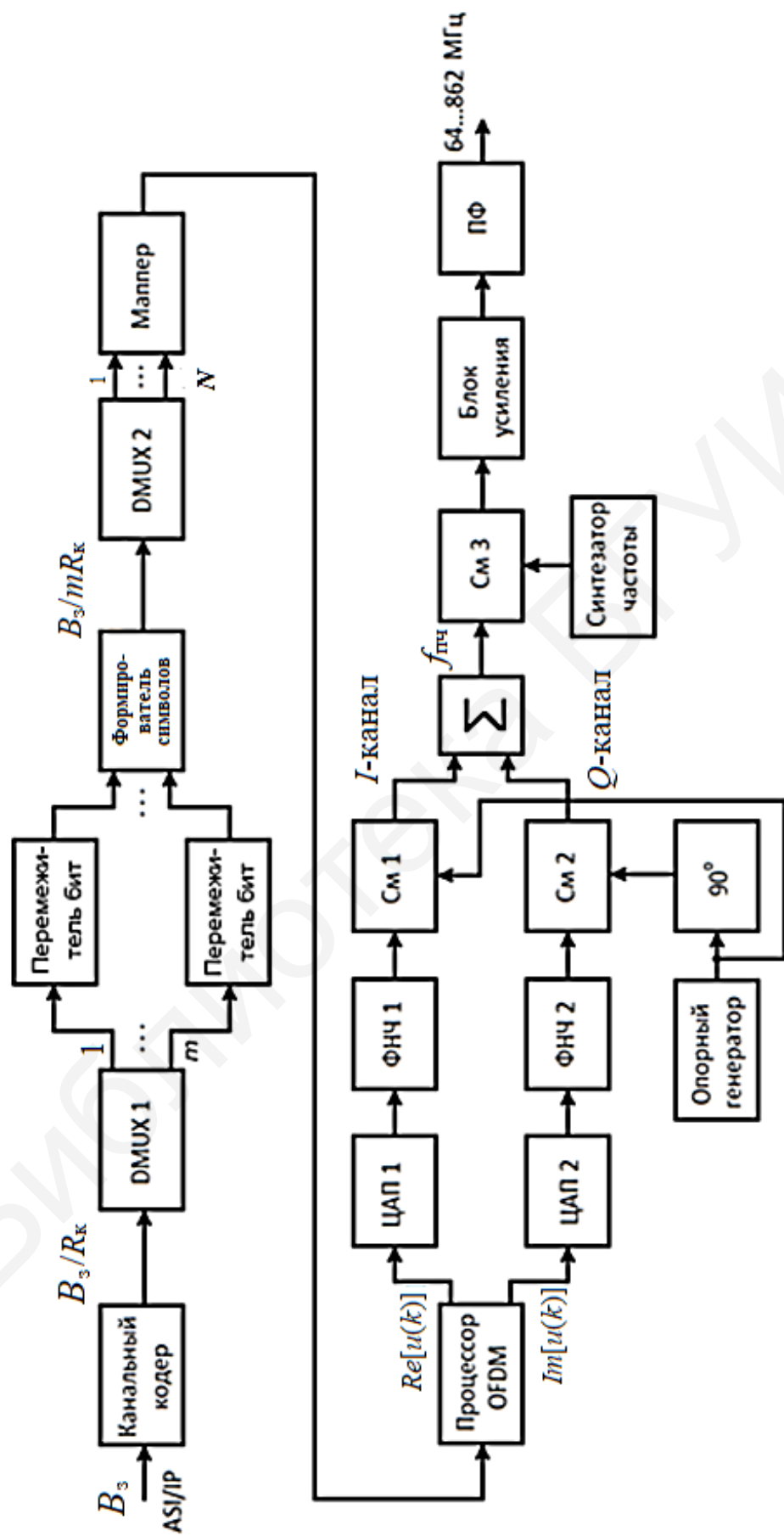


Рис. 8.13. Структурная схема передающего модуля стандарта DVB-T

Согласно стандарту DVB-T для борьбы с многолучевостью и как следствие с межсимвольной интерференцией в процессорном блоке предусматривается введение защитных интервалов длительностью T_3 , которые разделяют OFDM-символы длительностью $T_{\text{И}}$ во времени. После процессорной обработки данных следуют процедуры перехода от цифрового представления сигналов к формированию радиосигналов. Они включают двухканальное цифро-аналоговое преобразование, НЧ-фильтрацию спектров в I - и Q -каналах, получение модулированной несущей на промежуточной частоте и ее конвертацию с помощью смесителя СМЗ и синтезатора частоты в область требуемой полосы передачи. Необходимый уровень мощности на выходе передающего модуля обеспечивает блок усиления, в котором реализуется также коррекция нелинейных искажений. Далее следует полосовой многозвенный фильтр, который осуществляет ослабление внеполосных продуктов передачи.

Скорость цифрового потока, действующая на входе передающего модуля DVB-T с учетом наличия защитных интервалов, определяется по формуле

$$B_{03} = (B_{\text{С}} \cdot (\log_2 M_1) \cdot R_{\text{К}}) / (1 + T_3 / T_{\text{И}}), \text{ бит/с}, \quad (8.3)$$

где $B_{\text{С}}$ – символьная скорость передачи радиопосылок, зависящая от ширины полосы канала, симв/с; M_1 – порядок модуляции; $R_{\text{К}} = R_{\text{СК}} \cdot R_{\text{РС}}$ – скорость кодирования сверточным и блочным кодом РС соответственно; $T_3/T_{\text{И}}$ – относительная длительность защитного интервала, принятая равной 1/4, 1/8, 1/16, 1/32.

Если передача мультимедийной информации осуществляется по кабельной сети, которая защищена от помех и имеет достаточно низкий уровень эхосигналов, то параметры, входящие в формулу (8.3), выбираются оператором сети из условия обеспечения максимального числа программ в потоке. В частности, при $M_1 = 64$, $R_{\text{СК}} = 7/8$, $R_{\text{РС}} = 188/204$, $T_3/T_{\text{И}} = 1/32$ и $B_{\text{С}} = 6,75$ Мсимв/с при $\Delta f_{\text{К}} = 8$ МГц величина $B_{03} = 31,67$ Мбит/с. Для этой скорости данных с учетом средней скорости на программу 2,8...3,0 Мбит/с (в случае MPEG-4/H.264) по одному каналу можно передать 10...11 ТВ-программ. Если планируется организовать доставку программ в HD-формате, то при средней скорости данных на программу 8,5 Мбит/с можно передать три ТВ-программы высокого разрешения.

Возвращаясь к общей структуре построения головной станции коллективного приема (см. рис. 8.12), отметим, что объединение сформированных радиосигналов для передачи по нескольким частотным каналам осуществляется в блоке сложения сигналов. Для снижения уровня внеполосных помех на выходе каждого канала в блоке сложения предусматриваются полосовые фильтры с повышенной селективностью.

Система условного доступа ГС управляет процессом адресного распределения прав доступа абонентов распределительной сети к платным телепрограммам и услугам, а также осуществляет закрытие передаваемой информации с помощью многоканального модуля условного доступа, поддерживающего несколько вариантов шифрования (см. разд. 10).

Система сетевого управления обеспечивает слежение за состоянием оборудования и параметрами транспортного потока, собирает информацию о сбоях и управляет конфигурацией станции. Оперативное изменение ее структуры и характеристик выполняется перепрограммированием портов коммутационной матрицы без использования физических устройств переключения. Для оптимизации пропускной способности ГС в ее состав может входить модуль трансрейтинга, осуществляющий в ремультимплексе снижение скорости однопрограммных STPS-потоков для трансляции по IP-сетям. В качестве примера модульного построения ГС с IP-коммутацией, многоканальной структурой организации передач и программно-изменяемыми характеристиками может служить станция Chameleon компании WISI (Германия) [62].

Распространенным вариантом приемного оборудования на стороне пользователей являются многостандартные цифровые приемники, поддерживающие стандарты DVB-S и DVB-T/T2 диапазона 47...862 МГц. Как и в спутниковых ЦПСВ, в ВЧ-трактах приемных модулей этих стандартов осуществляется настройка на требуемый ТВ-канал, демодуляция радиосигналов, канальное исправление ошибок, дешифрация закрытых программ и выделение необходимых пакетов транспортного потока. Отличие ВЧ-трактов заключается в использовании более низкого диапазона входных частот и более высоких порядков демодулируемых сигналов. Приемные модули стандартов DVB-T/T2 по отношению к приемникам DVB-S имеют две ступени декодирования и блок, обеспечивающий многочастотную процессорную демодуляцию OFDM-сигналов.

8.6. Многофункциональные платформы для построения головных станций мультимедийных сетей

Головные станции различной емкости могут строиться на базе компактных мини-станций (цифровых платформ), каждая из которых заключена в конструктив 1RU или 2RU и имеет ряд сменных модулей различного функционального назначения (приемные модули стандартов DVB-S/S2/T/T2/C, передающие модули QAM-M и COFDM, IP Streamer SPTS/MPTS, IP Multi-Service Descrambler, SNMP контроллер и др.). Путем комплектации группы цифровых платформ с требуемым набором модулей можно сформировать полнофункциональную ГС, обеспечить в ней дополнительные функции и услуги, а также подать на удаленные IP-головные станции потоки данных по IP-сети.

На рис. 8.14 представлена компактная многоцелевая цифровая платформа Luminato компании Telesta (Финляндия) [63], которая имеет шесть слотов для установки съемных функциональных модулей и один слот для установки базового модуля с интерфейсами и блоком питания. Кроме того, в базовом модуле присутствуют коммутатор IP/Ethernet, два порта по 1GbE, два порта 10/100BaseTX для управления и подключения систем условного доступа и один USB-порт.

В типовую конфигурацию платформы ГС входят: 2-канальный приемный модуль для приема закрытых программ DVB-S/S2; 4-канальный модуль для приема открытых программ DVB-S/S2 с модуляцией несущих QPSK, PSK-8 или

APSK-16 в диапазоне 0,95...2,15ГГц; 2-канальный модуль для приема закрытых каналов стандартов DVB-T/T2 в диапазоне частот 47...862 МГц и модуль для приема четырех транспортных потоков ASI/IP со скоростью данных от 1 до 100 Мбит/с. На выходе платформы формируются по четыре потока данных, передаваемых на несущих с модуляцией QAM-M и COFDM, и один поток формата GbE-IP с электрическим и оптическим интерфейсами для использования в IPTV-сети.

Передающий модуль стандарта DVB-T поддерживает базовые виды модуляции QPSK, QAM-16 и QAM-64, режимы работы $2k$ и $8k$, скорости кодов $1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$, $7/8$ и обеспечивает трансляцию сигналов в диапазоне частот 85...999 МГц. Передающий модуль кабельного стандарта DVB-C поддерживает модуляцию видов QAM-64, QAM-128, QAM-256, символьную скорость от 4 до 7,4 Мсимв/с и общий выходной уровень 102...122 дБмкВ.

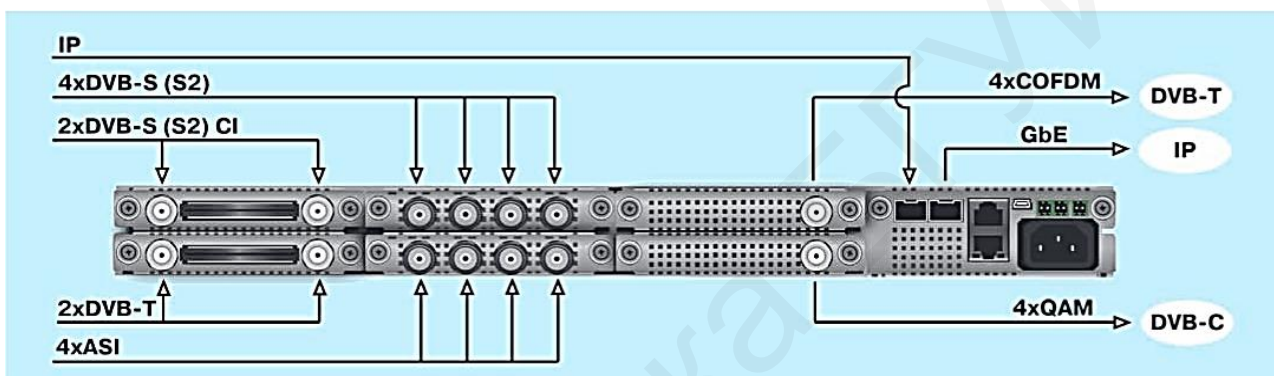


Рис. 8.14. Цифровая платформа Luminato

Вместо рассмотренных модулей, обеспечивающих комплектацию типовой станции, платформа Luminato может содержать: 2-канальный приемник цифровых потоков IP (скорость потока на канал 180 Мбит/с) с двумя CI-слотами; 4-канальный DVB-ASI передающий модуль с SPTS или MPTS потоками со скоростью от 1 до 100 Мбит/с; 4-канальный IP-мультиплексор при средней скорости на поток 96 Мбит/с; модуль сбора и формирования EPG-информации с поддержкой до 50 мультиплексов, а также FEC-кодер с мониторингом потоков (скорость, задержка, потерянные и восстановленные пакеты, сетевой джиттер).

Управление режимами и функциями платформы обычно осуществляется либо с лицевой панели, либо дистанционно по IP-Ethernet линии через порт 10/100 Base-TX. Программное обеспечение поддерживает необходимые виды контроля и состава служебной информации, а также позволяет изменять режимы и параметры используемых модулей. Передача потоков в режиме Multicast осуществляется в протоколах UDP/IP (User Datagram Protocol/IP) или RTP/UDP/IP. Транспортный протокол UDP (протокол пользовательских дейтаграмм) служит для передачи данных в сетях IP, без гарантий на доставку всех пакетов по каналам связи с высокой пропускной способностью. Протокол RTP

используется для передачи трафика в реальном времени и содержит в заголовке временную метку и номер пакета.

Таким образом, на базе платформы Luminato и предлагаемых модульных устройств можно создавать полнофункциональные станции для приема и передачи цифровых потоков в форматах DVB IPTV и решать задачи по модернизации существующих цифровых ГС.

В табл. 8.1 приведены технические характеристики компактной станции Polytron PCU 4111 (Германия) [64], предназначенной для приема сигналов стандартов DVB-S/S2 и DVB-T/T2/C с последующим формированием многоканальных сигналов в форматах DVB-C и DVB-T.

Таблица 8.1

Технические характеристики станции Polytron PCU 4111

Стандарт	Прием		Передача	
	Вид модуляции	Символьная скорость, Мсимв/с	Вид модуляции	Число ВЧ-каналов
DVB-S	QPSK	1...45	—	—
DVB-S2	QPSK, PSK-8	1...45		
DVB-T	QPSK, QAM-16, QAM-64	6,75	QPSK, QAM-16, QAM-64	4+2
DVB-T2	QPSK, QAM-16, QAM-64, QAM-256	0,75...7,0	—	—
DVB-C	QAM-16, QAM-32, QAM-64, QAM-128, QAM-256	7,2	QAM-16, QAM-32, QAM-64, QAM-128, QAM-256	4+4

Станция содержит четыре сдвоенных модуля для приема сигналов спутникового, наземного и кабельного вещания, четыре слота для установки модулей условного доступа, два сдвоенных модуля передачи сигналов DVB-T/C, встроенный LAN для дистанционного управления и USB-интерфейс для настройки и конфигурирования станции с ПК. Выходные частоты каналов с шириной полосы 7 или 8 МГц выбираются в диапазоне частот 112...862 МГц. Уровень выходных сигналов 90 дБмкВ с возможным изменением значений в пределах от 0 до 12 дБ. Коэффициент ошибок модуляции MER ≤ 40 дБ.

8.7. Система мультисервисного обслуживания для гостиничного комплекса

На рис. 8.15 приведена упрощенная структурная схема интерактивной системы ING Esuite (Испания), которая предназначена для развертывания сети IPTV-вещания в гостиничном комплексе в режимах индивидуального (Unicast) и потокового (Multicast) распределения информации [65]. Система обеспечивает доставку пользователям IP-сети большое число открытых ТВ-программ SD- и HD-качества, платных видеоматериалов, кинофильмов и музыкальных

программ, выход в сеть Интернет, доступ к сервисной информации и игровым приложениям. В системе осуществляется контроль использования телекоммуникационного ресурса и состояния сети, предусмотрен внутригостиничный видеоконтроль с веб-камер наблюдения и производятся расчеты за оказанный вид информационного сервиса. Для формирования заказа на поставку требуемой информации в гостиничном комплексе задействована опция «электронный гид по программам» – EPG (Electronic Program Guide), с помощью которой на экране приемника отображается перечень программ, доступных для просмотра.

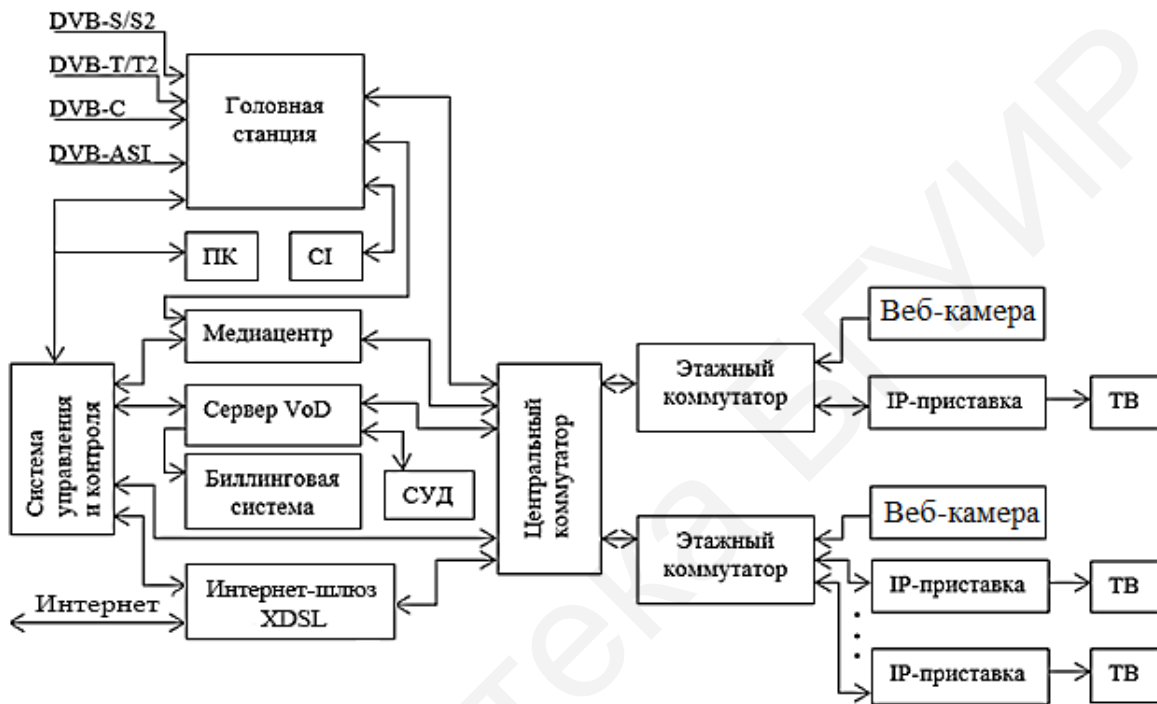


Рис. 8.15. Мультисервисная сеть гостиничного комплекса

Выбор и заказ требуемого сервиса осуществляет пользователь через абонентскую приставку с пульта дистанционного управления. Тип IP-приставок для использования в сети достаточно разнообразен. Это приставки компаний Amino, TeleTec, Telergy, Intercross и более современные устройства, работающие под управлением операционной системы Android. В режиме персонального видеомонофона (PVR – Personal Video Recorder) пользователь может организовать отложенный просмотр, включить функции «стоп», «пауза» и др.

Основой системы комплекса является головная IPTV-станция, структура и принципы работы которой базируются на рассмотренных ранее положениях. Ее задачи заключаются в формировании из принятых сигналов DVB-S/S2, DVB-T/T2, DVB-C, DVB-ASI с помощью группы многоканальных IP-стримеров множества однопрограммных SPTS-поток. В частности, каждый IP-стример, рекомендованный компанией WISI, может создать 32 отдельные ТВ-программы с собственным IP-адресом и портом при общей скорости данных 90 Мбит/с (около 3 Мбит/с на программу). Если станция комплектуется шестью многоканальными стримерами, то в адрес пользователей можно доставить 192 ТВ-программы SD-качества. Для декодирования закрытых программ

вещания, поступивших на вход ГС от различных источников, предусмотрены профессиональные дешифраторы Common Interface (CI), способные работать с группой закрытых программ в нескольких видах кодировок условного доступа.

Управление ГС осуществляется по веб-интерфейсу от ПК. Кроме ГС в состав комплекса входят: медицентр Middleware, серверы приложений и видео по запросу (VoD), центральный и этажные коммутаторы, интернет-шлюз, система управления и контроля. Медицентр обеспечивает прием запросов, буферизацию и архивирование информации. Он взаимодействует с внешними устройствами и программными компонентами сети, осуществляет аутентификацию абонентских IP-приставок, управляет потоковой передачей и ведет контроль за выполнением запроса. Наличие серверов «видео по запросу» позволяет пользователям сети получать с помощью IP-приставок доступ к инкапсулированным в IP-пакеты платным телеканалам и фильмам премьерного класса. Каждый сервер организован на базе специализированного компьютера, располагает значительной процессорной мощностью для высокоскоростной передачи запрошенной информации в сеть и обладает программной и аппаратной устойчивостью к сбоям. Сервер VoD интегрирован с системой условного доступа (СУД) для шифрования подготовленного для отправки пользователям видеоконтента, а также с биллинговой системой, выполняющей необходимые расчеты. Число VoD-серверов в сети зависит от ее размеров, предоставляемого ассортимента услуг, количества одновременно поступающих запросов и др. Группа серверов соединяется между собой двунаправленной шиной для обмена цифровыми данными, что позволяет снизить вероятность перегрузок и повысить надежность всей системы.

Потоковая передача IPTV-услуг по кабельной распределительной сети выполняется с помощью транспортных протоколов RTP (Real-Time Transfer Protocol, спецификация RFC 3267), RTCP (Real-Time Control Protocol, RFC 5760) и RTSP (Real-Time Streaming Protocol, RFC 2326). Первый протокол относится к стеку протоколов TCP/IP, отвечает за корректную передачу данных в направлении абонентских приставок и поддерживает механизмы контроля качества обслуживания QoS (Quality of Service). В заголовки пакетов RTP вносятся служебные данные для правильного восстановления порядка следования пакетов на стороне приема, установления факта потерь пакетов при передаче и обеспечения синхронизма между видео и аудиоданными при воспроизведении. В качестве опции в поток могут вводиться контрольные данные для восстановления потерянных пакетов и метки времени для компенсации джиттера.

Второй протокол RTCP является частью протокола RTP, который служит для доставки информации в обратном направлении – от абонентских приставок на ГС с указанием потерянных пакетов, времени запроса и момента завершения сеанса связи. Если на ГС от приставок поступают данные, свидетельствующие о низком качестве информационных сигналов, то на ГС производится адаптивная подстройка параметров передачи.

Принято, что пакеты протоколов RTP содержат четные номера UDP-портов, а пакеты RTSP – нечетные. Номера портов выбираются динамически из диапазона значений от 16 384 (10^{14}) до 32 767 ($10^{15} - 1$). Типичный вариант инкапсуляции RTP-пакетов в IP-пакеты приведен на рис. 8.16.

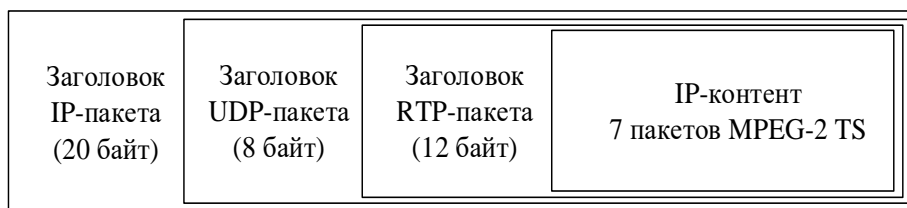


Рис. 8.16. Инкапсуляция RTP-пакета в IP

Третий протокол RTSP предназначен для дистанционной передачи команд управления (PLAY, PAUSE, RECORD и др.) от абонентских приставок на ГС, включая передачу идентификаторов портов приставок, на которые должен быть доставлен контент. Протокол RTSP работает в режиме «запрос – ответ» на базе транспортного протокола без подтверждения UDP, причем в тесном взаимодействии с протоколом RTP.

8.8. Передающий тракт цифровой распределительной сети стандарта DVB-C2

8.8.1. Состав тракта и анализ его функционирования

Возросшие требования к пропускной способности и энергетической эффективности кабельных сетей цифрового телевизионного вещания и мультисервисных услуг привели к разработке нового стандарта DVB-C2 EN 302769 [59]. Стандарт DVB-C2 и рекомендация к нему TS 102 991 [66] утверждены ETSI в 2011 г. Основные положения нового стандарта базируются на спецификациях транспортных стандартов DVB-S2 [9] и DVB-T2 [67], зарегистрированных в ETSI в 2006 и 2008 гг. соответственно.

К числу отличительных особенностей стандарта DVB-C2 по сравнению с DVB-C следует отнести:

- возможность обработки нескольких входных потоков, переносящих разные виды информационных услуг (концепция PLP – Physical Layer Pipe);
- двухступенчатое кодирование принятых данных по схеме BCH+LDPC;
- адаптивный выбор требуемых параметров передачи;
- использование высокоформатных видов модуляции QAM-1024 и QAM-4096 для повышения спектральной эффективности сети;
- применение устойчивого к интерференции многочастотного режима передачи с защитными интервалами между OFDM-символами;
- внесение в передаваемый поток несущих пилот-сигналов, необходимых для коррекции искажений в распределительной сети и быстрого вхождения приемника в режим синхронизма [68].

На рис. 8.17 приведена структурная схема передающего тракта системы DVB-C2. На входы тракта могут параллельно поступать независимые потоки

данных TS/GS, содержащие транспортные пакеты MPEG-2 TS, IP-пакеты по протоколу GSE (Generic Stream Encapsulation) и непакетированные данные.

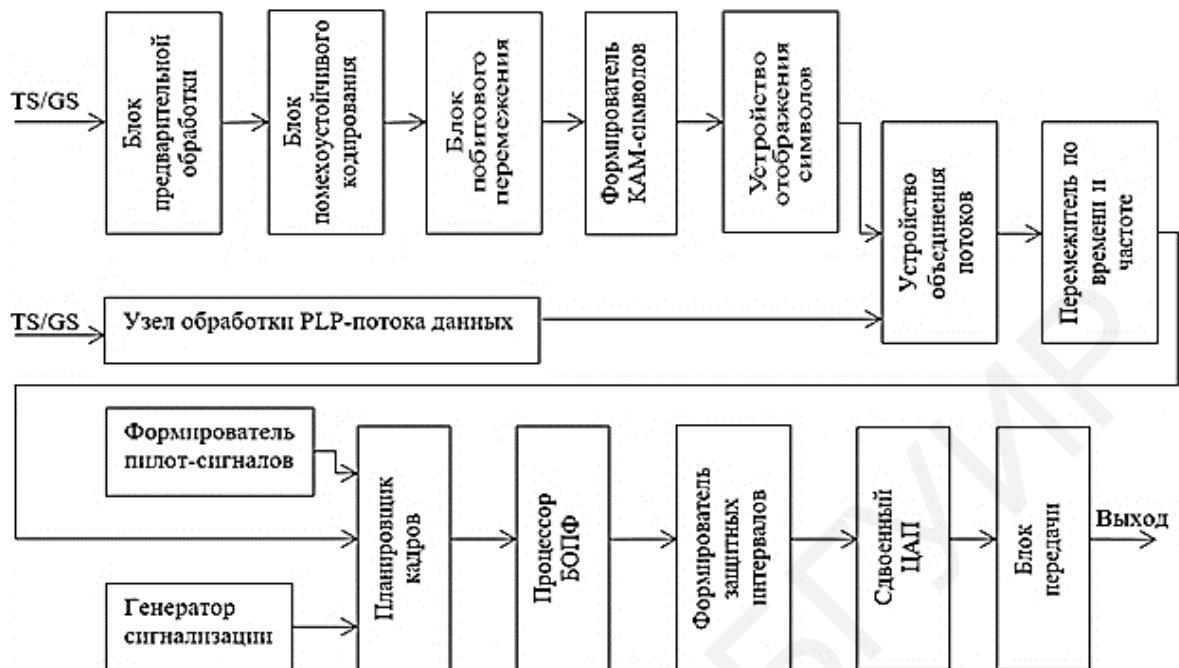


Рис. 8.17. Структурная схема передающего тракта системы DVB-C2

Каждый отдельный входной информационный поток проходит блок предварительной обработки данных (БПОД), или модуль адаптации режима, структурная схема которого приведена на рис 8.18. По своей структуре и решаемым задачам этот блок подобен аналогичным модулям обработки PLP-потоков стандартов DVB-S2 и DVB-T2.

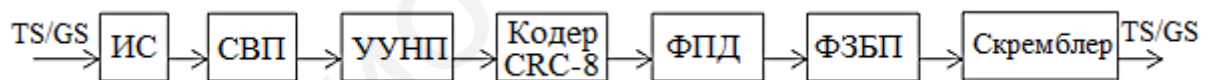


Рис. 8.18. Блок предварительной обработки PLP-потока

В состав БПОД входят: интерфейс сопряжения (ИС); синхронизатор входного потока (СВП) для синхронизации устройств приема по тактовой частоте $F_T = 8\Delta f_k / 7$; устройство удаления нулевых пакетов (УУНП) из транспортного потока; кодер CRC-8 для обнаружения на приеме ошибок в пакете; формирователь полей данных (ФПД) требуемых размеров; формирователь заголовка базовой полосы (ФЗБП) и скремблер. Заголовок имеет длину 80 бит, содержит сведения о характеристиках потока и располагается перед полем данных.

По выделенному на приеме идентификатору PLP ID все пакеты, не принадлежащие к затребованной услуге, не обрабатываются. Скремблер выполнен на сдвиговом регистре с обратной связью, описывается полиномом $G(x) = 1 + x^{14} + x^{15}$ и упрощает восстановление тактовой частоты на приеме при длинных сериях нулей и единиц на стороне передачи. Исходное состояние скремблера устанавливается через интервалы поля данных инициализирующей

последовательностью 100101010000000. С выхода БПОД скремблированный поток поступает на внешний кодер BCH блока помехоустойчивого кодирования. Кодер BCH является циклическим, двоичным и работает с длинными кодами. Длина информационной части кода $K_{\text{BCH}} = (n_L \cdot R_L - 16t)$. Она зависит от относительной скорости внутреннего LDPC-кодера с низкой плотностью проверок на четность $R_L = k_L/n_L$ и является частью (см. рис.1.3) общей длины кодового слова $n_L = 64\,800$ бит (стандартный формат), или $n_L = 16\,200$ бит (сокращенный формат), где t – исправляющая способность кода BCH, $16t$ – проверочная часть кода BCH.

Относительная скорость кода BCH близка к единице и рассчитывается по формуле

$$R_{\text{BCH}} = K_{\text{BCH}}/N_{\text{BCH}} = 1 - (16t/R_L \cdot n_L). \quad (8.4)$$

Для кодера LDPC значения R_L установлены равными: 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 9/10 при $n_L = 64\,800$ бит и 1/2, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9 при $n_L = 16\,200$ бит. Задача процесса кодирования состоит в определении состава кодового слова и его проверочной части ($n_L - k_L$).

Результирующая кодовая скорость R_k определяется по формуле

$$R_k = R_L - (16t/n_L). \quad (8.5)$$

Принятый в DVB-C2 двухступенчатый способ кодирования с разной структурой построения отдельных устройств по схеме BCH + LDPC обеспечивает лучшую помехоустойчивость приема по сравнению с одноступенчатым декодированием по алгоритму Рида – Соломона, принятому в DVB-C.

С выхода кодера LDPC данные поступают на блок побитового перемежения, в котором по определенному правилу в зависимости от значений R_L и $Q_L = 180(1 - R_L)$ осуществляется перемежение проверочных бит. После этой операции следует повторное перемежение на базе блочного перемежителя со сдвигом начала стартовых позиций в столбцах. Запись данных в блочный перемежитель производится по столбцам, считывание – по строкам. Число столбцов и строк зависит от кратности модуляции m . При $m = 4, 6, 8, 10$ и $n_L = 64\,800$ бит их число составляет $2m$ и $n_L/2m$ соответственно. Например, при использовании КАМ-16 ($m = 4$) число столбцов равно 8, а число строк в каждом столбце – 8100. Для КАМ-4096 ($m = 12$) число столбцов и строк равно 12 и 5400 соответственно. Стартовая позиция в столбцах сдвигается на определенную величину, принятую в стандарте. Например, для КАМ-16 с восемью столбцами величина сдвига в столбцах равна 0; 0; 2; 4; 4; 5; 7; 7. В формирователе КАМ-символов поток данных демультиплексируется на кортежи. Их число составляет n_L/m , а число бит в кортеже – m . Имеющееся сочетание бит в каждом кортеже с учетом кода Грея отображается на сигнальном созвездии модулятора определенным вектором сигнала. Положение этого вектора представляется в устройстве отображения символов комплексным числом Zq . Для усреднения выходной мощности передатчика при использовании в системе разных

видов модуляции значения Zq нормируются на величину $\sqrt{E_{CP}} = \sqrt{2(M-1)/3}$, т. е. на $\sqrt{2}, \sqrt{10}, \sqrt{42}, \sqrt{70}, \sqrt{170}, \sqrt{682}, \sqrt{2130}$ для КАМ с M , равными 4, 16, 64, 256, 1024 и 4096 соответственно.

Поскольку PLP-потoki могут переносить разные объемы данных и ввиду того, что кабельная распределительная сеть является закрытой средой без ограничений на выбор полосы каналов, то в стандарте DVB-C2 рекомендуется объединять потоки в устройстве объединения потоков (УОП) в слайсы (блоки). Ширина полосы каждого блока определяется объемом данных и числом несущих, выделенных ему для передачи. При базовом формате передачи в режиме работы $4k$ суммарное число несущих $N_{\Sigma} = 3408$, частотный разнос между ними $\Delta f_p = 1/T_{И} = 2,232$ кГц и ширина полосы блока $\Delta f_c = N_{\Sigma} \cdot \Delta f_p = 7,61$ МГц. Здесь $T_{И}$ – длительность информационной части OFDM-символа, равная 448 мкс для $\Delta f_k = 8$ МГц. Блоки могут объединяться в общую группу без защитных полос между ними (рис. 8.19), что повышает скорость передачи данных и эквивалентную полосу $\Delta f_{ЭК}$, занимаемую сигналом в полосе канала Δf_K .



Рис. 8.19. Структура кадра системы DVB-C2

Для сохранения единства в ширине полосы приемников разных стандартов в DVB-C2 рекомендован сегментированный способ передачи и приема, подобно принятому в японской системе ISDB-T. Суть сегментации состоит в выделении для конкретного вида услуг и объема переносимых данных определенного числа несущих. Объединенные блоки данных PLP-потокoв подвергаются временному и частотному перемежению. При временном перемежении задействованы два блока буферной памяти: в первый вносятся данные, а из второго они считываются. Далее происходит переключение режимов. При частотном перемежении осуществляется изменение порядка следования КАМ-символов в цифровой последовательности, что исключает их передачу на близлежащих несущих OFDM-символов. В этом отношении частотное перемежение можно трактовать как способ борьбы с узкополосными помехами, поскольку перемежение КАМ-символов эквивалентно частотному перемежению несущих.

Следующим устройством в системе DVB-C2 является планировщик кадров. Планирование кадров начинается с формирования преамбулы (заголовка), которая занимает полосу частот 7,61 МГц и состоит из одного или нескольких OFDM-

символов длительностью $T_{И}$. Каждая шестая несущая преамбулы предназначена для передачи пилотных данных, поступающих от генератора сигнализации $L1$. В частности, в преамбулу вносятся сведения о начальных и конечных значениях частот отдельных блоков (слайсов), значение оптимальной частоты настройки приемника на требуемый блок, данные, описывающие состав преамбулы и др. Благодаря этой информации достигается точная настройка приемника на требуемый сегмент общей полосы, переносящий заданный вид услуг.

Преамбула и 448 OFDM-символов с $T_{И} = 448$ мкс образуют кадр общей длительностью около 200 мс. Для обеспечения устойчивого приема сигналов при меняющихся параметрах в среде передачи в каждый кадр вносятся несущие пилот-сигналов, отличающиеся от информационных несколько большей амплитудой. Делятся пилотные несущие на три группы: с постоянными позициями в OFDM-символе, рассеянные по кадру и граничные, указывающие на края каждого символа. Общее число пилотных несущих $N_{ПС}$ в OFDM-символе может варьироваться и составлять некоторую часть от общего числа информационных несущих $N_{И}$. Наибольшее применение при построении системы данного стандарта получили два значения отношений $N_{ПС}/N_{И}$, равные 1/48 и 1/96.

Величина спектральных потерь от наличия в полосе канала пилотных несущих составляет

$$N_{\Sigma}/N_{И} = 1 + (N_{ПС}/N_{И}). \quad (8.6)$$

Для $N_{\Sigma} = 3408$ и отношений 1/48 и 1/96 число пилотных несущих равно 70 и 36, а число информационных несущих – 3338 и 3372 соответственно.

В процессорном блоке быстрого обратного преобразования Фурье (БОПФ) осуществляется процедура модуляции несущих, состоящая в матричном перемножении дискретных значений несущих N_{Σ} и комплексных значений КАМ-символов. В базовом режиме работы $4k$ размерность процессорного блока составляет 4096×4096 . С увеличением общей полосы, превышающей Δf_k , используются режимы работы $8k$, $16k$, $32k$, для которых процессорная емкость в 2, 4 и 8 раза больше, чем в режиме $4k$.

Для борьбы в кабельных сетях с интерференцией и эхо-сигналами, возникающими в виде задержанных копий, стандартом предусматривается размещение между OFDM-символами защитных интервалов (ЗИ) длительностью T_3 . Длительность T_3 обычно составляет небольшую часть от информационной длительности символа $T_{И}$ и превышает типовую задержку эхо-сигналов в каналах. В стандарте DVB-S2 отношение $T_3/T_{И}$ имеет два значения 1/64 и 1/128. Эти значения относительно принятых в DVB-T/T2 небольшие и оказывают гораздо меньшее влияние на снижение информационной скорости данных, чем в системах НЦТВ [67].

Информационная скорость данных в тракте системы с учетом потерь от наличия ЗИ, пилотных несущих, заголовка и преамбулы составляет

$$B_0 = \frac{\Delta f_{ЭК} \cdot m \cdot R_k}{(1 + N_{ПС}/N_{И}) \cdot (1 + T_3/T_{И}) \cdot (1 + 80/n_k) \cdot (1 + \delta/448)}, \text{ бит/с}, \quad (8.7)$$

где $\Delta f_{\text{ЭК}}$ – эквивалентная ширина полосы, занимаемая информационным сигналом в канале, Гц; δ – число OFDM-символов в преамбуле.

В табл. 8.2 приведены результаты расчета B_0 для используемых в DVB-C2 видов модуляции и кодовых скоростей R_L при условии, что $\Delta f_{\text{ЭК}} = 7,61$ МГц, $T_3/T_{\text{И}} = 1/128$, $N_{\text{ПС}}/N_{\text{И}} = 1/96$, $n_L = 64\ 800$ и $\delta = 2$.

Таблица 8.2

Значения информационной скорости передачи данных, бит/с

R_L	QAM-16	QAM-64	QAM-256	QAM-1024	QAM-4096
2/3	20,22	30,32	40,44	50,55	60,66
3/4	22,74	34,11	45,48	56,85	68,22
4/5	23,69	35,53	47,38	59,22	71,07
5/6	24,7	37,04	49,39	61,74	74,09
9/10	26,69	40,03	53,38	80,72	80,07

Сравнивая данные, полученные по (8.2) и (8.7), можно отметить, что при переходе от QAM-256 (стандарт DVB-C, $B_0 = 51,28$ Мбит/с) к QAM-4096 (стандарт DVB-C2, $B_0 = 80,07$ Мбит/с при $R_L = 9/10$) выигрыш в пропускной способности составляет 56 %. Если принять, что требуемая скорость данных на ТВ-программу SD-качества – 2,7 Мбит/с, то по одному каналу с полосой 8 МГц можно передать 19 программ в стандарте DVB-C и 30 – в стандарте DVB-C2.

Возвращаясь к структурной схеме передающего тракта системы DVB-C2 (см. рис. 8.17), укажем, что по аналогии с трактом DVB-T (см. рис. 8.13) на выходе блока БОПФ присутствуют двухканальный ЦАП, фильтры нижних частот в I - и Q -каналах и блок передачи, оснащенный переносчиками частоты радиосигнала на частоту передачи.

8.8.2. Оценка эффективности характеристик системы DVB-C2

При оценке эффективности характеристик системы DVB-C2 важно исследовать спектральные, энергетические и информационные показатели.

Спектральная эффективность каналов γ_C и удельная скорость данных γ_0 рассчитываются по формулам

$$\gamma_C = B_0 / \Delta f_K = m \cdot R_K / b_p \cdot L_{\text{П}}, \text{ бит/с} \cdot \text{Гц}; \quad (8.8)$$

$$\gamma_0 = B_0 / B_C = m \cdot R_K / L_{\text{П}}, \text{ бит/симв}; \quad (8.9)$$

$$L_{\text{П}} = (1 + T_3 / T_{\text{И}}) \cdot (1 + 80 / n_L) \cdot (1 + \nu / 448), \quad (8.10)$$

где B_C – символьная скорость, симв/с; $L_{\text{П}}$ – потери в скорости передачи; b_p – коэффициент, определяющий потери в использовании полосы канала, равный

$$b_p = \Delta f_K \cdot (1 + N_{\text{ПС}} / N_{\text{И}}) / \Delta f_{\text{ЭК}}. \quad (8.11)$$

Для типовых параметров канала ($\Delta f_k = 8$ МГц, $\Delta f_{\text{ЭК}} = 7,61$ МГц, $N_{\text{ПС}}/N_{\text{И}} = 1/48$ и $1/96$,) значения коэффициентов b_p равны 1,073 и 1,062 соответственно. Эти значения меньше принятого в системе DVB-C $b_p = 1,15$ и, следовательно, в DVB-C2 лучше используется полоса канала.

В табл. 8.3 приведены значения γ_c (бит/с·Гц) и отношения несущая/шум ρ_k (дБ) для каналов формата DVB-C2.

Таблица 8.3

Значения параметров γ_c , и ρ_k для стандарта DVB-C2

R_k	КАМ-16		КАМ-64		КАМ-256		КАМ-1024		КАМ-4096	
	γ_c	ρ_k	γ_c	ρ_k	γ_c	ρ_k	γ_c	ρ_k	γ_c	ρ_k
2/3	2,53	8,9	3,79	13,5	5,05	17,8	6,32	–	7,58	–
3/4	2,84	10,0	4,26	15,1	5,68	20,0	7,11	24,8	8,53	–
4/5	2,96	10,7	4,44	16,1	5,92	21,3	7,40	–	8,88	–
5/6	3,09	11,4	4,63	16,8	6,18	22,0	7,72	27,2	9,26	32,4
9/10	3,34	12,8	5,01	18,5	6,68	24,0	8,34	29,5	10,01	35,0

Чтобы выявить преимущества в помехоустойчивости и спектральной эффективности каналов DVB-C2 по сравнению с DVB-C, выполним соответствующие расчеты для каналов DVB-C, использующих на стороне приема декодирование по алгоритму Рида – Соломона с жестким принятием решения. Величина отношения несущая/шум для заданной вероятности ошибки на выходе декодера РС взаимосвязана с величиной ОСШ h_k и рассчитывается по формуле

$$\rho_k = h_k + 10 \lg \gamma_0, \text{ дБ.} \quad (8.12)$$

Спектральная эффективность каналов DVB-C составляет

$$\gamma_c = \gamma_0 / b_p = m \cdot R_k / 1,15, \text{ бит/с} \cdot \text{Гц.} \quad (8.13)$$

Результаты расчета значений ρ_k , h_k и γ_c для $R_{\text{РС}} = 188/204$ и пяти видов модуляции в предположении вероятности ошибки на выходе декодера РС $P_b = 10^{-11}$ представлены в табл. 8.4.

Таблица 8.4

Результаты расчетов значений ρ_k , h_k и γ_c для каналов стандарта DVB-C

Параметр	Вид модуляции				
	QAM-16	QAM-32	QAM-64	QAM-128	QAM-256
ρ_k , дБ	17,76	21,02	23,85	26,94	29,78
h_k , дБ	12,1	14,39	16,43	18,85	21,11
γ_c , бит/с·Гц	3,205	4,0	4,808	5,61	6,41

В табл. 8.5 приведены результаты сравнения энергетической эффективности каналов стандартов DVB-C2 и DVB-C при одинаковом формате модуляции и близких для них значений спектральных эффективностей γ_c .

Результаты сравнения ОНШ стандартов DVB-C2 и DVB-C

R_K	Вид модуляции		
	QAM-16	QAM-64	QAM-256
5/6	6,3	7,05	7,78
9/10	4,96	5,35	5,78

Данные табл. 8.5 отражают заметный выигрыш в ОНШ при использовании составных схем кодирования/декодирования, принятых в DVB-C2, по сравнению с кодированием/декодированием по алгоритму РС с жестким решением. Сравнение данных табл. 8.3 и 8.4 показывает, что при QAM-1024 для DVB-C2 требуемое значение ОНШ ($\rho_K = 29,5$ дБ, $R_L = 9/10$) близко к ОНШ при QAM-256 ($\rho_K = 29,78$ дБ) для каналов DVB-C. Однако при равенстве значений ρ_K новый стандарт позволяет при QAM-1024 получить выигрыш в спектральной эффективности 48,6 %.

Таким образом, выполненные исследования и полученные результаты позволяют количественно оценить преимущества DVB-C2 над DVB-C по базовым показателям, а также установить, насколько энергетическая эффективность каналов DVB-C2 проигрывает пределу по Шеннону.

Проигрыш в ОНШ для реального канала по сравнению с потенциально возможным значениям $\rho_{Ш}$ по Шеннону рассчитывается по формуле

$$\delta\rho = \rho_K - \rho_{Ш} = \rho_K - 10\lg(10^{0,3\gamma} - 1), \text{ дБ.} \quad (8.14)$$

Подставляя в (8.14) данные из табл. 8.3, получим, что энергетический проигрыш $\delta\rho$ в случае $\gamma = \gamma_0 = \gamma_C \cdot b_P$ находится в диапазоне значений от 2 до 3 дБ. Этот результат показывает, что при условии обеспечения квазибезошибочного приема сигналов в системе DVB-C2 ее характеристики еще не позволяют вплотную приблизиться к границе Шеннона.

8.9. Распределительная сеть интернет-вещания по технологии OTT

Нынешнее многообразие способов передачи информации по каналам связи при множестве типов пользовательских приемных устройств с повышенной функциональностью заставляют провайдеров видеослужб искать перспективные решения, позволяющие расширить абонентскую сеть, обеспечив ей конкурентоспособность и окупаемость.

Развитие базовых принципов IPTV-вещания привело к созданию технологии OTT (Over the Top), которая основывается на адаптации передаваемого медиаконтента под пропускную способность телекоммуникационных каналов, а также под используемый формат видеоразрешения и тип разверток оконечных устройств [70]. Технология обеспечивает доставку затребованного пользователем видеоматериала по открытой интернет-сети в понятном формате для его отображения на стационарных (Smart-TV, IP-приставки) и мобильных (смартфоны, планшеты, ноутбуки и др.) устройствах.

В соответствии с технологией ОТТ на стороне передачи создается множество видеопотоков одинакового содержания с различным разрешением и с динамически изменяемыми параметрами под пропускную способность сети и технические возможности приемных устройств. Данная технология не имеет административных ограничений на размеры зон обслуживания, не содержит схем привязки абонентов к конкретной IPTV-сети, но вместе с тем она создает ощутимую нагрузку на магистрали интернет-операторов, с которыми заключается договор на проведение трансляций.

Трансляция независимых потоков в адрес пользователей чаще всего осуществляется по протоколу HLS (HTTP Live Streaming), поддерживающему принцип «каждому устройству – требуемый вид услуг», с учетом совместимости характеристик медиаконтента с характеристиками многоэкранных типов оконечных устройств. Протокол HTTP (Hyper-Text Transfer Protocol) работает поверх протокола TCP (Transmission Control Protocol) и служит для передачи файлов различных веб-сайтов. Запрос на требуемый контент осуществляется по технологии, принятой при организации запросов веб-страниц с использованием команды GET протокола HTTP.

Протокол TCP обеспечивает высокую надежность доставки персональных пакетов к месту назначения, поскольку осуществляется контроль за последовательностью их поступления, в случае необходимости организуется повторная передача потерянных пакетов. Для реализации этого протокола требуется прямая связь между вещательным сервером ОТТ-сети и абонентским устройством. Однако с применением этого протокола исключается потоковый (многоадресный) режим доставки, сокращается скорость передачи данных из-за необходимости подтверждений и повторной пересылки потерянных пакетов, увеличивается нагрузка на вещательный сервер и сказывается зависимость величины пропускной способности сети от удаленности абонентский устройств от информационного сервера. Переход к протоколу UDP, который не требует подтверждений при передаче и допускает потоковый режим доставки пакетов, предполагает наличие специального клиентского приложения на оконечных устройствах, входящих в сеть ОТТ. Поскольку многие существующие устройства приема не оснащены требуемым ПО, то рассматриваются различные сценарии решения этой проблемы. В частности, предлагается вводить избыточное кодирование, новые виды протоколов, использовать видеоархивы, кэширование, большое число видеосерверов на стороне пользователей и многие другие решения [69–70].

Учитывая большой объем данных, содержащийся в запрашиваемых видеофайлах, их передача в адрес пользователей ведется сегментами (чанками) с динамически изменяемым размером посылок. На приемной стороне принятые сегменты данных подвергаются процедуре буферизации, которая исключает пробелы в передаче и обеспечивает непрерывность воспроизведения. Скорость передачи посылок зависит от пропускной способности соединения с сетью Интернет. Одной из задач мультисервисного IP-вещания является отладка откры-

той сети для достижения стабильной работы и качественной доставки многоформатного контента на различные абонентские устройства.

В отличие от закрытых для несанкционированных пользователей IPTV-сетей с полным контролем трафика, скорости передачи и полосы пропускания канала, контроль в ОТТ-сетях достаточно ограничен и состоит в оценке потерь пакетов, времени буферизации данных и сборе статистики. Причины пониженного уровня контроля состоят в наличии джиттера, скачков в пропускной способности, задержек и сниженной ответной реакции сервера на запросы при большом числе обращений.

Структура построения интерактивной сети ОТТ-вещания на мультиэкранные устройства пользователей (рис. 8.20) во многом близка к архитектуре сетей IPTV. Определяющими компонентами этой сети являются: подсистема приема и обработки информации; средства многоформатного кодирования и транскодирования; система условного доступа; пакетизатор (упаковщик); вещательные видеосерверы обработки и хранения различных версий контента; подсистема Middleware (MW); сеть Интернет; пользовательский сегмент.

Подсистема приема и обработки информации включает многофункциональные модули стандартов DVB, потоков ASI, SDI, IP-Ethernet, а также устройства захвата и обработки сигналов с SD- и HD-видеокамер для последующего кодирования, транскодирования и формирования однопрограммных потоков SPTS. Транскодер системы позволяет изменять формат компрессии потока данных и создавать необходимый набор уровней с различным разрешением, пропускной способностью, частотой и размером кадров. С его помощью поток данных с HD-разрешением может трансформироваться в группу низкопрофильных форматов, например, с разрешением 320×240 и скоростью данных 0,3 Мбит/с.

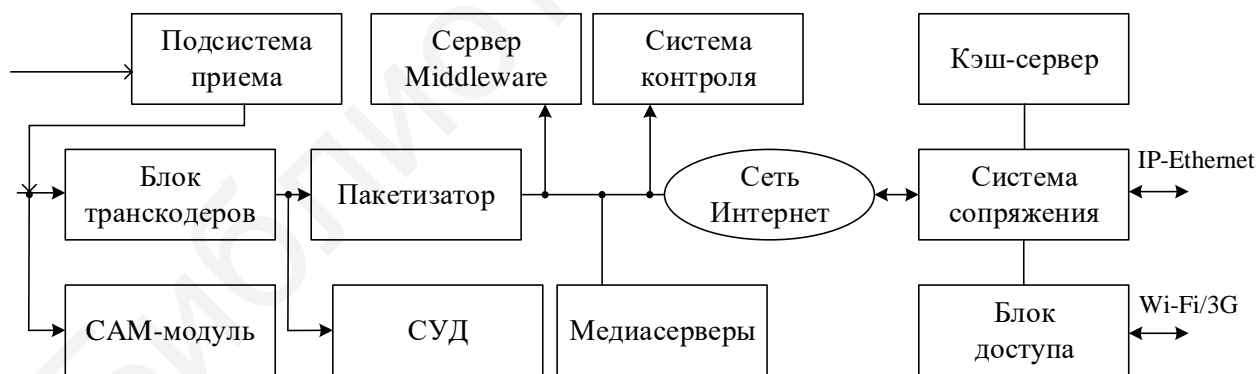


Рис. 8.20. Структурная схема системы ОТТ-вещания

Транскодеры реализуются на сочетании аппаратных и программных решений. Они используют специализированные процессоры обработки цифровых видео- и аудиопотоков и являются многофункциональными. Например, транскодер INCA 4430 компании WISI (Германия) способен из 18 HD- или 32 SD-программ сформировать 72 варианта видеопотоков для интернет-вещания. Для обеспечения безопасной доставки видеоконтента на оконечные устройства, предусматривающие различные требования к уровню защиты контента и сервиса от информационных атак, разработано значительное число СУД. Выбор

конкретной системы при построении ОТТ-сети зависит от таких ее показателей, как производительность, масштабируемость, простота инсталляции и обслуживания. В большинстве крупных ОТТ-проектах используется СУД от Verimatrix, которая отвечает требованиям безопасности передачи контента и по сравнению с другими системами защиты информации лучше адаптирована для интерактивных сетей с разными видами бескарточных абонентских устройств на базе iOS и Android.

Пакетизатор на программном уровне осуществляет сегментацию видеопотоков на отдельные фрагменты и подготавливает их для ОТТ-стриминга в протоколах передачи HLS, MPEG-DASH или Smooth Streaming. Сформированные сегменты данных с объемом каждого в несколько секунд передачи поступают на вещательные серверы для трансляции по сети Интернет.

Процесс доставки информации от ближайшего к пользователю медиасервера осуществляется под контролем и управлением подсистемы Middleware, которая обрабатывает запросы, взаимодействует с устройствами тракта передачи, определяет набор доступных услуг, сопрягается с системой расчетов и различными типами абонентских устройств. Контроль качества системы состоит в мониторинге нагрузки на серверы и в контроле передаваемых данных по каналам.

Среди известных компаний, специализирующихся на реализации оборудования и построении ОТТ-сетей, следует отметить Envivo, Harmonic, Wisi, Ericsson, Broadbury Lab.

8.10. Характеристика технологий кабельных распределительных сетей

Среди первых предложений по созданию интерактивных мультисервисных сетей была технология DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specifications). Она основана на коаксиальной распределительной инфраструктуре кабельного телевидения с добавлением в нее устройств обратной передачи данных в диапазоне частот 5...47 МГц.

Эта технология получила достаточно широкое распространение при организации небольших распределительных сетей. Однако при реализации крупных сетей передачи данных с использованием оптических и коаксиальных линий возникли проблемы в пропускной способности и повышенном уровне переходных помех в обратном канале, что потребовало применения кластерного принципа построения с размещением на каждом из них отдельного передатчика и приемника (рис. 8.21). Обычно размер кластера рассчитан на несколько сотен абонентов и для сети в 10 тыс. абонентов необходимо 20...30 кластеров.

Оптимизация характеристик сети и модернизация структуры ее построения позволили расширить сеть, снизить уровень переходных шумов между отводами и увеличить отношение несущая/шум (ОНШ) в обратном канале.

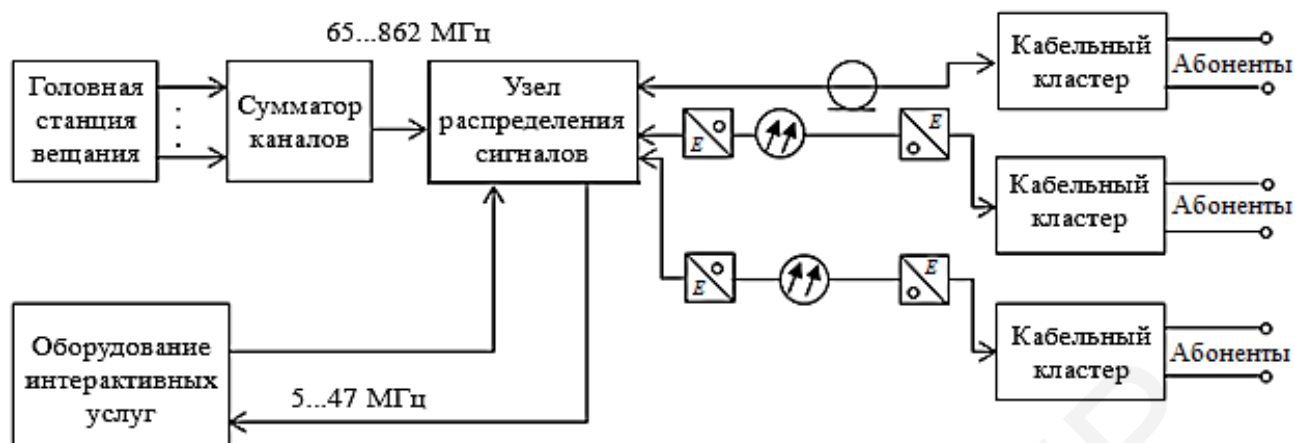


Рис. 8.21. Мультисервисная сеть по технологии DOCSIS

Расчетная пропускная способность обратного канала для одного абонента при ОНШ в 20 дБ, $\Delta f_k = 40$ МГц и общем числе абонентов в кластере $N = 400$ согласно формулы Шеннона составила

$$C_1 = \left[\Delta f_k \cdot \lg(1 + 10^{0,1\rho}) \right] / 0,3 \cdot N = 0,66 \text{ Мбит/с}, \quad (8.15)$$

где ρ – значение ОНШ в обратном канале, дБ.

Полученное значение C_1 с учетом роста требований к пропускной способности интерактивного канала недостаточное и поэтому были предприняты последующие меры по совершенствованию технологий DOCSIS. Использовался ряд версий 1,0; 2,0; 3,0; 3,1, основанных на расширении полосы частот в обратном канале, уменьшении размера кластера и снижении переходных шумов.

Несмотря на имеющиеся преимущества технологии DOCSIS, которые связаны с использованием ранее созданной коаксиальной домовой сети, ее применение для реализации крупных мультисервисных систем оказалось ограниченным. Поэтому, начиная с 2000-х годов, в ряде стран получила применение технология параллельных сетей, суть которой заключается в организации по отдельным оптическим волокнам независимой передачи вещательной информации и двунаправленного обмена данными.

Разработанный новый стандарт DOCSIS 3.1 максимально совместим с концепцией стандарта DVB-C2, с которого позаимствованы принципы помехоустойчивого кодирования LDPC, режимы передачи OFDM, и виды модуляции, вплоть до QAM-4096. Путем объединения нескольких канальных полос предложено расширить общую полосу канала передачи от 24 до 192 МГц вместо полос в 6 и 8 МГц, принятых в более ранних версиях. Кроме того, верхняя частота запросного канала увеличена до 204 МГц, а диапазон частот прямого канала принят от 250 до 1218 МГц.

Большинство современных мультисервисных сетей строится по технологии xPON (Passive Optical Network – пассивные оптические сети) с пассивными оптическими разветвителями и активными устройствами только на стороне провайдеров услуг и абонентов (рис. 8.22).

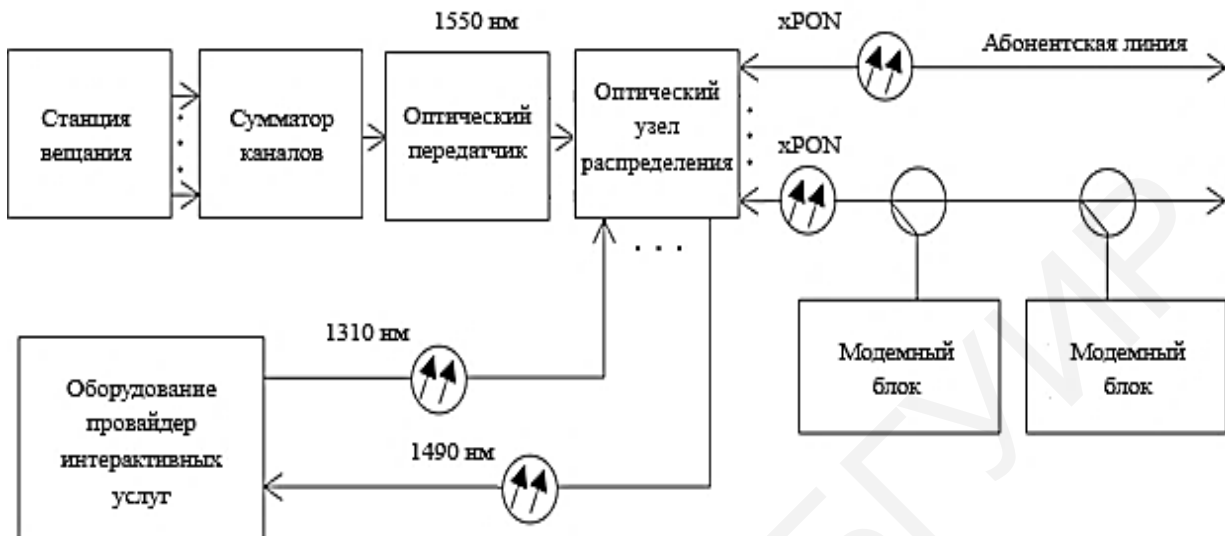


Рис. 8.22. Мультисервисная сеть по технологии xPON

Передача вещательной информации вплоть до точки размещения оборудования пользователя осуществляется по оптическому волокну на длине волны 1550 нм, а обмен данными – на длинах волн 1310 и 1490 нм. При этом коаксиальная домовая разводка не используется, а оптоволокно доводится до модемного блока каждого абонента. В качестве оптического передатчика для построения малых и средних систем кабельного ТВ может использоваться одна из моделей серии OT 100 DFB от Polytron компании Inside TV (Германия). Модели оснащаются полупроводниковым лазером с резонаторов Фабри – Перо и имеют выходную оптическую мощность от 4 до 20 мВт. На вход передатчика могут поступать сигналы ТВ-каналов в диапазоне частот от 45 до 860 МГц с уровнями от 75 до 95 дБмкВ.

К разновидностям технологии xPON относятся: BPON – Broadband PON (ITU-T G.983.X) со скоростью передачи 622 Мбит/с в прямом канале (1490 нм) и 155 Мбит/с в обратном (1310 нм); GPON – Gigabit PON (ITU-T G.984.X) со скоростью передачи 2,488 Гбит/с в прямом канале и 1,244 Гбит/с в обратном; EPON – Ethernet PON (IEEE 802.3 ah) со скоростью передачи 1 Гбит/с в обоих направлениях.

Модемный блок на стороне пользователя включает оптический приемник для приема сигналов ТВ-вещания, интернет-маршрутизатор для двунаправленного обмена данными и телефонный модем для подключения телефонного аппарата. Таким образом, на базе одного оптического волокна пользователям предоставляется вещательный канал для доставки ТВ-программ, канал интерактивных услуг, включая информационный обмен данными между пользовате-

лями и телефонный канал двусторонней связи. Число пользователей, подключенных к одному оптическому волокну с помощью оптических направленных ответвителей, обычно не превышает 64. При пропускной способности оптоволокна по xPON-технологии в 1,0...2,5 Гбит/с скорость данных в адрес одного абонента может составить примерно 15...30 Мбит/с. С учетом динамического перераспределения трафика в зависимости от нагрузки на сеть эта цифра реально больше, что позволяет считать технологию xPON пригодной для большинства применений.

К недостаткам мультисервисной технологии xPON следует отнести:

- необходимость использования на крупных сетях значительного числа оптических волокон и направленных ответвителей с разными коэффициентами деления мощности;
- значительные затраты на прокладку ВОЛС и их монтаж;
- ограничения в наращивании сети, при недостаточном запасе абонентских отводов;
- проблемы, возникающие при обрывах оптических линий.

9. СПУТНИКОВЫЙ ДОСТУП К ИНФОРМАЦИОННЫМ РЕСУРСАМ

9.1. Принципы организации интерактивной спутниковой связи

9.1.1. Общие положения и решаемые задачи

Определяющим фактором успешной работы пользователей в медиасетях является высокоскоростная доставка необходимой информации с требуемым качеством ее получения независимо от состояния местной телекоммуникационной инфраструктуры. В этом направлении приобрели развитие спутниковые технологии широкополосного доступа (ШПД) к интернет-ресурсам и двусторонняя передача данных между оборудованием удаленных пользователей и информационными центрами [71]. Для организации связи через ИСЗ в распоряжении пользователей находятся спутниковые интерактивные терминалы (СИТ) или малогабаритные станции типа VSAT (Very Small Aperture Terminal).

К положительным особенностям спутникового интерактивного медиасервиса следует отнести:

- возможность доставки требуемой информации огромному числу территориально удаленных от медиацентров пользователей по их запросу;
- быстрое развертывание абонентской сети с возможностью расширения;
- фиксированную оплату трафика независимо от мест размещения и плотности проживания абонентов сети в зоне обслуживания спутником;
- расширенный комплекс оказываемых телекоммуникационных услуг с гарантированным качеством их предоставления.

Для охвата пользователей данной технологией на ИСЗ выделяется группа радиостволов или весь его ресурс, которые позволяют организовать доступ к медиаданным, репортажи с мест актуальных событий, видеоконференцсвязь, дистанционное обучение, IP-телефонию, удаленное видеонаблюдение, адресную и многоадресную рассылку информации, а также цифровое телерадиовещание. Спутниковый высокоскоростной обмен информацией в равной мере пригоден как для крупных территориально рассредоточенных государственных и коммерческих структур (банки, нефтегазовые и энергетические компании, горнодобывающие предприятия и др.), так и для корпоративных и индивидуальных пользователей.

Учитывая рентабельность этого вида телекоммуникационных услуг, на территории многих стран мира развернуты специализированные мультисервисные спутниковые сети: HughesNet (США, EchoStar 17/ Jupitер 1, SpaceWay 3), Astra 2 Connect (Европа, ИСЗ Astra 2G/3B/5B), SkyLogic (Европа, ИСЗ Eurobird – 3, Ka-Sat) IpStar (Тайланд, ИСЗ IpStar 1) и другие, работающие в Ku- и Ka-диапазонах частот [72]. Они охватывают обслуживанием сотни тысяч абонентов, используют широкополосные каналы и высокоинформативные (емкостью 50...100 Гбит/с) спутники типа HTS (High Throughput Satellites) с бортовыми многолучевыми антеннами (МЛА) [12]. Лучи антенн развязаны по пространству излучения и поляризации. На борту большинства специализированных

ИСЗ осуществляется цифровая обработка информации и процессорная коммутация лучей, каналов или пакетов. В наземном сегменте сети, кроме огромного числа стационарных или мобильных VSAT-станций, задействованы центральная станция сопряжения (ЦСС) и региональные станции (РС), обеспечивающие взаимосвязь между спутником и телекоммуникационными сетями общего пользования, а также информационными центрами.

При объединении периферийных VSAT-станций с наземными беспроводными сетями типа Wi-Fi могут создаваться различные варианты коллективных схем удаленного доступа к медицентрам через ИСЗ с предоставлением абонентам разнообразных видов мультисервисных услуг. Достигнутый прогресс в технологиях интерактивной спутниковой связи стал стимулом для создания проектов нового поколения, которые способны обеспечить в Ka-диапазоне общую пропускную способность спутника в 200 и более Гбит/с, кардинально снизить тарифы для пользователей и существенно повысить рейтинг космических средств в области телекоммуникаций.

9.1.2. Особенности спутниковых систем интерактивной связи

Высокоскоростная интерактивная спутниковая связь между оборудованием пользователей и медицентрами базируется на использовании широкополосных каналов, эффективных методов помехоустойчивого кодирования, полносберегающих видов модуляции, усовершенствованных протоколов доставки и цифровой обработки сигналов, а также многолучевого сотового покрытия требуемых территорий.

В соответствии с технологией сотового покрытия территорий, весь выделенный для создания спутниковой системы частотный ресурс распределяется между группами полос, передаваемых на разных несущих и задействованных в разных лучах антенны. Группа сот с разными частотами образует кластер, который повторяется в пределах зоны обслуживания, увеличивая тем самым пропускную способность сети (рис. 9.1).

Применение МЛА на борту ИСЗ позволяет повысить энергетический потенциал радиолиний, увеличить добротность БР до значений 12...16 дБ/К и сократить размеры приемопередающих антенн наземного сегмента. Данные возможности особенно значимы при организации подвижной радиосвязи с помощью VSAT-станций, расположенных на транспортных средствах.

Следует заметить, что многократное повторное использование кластеров в рабочих зонах обслуживания может вызвать рост внутрисистемных помех между узкими лучами с одинаковыми частотами и высокой энергетикой и потребовать проведение координации взаимодействующих устройств. Поэтому для соблюдения требований по электромагнитной совместимости радиосредств необходим гибкий метод планирования и распределения частотно-энергетических ресурсов спутника. Кроме того, архитектура сети с большим числом узконаправленных лучей требует использования региональных станций, каждая из которых служит для взаимодействия с несколькими кластерами сети. Причем для координации и управления работой всех региональных станций не-

обходим сетевой центр управления и контроля NCC (Network Control Center), связанный с ними волоконно-оптическими линиями связи. Отсюда следует, что для развертывания наземной сети с многолучевым обслуживанием потребуются значительные начальные инвестиции.

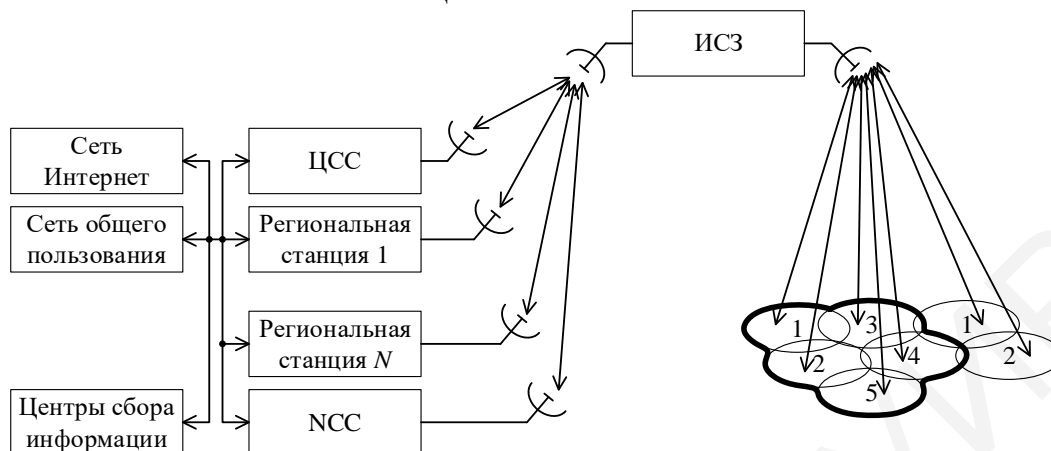


Рис. 9.1. Спутниковая система с многолучевым покрытием зоны обслуживания

Минимальные угловые размеры лучей бортовых МЛА обычно ограничены значениями $0,6...0,7^\circ$, что исключает необходимость применения на ИСЗ устройств коррекции наведения антенн в точку прицеливания из-за нестабильности спутника на орбите. Типовые размеры покрытия территории одним лучом составляют 500...700 км. Число лучей, формируемых бортовой МЛА, определяется схемой построения ее облучателей, емкостью системы, требуемыми размерами рабочей зоны обслуживания и рассчитывается по приближенной формуле (1.28). Например, в сети TooWay спутник Ka-Sat (9° в. д.) компании Eutelsat покрывает территорию Европы 82 узкими лучами. Из них лучи 72, 73, 74 и 75, выделенные российскому оператору, охватывают территорию от Краснодара до Архангельска [72].

Наряду с плотным сотовым покрытием территорий обслуживания применяется избирательное покрытие отдельных зон (см. рис. 1.14), границы которых определяются численностью абонентов на 1 км^2 , требуемым частотным ресурсом и экономической целесообразностью.

В последние годы заметно вырос интерес к использованию спутников Ka-диапазона частот (30/20 ГГц). Это обусловлено прежде всего широкой полосой частот в 3,5 ГГц, выделенной МСЭ для связи и вещания (17,7...21,2 ГГц на линии вниз и 27,5...31,0 ГГц на линии вверх) и высоким значением плотности потока мощности $\Pi_{\text{доп}}$ у поверхности Земли (от -115 до -105 дБВт/м² для углов мест приемных антенн от 5 до 90°).

Как отмечалось в подразд. 1.5.3, для обеспечения электромагнитной совместимости геостационарных спутниковых и наземных средств необходимо выполнить условие $\Pi_{\text{М}} \leq \Pi_{\text{доп}}$:

$$\Pi_{\text{М}} = \Theta_{\text{БР}} - 20 \cdot \lg r - 10 \cdot \lg(\Delta f_{\text{К}} / \Delta f_{\text{КОП}}) - a_{\text{доп}2} - 11, \text{ дБВт/м}^2; \quad (9.1)$$

$$\mathcal{E}_{\text{БР}} = 10 \cdot \lg P_{\text{ПД,БР}} - 10 \cdot \lg \theta_1 - 10 \cdot \lg \theta_2 + 10 \cdot \lg k_{\text{И}} - a_{\text{Ф,БР}} + 47, \text{ дБВт.} \quad (9.2)$$

Данное условие выполняется в Ка-диапазоне без особых ограничений на характеристики и режимы работы спутниковой системы даже при малых углах мест приемных антенн ($\epsilon \leq 5^\circ$) и повышенных значениях выходной мощности ретрансляторов $P_{\text{ПД,БР}} = 130 \dots 140$ Вт. Например, при практически предельной наклонной дальности $r = 42\,000$ км, ширине спутникового радиоканала $\Delta f_{\text{К}} = 100$ МГц, ширине контрольной полосы $\Delta f_{\text{КОН}} = 1$ МГц, $P_{\text{ПД,БР}} = 140$ Вт, $\theta_1 = \theta_2 = 0,7^\circ$, КИП антенны $k_{\text{И}} = 0,4$, дополнительных потерях $a_{\text{ДОП2}} = 4$ дБ и потерях в фидере $a_{\text{Ф,БР}} = 1,0$ дБ значение ЭИИМ $\mathcal{E}_{\text{БР}} = 66,58$ дБВт и величина $\Pi_{\text{М}} = -120,9$ дБВт/м², что меньше $\Pi_{\text{ДОП}} = -115$ дБВт/м² (см. табл. 1.4).

Кроме того, в Ка-диапазоне частот выше коэффициент усиления наземных и бортовых антенн, чем в Ку-диапазоне (пропорционально квадрату отношения частот), что позволяет снизить мощность передатчика VSAT-станции $P_{\text{ПД,ЗС}}$ или увеличить скорость передачи данных B_0 на линии вверх за счет возросшей добротности $D_{\text{БР}}$ бортового ретранслятора (1.19) при обеспечении минимального необходимого энергетического потенциала радиолинии:

$$W_{\text{min1}} = \rho_{\text{ТР,БР}} + 10 \cdot \lg(B_0/\gamma_0), \text{ дБГц.} \quad (9.3)$$

Главным недостатком при работе в Ка-диапазоне следует считать наличие заметных суммарных потерь в атмосфере и осадках, компенсация которых требует увеличения энергетического потенциала радиолиний для получения гарантированного качества связи с требуемым значением показателя готовности сети. Вместе с тем перевод спутниковых систем в этот диапазон позволяет существенно повысить их пропускную способность, преодолеть ограничения, связанные с дефицитом орбитально-частотного ресурса в традиционных С- и Ку-диапазонах частот, повысить скорость обмена данными, снизить тарифы на услуги и сократить информационное неравенство между населением больших городов и отдаленных поселков.

Следует отметить, что высокоинформативные HTS-спутники с сотовой структурой обслуживания из-за усложнения бортовой аппаратуры, увеличения энергоемкости солнечных панелей и стартового веса ракеты-носителя практически вдвое дороже традиционных вещательных КА с прозрачной ретрансляцией сигналов. Однако себестоимость 1 МГц полосы, приведенная к месяцу эксплуатации HTS-спутников, за счет высокой канальной пропускной способности (250...400 Мбит/с) в 8...10 раз ниже себестоимости той же полосы традиционных спутников с общей емкостью 2...2,5 Гбит/с. Например, цена одного гигабайта в месяц для КА Ка-Sat составляет 2,4...4,0 дол., а для «Ямал-402» – 16,7...33,0 дол. [72, 73]. В этом отношении число пользователей в сети и доходность операторов мультимедийных услуг часто определяется не объемом продаж оборудования, а сбалансированной ценовой политикой предоставляемых услуг пользователям.

Все современные системы спутниковой интерактивной связи осуществляют пакетную передачу данных в направлении абонентских станций по стандартам DVB-S2/S2X, в которых предусмотрены меры по увеличению энергетического потенциала радиолинии и скорости передачи. Как уже отмечалось, в этих стандартах рекомендованы механизмы защиты абонентских средств от неблагоприятных условий приема за счет адаптивного изменения мощности передатчиков станций, параметров кодирования и модуляции (АСМ) при интерактивном режиме работы. Применение АСМ позволяет при наличии повышенных потерь на радиолиниях (из-за ухудшения погодных условий) сохранить устойчивую связь (за счет снижения информационной скорости) не прибегая к необходимости заблаговременного введения в систему энергетического запаса на случай потерь. На рис. 9.2 показана схема перехода при дожде на другой формат пакетов с повышенным уровнем кодирования ($R_k = 3/4$ вместо $R_k = 7/8$) при их передаче от ЦСС на терминал СИТ 2, который находится в дождевой зоне.

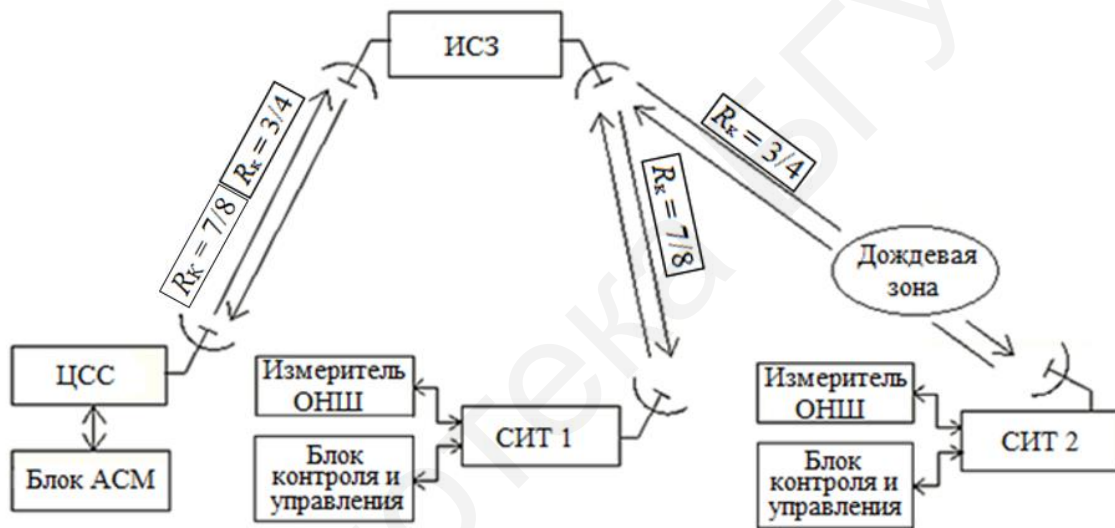


Рис. 9.2. Схема интерактивной связи с АСМ

Присущие достоинства спутниковых технологий Ка-диапазона, связанные с возможностью создания сетей массового обслуживания в требуемых регионах, положительно влияют на рост абонентской базы, темпы ее формирования и сроки окупаемости вложенных затрат.

9.1.3. Модели построения систем интерактивной спутниковой связи

Интерактивная спутниковая связь основывается на реализации двустороннего взаимодействия между оборудованием поставщиков медиауслуг и пользователей, что позволяет вести обмен широкополосной информацией, доставку программ цифрового телерадиовещания и управление функциями абонентских устройств.

Спутниковый канал, предназначенный для доставки данных в адрес пользователей, считается прямым, а запросный канал с исходящими от них данными – обратным.

Запросный канал может строиться с использованием наземных или спутниковых средств связи. В зависимости от способа реализации запросного канала различают два варианта построения интерактивных систем: комбинированный с наземным обратным каналом и двусторонний (двунаправленный спутниковый) с обратным спутниковым каналом.

При комбинированном варианте построения интерактивной сети (рис. 9.3) участниками доставки информации в адрес пользователей являются провайдеры наземных (ISP – Internet Service Provider) и спутниковых услуг.

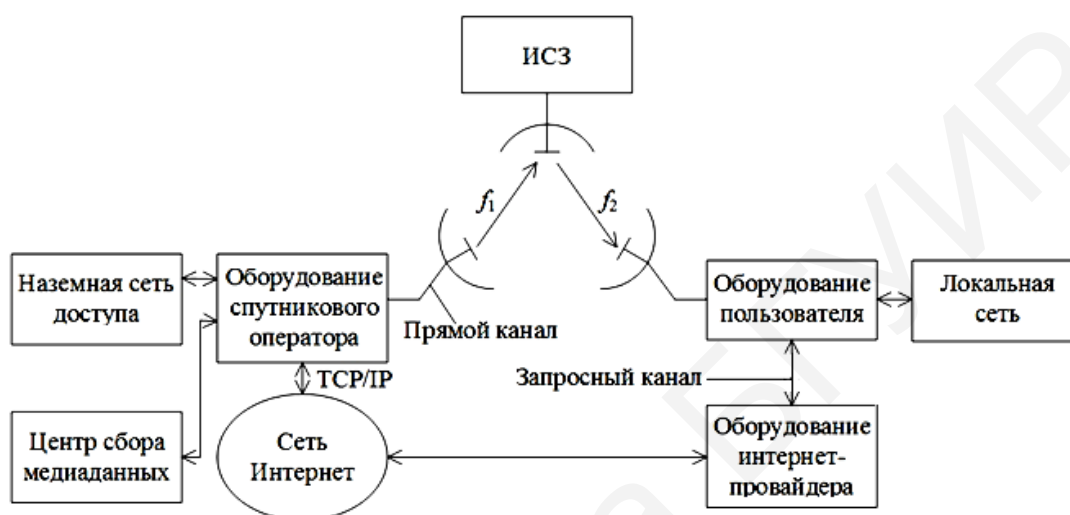


Рис. 9.3. Схема комбинированного построения спутниковой сети

Подключение компьютера пользователя к оборудованию интернет-провайдера наземной сети осуществляется через проводное модемное соединение, выделенную линию или с помощью радиосредств беспроводной связи, например, Wi-Fi. Доставка затребованной информации из сети Интернет или адресная отправка трафика из центра сбора медиаданных на оборудование пользователей осуществляется поставщиком спутниковых услуг по прямому каналу. По этому же каналу передаются сигналы управления и временной синхронизации, необходимые для правильной работы внешних устройств сети.

Двусторонний спутниковый вариант построения интерактивной системы (рис. 9.4) предполагает наличие у пользователя VSAT-станции или СИТ. С их помощью осуществляется соединение с компьютером, телевизором, офисной АТС или с локальной сетью. Посредством СИТ организуется прием данных от ЦСС или сигналов цифрового спутникового ТВ-вещания, а также передача по обратному спутниковому каналу на ЦСС запроса для получения требуемой информации или установления соединения с внешними сетями общего пользования.

ЦСС представляет собой земную станцию-концентратор, которая обеспечивает двунаправленное перераспределение трафика, поддерживает доступ к медиаресурсам удаленных СИТ через спутник и осуществляет дистанционное управление их режимом работы. Сетевой центр управления НСС контролирует состояние интерактивной сети и осуществляет мониторинг эффективного распределения ресурса спутника.

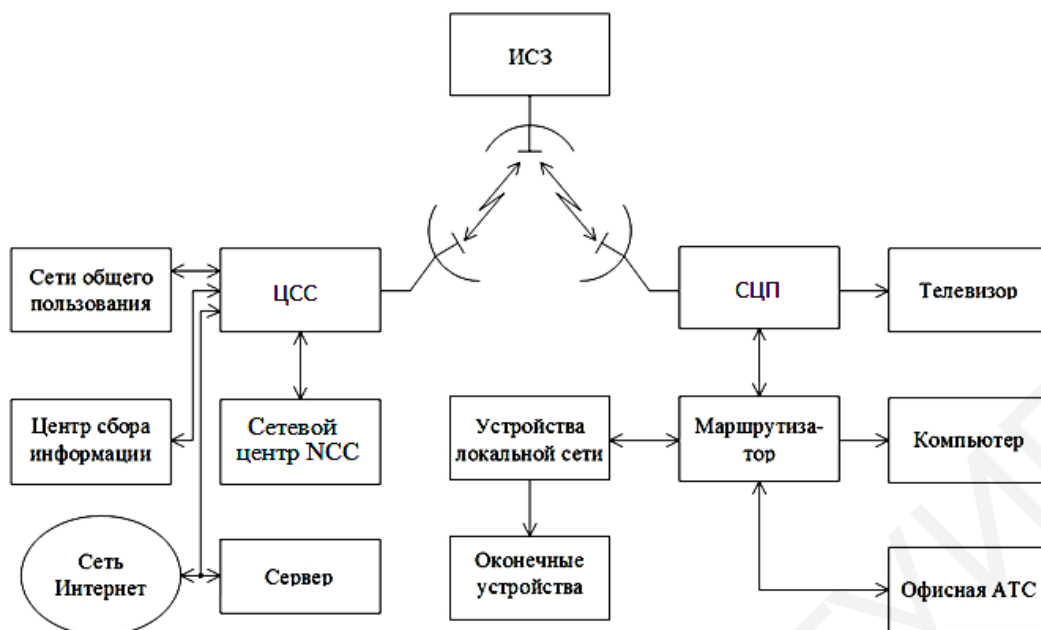


Рис. 9.4. Схема двустороннего спутникового обмена информацией

Локальная сеть, организуемая от СИТ в сторону оконечных устройств, служит для их подсоединения к спутниковой сети и строится с использованием проводных линий (например, по протоколу 10/100 Base-T Ethernet) или беспроводных средств доступа типа Wi-Fi, Wi-MAX, LTE. К числу оконечных устройств относятся видеокамеры, компьютеры, радиотелефоны, видеорегистраторы, датчики технологических систем и объектов.

Объединенные на базе ЦСС спутниковые и локальные наземные средства образуют интерактивные гибридные сети, посредством которых возможен оперативный сбор информации с мест контроля за промышленными и стратегическими комплексами, технологическими процессами и природными явлениями.

По локальной сети могут передаваться сигналы видео-конференц-связи, телефонии по протоколу VoIP (Voice over Internet Protocol), данные гипертекста по протоколу НТТР (Hypertext Transfer Protocol), файлы FTP (File Transfer Protocol), видеосюжеты с мест событий и оперативные сообщения с датчиков контроля.

В обоих вариантах построения интерактивных систем связи обмен данными производится по асимметричной схеме. В соответствии с ней пропускная способность прямого канала в несколько раз выше обратного, поскольку основной трафик данных направлен от источника спутниковых услуг к пользователю. Степень различия скоростей в прямом и обратном каналах зависит от типа используемых приложений (веб-страницы, FTP-сессия, электронная почта и др.), энергетического потенциала радиолиний и надежности всей сети (временные задержки, потери пакетов, уровень сигнала и др.). Передача медианых данных по прямым спутниковым каналам базируется на использовании метода временного мультиплексирования (TDM) и может вестись как в адрес одиночных пользователей в режиме Unicast (онлайн-сервис), так и в адрес групп поль-

зователей в режиме Multicast (оффлайн-сервис) с многоадресной рассылкой цифровых пакетов.

При многоадресной потоковой рассылке данных через ИСЗ обратный канал после организации запроса может быть отключен. Запрос организуется в протоколе IGMP (Internet Group Membership Protocol – протокол маршрутизации в сети IP). В нем указывается адрес системы потоковой рассылки, тип конкретного потока и порт доставки требуемой информации. Загрузка запрошенных файлов с медиасервера сети в компьютер пользователя производится в протоколах однонаправленной передачи, например, UDP/IP (User Datagram Protocol/Internet Protocol) в назначенное время. Адресный прием рассылаемой информации осуществляется по назначенным групповым IP-адресам, IP-портам или лицензионным ключам.

Для повышения достоверности приема в условиях многоадресной рассылки с помощью относительно ненадежного протокола UDP/IP применяются алгоритмы защиты информации на уровне пакетов путем внесения на стороне передачи дополнительной проверочной информации. В ряде программных версий пользователь интерактивных услуг может самостоятельно устанавливать максимальный процент потерь пакетов, чтобы гарантировать требуемое качество приема. На практике достаточно в передаваемый поток внести 4...6 % дополнительной информации, чтобы существенно сократить возможные потери пакетов при их трансляции по спутниковым каналам.

При адресной (персональной) передаче данных в сторону пользователей обратный канал на весь сеанс связи должен оставаться включенным. Доставка информации из медиасети осуществляется по двустороннему протоколу TCP/IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol) с контролем качества передачи. Этот протокол требует постоянных подтверждений на все отправленные пакеты. Наличие заметной временной задержки сигналов в интервале 0,24...0,27 с при их доставке по спутниковым каналам может привести к простоя системы в интервалах между моментами отправки данных с медиасервера и их подтверждением. Для разрешения этой проблемы используют различные программные методы ускорения работы TCP/IP протокола.

С общих позиций надежный транспортный протокол TCP/IP не является эффективным решением для спутникового интернет-трафика с меняющимися объемами данных и периодами простоя. Это положение объясняется тем, что алгоритм работы протокола предусматривает дискретное увеличение скорости передачи данных (режим «разгона») после каждого подтверждения и ее уменьшение при отсутствии подтверждений. Для улучшения характеристик этого протокола разработан альтернативный протокол SCPS-TP (Space Communication Protocol Standards – Transport Protocol), в котором предусмотрены меры по определению причин потерь пакетов и механизмы адаптивного управления скоростью потока. Количество байт, которое можно передать без подтверждения, определяется размером TCP-окна. Максимальный размер окна, поддерживаемый современным оборудованием, составляет 64 Кбайт. Эта величина ограничивает скорость передачи данных особенно для одиночных TCP-соединений.

9.2. Комбинированная система обмена данными

9.2.1. Основы построения системы

Среди первых реализованных проектов по схеме комбинированного спутникового обмена информацией был проект DirecPC, разработанный компанией Hughes Network Systems. По данной схеме обмена данными было создано значительное число спутниковых систем, отличающихся способами организации обратного канала, процедурами обработки транспортных пакетов, алгоритмами назначения IP и MAC-адресации (Media Access Control – контроль доступа к данным) и др. В частности, MAC-адрес может устанавливаться по номеру DVB-PCI-карты или на основании вычислений из IP-адреса (состоит из 4 байт), назначенного наземным провайдером.

К настоящему времени интерес к комбинированному способу построения интерактивной спутниковой сети существенно снизился, и поэтому принципы построения и функционирования этого способа построения представим в кратком изложении.

На рис. 9.5 приведена функциональная схема комбинированного способа обмена данными. Она включает сегменты средств прямого спутникового канала 1, наземных и спутниковых медиауслуг 2 и пользователей сети 3.



Рис. 9.5. Схема комбинированного способа обмена данными

Необходимым условием приема мультимедийных данных с ИСЗ является наличие у пользователя спутниковой приемной установки, программного обеспечения, заключенного договора с провайдером услуг и оплаченного трафика в соответствии с выбранным тарифом наземного интернет-провайдера (ISP). Кроме того, оборудование пользователя должно находиться в зоне уверенного приема сигналов с требуемого спутника.

В состав технических средств пользователя входят: спутниковая антенна, TWIN-конвертор, DVB-PCI-карта формата DVB-S/S2 с USB 2.0 интерфейсом, компьютер с программным обеспечением, модем наземной или беспроводной сети, а также тюнер и телевизор для возможного просмотра ТВ-программ, транслируемых с данного спутника.

9.2.2. Принципы функционирования системы

Абонент с помощью проводного или беспроводного модема организует связь с оборудованием локального провайдера ISP. В сервере провайдера сверяются учетное имя (логин) и пароль, которые были получены при заключении контракта, и выделяется модемному соединению IP-адрес (двенадцатизначный), уникальный для этой сети. Все адреса располагаются в поле от 0.0.0.0. до 255.255.255.255. Через маршрутизатор (router) ISP в протоколе IP отправляются к провайдеру спутниковых услуг логин, пароль, IP-адрес и MAC-адрес, назначенный приемной системе. В заголовке цифровых пакетов указывается адрес получателя и отправителя. Доставка пакетов в точку назначения может выполняться разными путями с различными значениями временных задержек.

После процедуры аутентификации посылается уведомление системе тарификации о начале работы, а также команда на прокси-сервер для включения данного абонента с его IP-адресом, MAC-адресом и качеством сервиса в списки маршрутов. В процессе работы обратный канал включен и по нему на модемное соединение со стороны провайдера (ISP) поступают запросы для подтверждения факта получения переданной информации.

Все запросы на получение требуемой информации поступают от абонента через прокси-сервер (VPN-сервер), который осуществляет обработку, шифрование и загрузку данных. Сервер заменяет IP-адрес абонента на свой «реальный» и отправляет требуемый запрос в Интернет от своего имени. Полученные данные из сети Интернет через прокси-сервер с восстановленным IP-адресом поступают в протоколе TCP/IP на инкапсулятор, на который также поступают данные всех параллельно обслуживаемых пользователей. Инкапсулятор управляется и конфигурируется системой управления доступом, которая также контролирует и распределяет потоки данных, ведет учет трафика и др. В инкапсуляторе на аппаратно-программном уровне оценивается соответствие требований на качество обслуживания (QoS – Quality of Service) зарегистрированных пользователей и групп пользователей и осуществляется преобразование пакетов TCP/IP в пакеты стандарта MPEG-2/DVB для их подготовки к передаче по спутниковому каналу связи. В транспортные пакеты DVB вносятся персональные идентификационные номера (PID), IP-адрес, служебная информация в виде таблиц (PAT, PMT, SDT, EIT и др.), а также минимальные и максимальные значения скоростей передачи данных. Среди параметров QoS-сервиса могут быть: допустимый уровень потерь информации, гарантии на минимальную полосу и скорость данных, максимальное время задержки в доставке и др. Для повышения пропускной способности системы некоторые модели инкапсуляторов располагают функцией фильтрации нулевых пакетов с заменой их на пакеты с

данными. Таким образом, инкапсулятор несет крайне важную нагрузку в системе и является шлюзом, соединяющим сети разных транспортных стандартов. На входе инкапсулятора используется интерфейс по протоколу Ethernet 10/100 Base-T, а на его выходе – по протоколу DVB-ASI.

На стороне провайдера спутниковых услуг имеется кэш-сервер, который содержит часто запрашиваемую и постоянно обновляемую информацию. Его наличие позволяет ускорить доставку имеющихся в сервере веб-страниц без необходимости обращения к медиасети. Кроме того, имеется сервер мультимедийных приложений, включающий каталоги, игры, видео- и аудиоданные.

После мультиплексирования и шифрования объединенный поток данных поступает на канальный помехоустойчивый кодер и модулятор для получения фазоманипулированного радиосигнала по стандартам DVB-S/S2. Преобразованный и усиленный в выходном тракте передатчика радиосигнал поступает через антенну земной станции на спутник. В нем осуществляется ретрансляция поступившей информации в зону обслуживания.

На приемной стороне фазоманипулированные сигналы усиливаются и преобразуются в конверторе в область частот 0,95...2,15 ГГц. В этот же диапазон переносятся радиосигналы других служб, например, телевизионные. Затем они селективируются по частоте, демодулируются и демультимплексируются приемной DVB-PCI-картой. Адресное выделение мультимедийных данных, содержащихся в радиоканале, обеспечивается за счет фильтрации IP-адреса и 48-битного MAC-адреса.

9.3. Двухнаправленная передача данных по спутниковым каналам

9.3.1. Топологии сетей интерактивной связи

Принципы высокоскоростного доступа к информационным ресурсам посредством использования обратного спутникового канала определены принятым ETSI стандартом DVB-RCS (Return Channel Satellite) под номером EN 301 790 [8]. Основные нормативные документы на технические характеристики приемных станций приведены в стандарте EN 301 428 [73].

Технология DVB-RCS предусматривает передачу данных по обратному каналу с использованием частотно-временного множественного доступа к ИСЗ (MF-TDMA – Multi-Frequency Time Division Multiple Access) и отвечает требованиям масштабируемости и гибкости построения сети. В основу ее создания положена схема «звезда» (Star), которая устанавливает взаимосвязь между периферийными терминалами и центральной станцией сопряжения. Реже на сетях используется «полносвязанная» схема или схема «каждый с каждым» (Mesh) с общим числом взаимных связей $N(N - 1)/2$ между N станциями (рис. 9.6).

В «полносвязанной» схеме пользователи могут создать не только прямое соединение с сетью общего пользования или медиacentром, но и с требуемыми терминалами абонентов собственной сети при временной задержке данных в один спутниковый «скачок» (0,25...0,3 с) без передачи трафика на ЦСС. Топология Mesh особенно важна при организации телефонной связи и видео-

конференц-связи внутри сети, когда не допускаются временные задержки сигналов в 0,5...0,6 с, получаемые при работе через ЦСС в два спутниковых скачка по схеме «звезда». Для создания этой топологии необходимо, чтобы модем СИТ содержал, по крайней мере, два независимых демодулятора, один из которых мог обеспечивать взаимосвязь с ЦСС, другой – с требуемым терминалом.

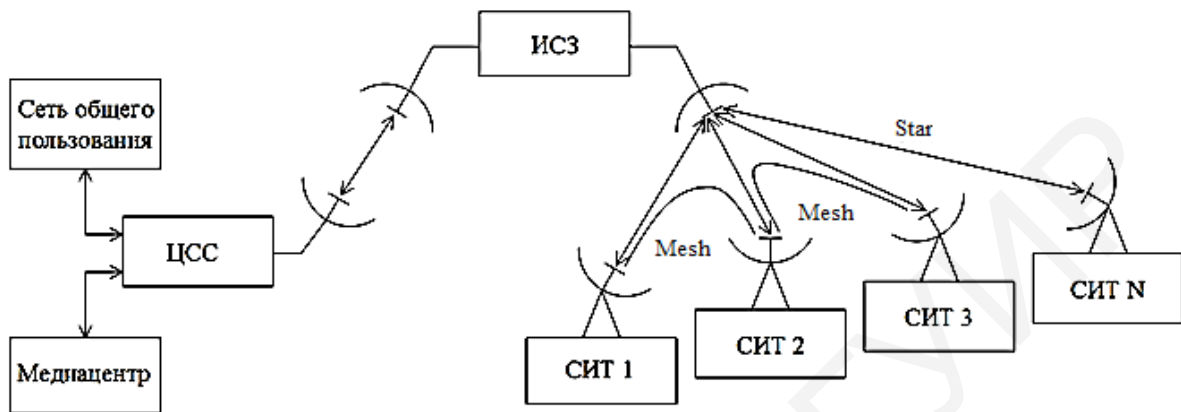


Рис. 9.6. Интерактивная сеть с топологией Mesh и Star

Соединение между двумя станциями одной сети по схеме Mesh также возможно, если осуществляется обращение достаточно крупной шлюзовой ЗС (ШЗС) с учрежденческой АТС на ЦСС, которая на запрос выделяет требуемой паре (рис. 9.7) определенные частоты приема и передачи для организации обмена информацией между ними.

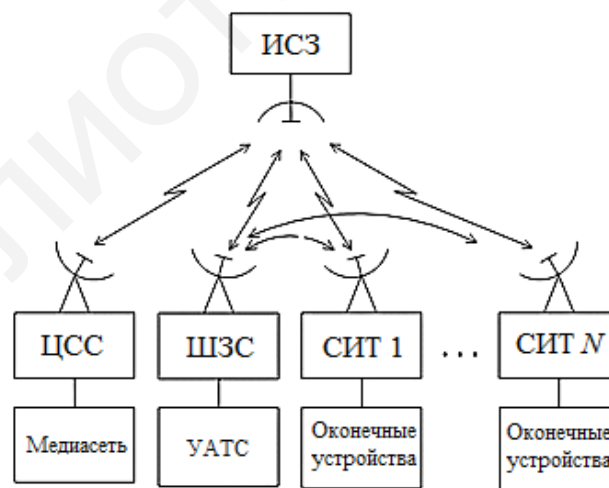


Рис. 9.7. Схема организации телефонной связи через спутник

Если на борту спутника организована коммутация каналов и процессорная обработка сигналов, то взаимосвязь между удаленными станциями можно обеспечить напрямую через спутник по указаниям ЦСС на соединение без нагрузки на нее. Однако для реализации этой топологии потребуются, чтобы

взаимодействующие станции обладали повышенными значениями выходной мощности передачи и усиления антенн, подобно ШЗС.

В соответствии с рекомендацией TR 101 790 технология DVB-RCS позволяет удовлетворить интересы разных категорий пользователей, предоставляя им должное качество каналов и номенклатуру услуг с требуемой скоростью передачи данных. В зависимости от условий работы общий сетевой трафик может быть разделен между различными видами сервисов с приоритетным правом получения одного из них определенной группе СИТ.

В расширенной спутниковой интерактивной сети может присутствовать несколько узловых станций (шлюзов), которые обслуживают региональные подсети (топология «вложенные звезды»). Каждая узловая станция имеет свой спутниковый сегмент и набор несущих частот, а также собственную IP-адресацию, устройства сетеобразования и управления качеством обслуживания. Благодаря наличию VSAT-шлюзов в сети возможна прямая взаимосвязь между СИТ разных подсетей. Для создания VSAT-шлюза может использоваться, например, станция EASTAR UHP-1000 компании «ИСТАР», поддерживающая работу до 252 СИТ с общей пропускной способностью до 90 Мбит/с. Она позволяет реализовать базовые топологии сети, включая «полносвязную» и обеспечить обмен данными по схемам: TDM/TDMA, TDM/SCPC, TDM/TDMA.

9.3.2. Технология построения интерактивной спутниковой сети

Система двустороннего спутникового обмена информацией может строиться на базе одного или реже двух близкорасположенных на ГО спутников. Все запросные сигналы доставляются на ИСЗ, которые относятся к фиксированной спутниковой службе. Бортовые ретрансляторы этой службы работают вблизи линейного режима (ниже уровня насыщения передатчика по выходу на 3...5 дБ) и допускают одновременное усиление большого числа входных сигналов с соблюдением норм на уровень интермодуляционных искажений (см. (1.21)–(1.23)). Доставка широкополосной информации к пользователям в прямом направлении обычно организуется через тот же ИСЗ.

Рабочий диапазон частот для построения интерактивной спутниковой сети определен требованиями стандарта DVB-RCS, регламентирующего использование определенных полос в С-, Ku-, Ka-диапазонах частот. Например, в Ku- и Ka-диапазонах частот на линии вверх рекомендуются полосы 13,75...14,5 ГГц и 29,5...30,0 ГГц соответственно.

Передача данных от ИСЗ на СИТ и обратно от СИТ к ИСЗ возможна в общих или разных диапазонах частот. Например, прямой канал организуется в Ka-диапазоне, обратный – в Ku-диапазоне. Однако для реализации данного варианта построения необходимо, чтобы на спутнике присутствовали радиостволы соответствующих диапазонов частот (рис. 9.8). В частности, такими техническими возможностями обладают многофункциональные спутники тяжелого класса с комбинированной полезной нагрузкой на борту «Экспресс АМ5» (140° в. д.) и «Экспресс АМ6» (53° в. д.) с 36 стволами в Ku- и 12 – в Ka-диапазонах частот.



Рис. 9.8. Схема построения интерактивной спутниковой сети

Эффективность работы интерактивной спутниковой сети связана с принятым способом множественного доступа (МД) удаленных станций к ИСЗ. Выбор конкретных вариантов МД зависит от загрузки сети, объемов и видов предоставляемых услуг, активности работы пользователей в сети и требований к оперативности доступа.

К числу широко распространенных способов множественного доступа к ИСЗ относятся:

- MF-TDMA (Multiple Frequency – Time Division Multiple Access) – много-частотное временное разделение с множественным доступом;
- PAMA (Pre-assigned Multiple Access) – предоставление спутникового ресурса на постоянной основе;
- DAMA (Demand Assigned Multiple Access) – предоставление спутникового ресурса на время сеанса связи по требованию;
- SCPC (Single Channel Per Burst) – передача данных по каналу связи на одной несущей;
- MCPC (Multiple Channel Per Carrier) – передача объединенной группы данных пользователей на одной несущей.

Множественный доступ SCPC/MCPS применяется при организации соединений типа «точка – точка» для передачи цифровой информации через ИСЗ на отдельных несущих с гарантированной скоростью доставки данных, минимальными задержками и максимальной готовностью каналов связи. Основными потребителями этой технологии являются крупные интернет-провайдеры и операторы телефонной связи. Ее недостатком считается низкая эффективность использования частотного ресурса спутника и высокая стоимость аренды.

При большой загрузке сети сообщениями с прерывистым трафиком и наличием в отдельных каналах очередей на передачу может использоваться метод случайного доступа Slotted Aloha.

Базовой технологией множественного доступа к ИСЗ в VSAT-сетях является MF-TDMA. Ее задачи состоят в доставке цифровых пакетов на спутник от географически разнесенных станций в строго определенные интервалы времени. Четкое распределение моментов доставки пакетов разных СИТ на спутник достигается за счет сигналов синхронизации, поступающих от ЦСС. Для повышения устойчивости обратных каналов к помехам при передаче данных изменяется частота несущей. Скорость передачи данных в каждом пакете увеличивается в соответствии с числом тайм-слотов в кадре TDMA. Каждый пакет включает преамбулу, необходимую для синхронизации демодулятора на стороне приема, заголовок пакета, информационную часть, проверочную последовательность и постамбулу. Наличие дополнительных сведений в пакетах приводит к снижению коэффициента использования полосы обратного канала.

9.4. Концепция построения и функционирования центральной станции сопряжения

9.4.1. Обобщенная структурная схема станции

Как отмечалось, интерактивная спутниковая сеть в основном строится по звездообразной топологии типа «точка – многоточка». В ней все периферийные спутниковые терминалы управляются и контролируются центральной станцией сопряжения.

Обычно ЦСС располагается в местах с насыщенной телекоммуникационной инфраструктурой или в пунктах сопряжения с высокоскоростными оптическими каналами и сетями ведущих поставщиков информационных услуг. ЦСС осуществляет подготовку и передачу медиаданных в прямом канале, идентификацию и сетевую синхронизацию СИТ, прием и маршрутизацию запросов, распределение между всеми потребителями общего спутникового ресурса, а также взаимосвязь с центрами информации и сетями общего пользования.

В состав ЦСС (рис. 9.9) входят: тракты приема и передачи; блок контроля и управления системой (БКУС); модуль контроля качества обслуживания (МККО); маршрутизатор; Ethernet-коммутатор; подсистема технических средств доставки затребованных данных и центр мониторинга и управления сетью (ЦМУС).

Высокая надежность работы ЦСС достигается резервированием ее блоков и подсистем. Основные функции БКУС состоят в управлении доступом периферийных терминалов к ИСЗ, назначении каждому из них динамических или статических IP-адресов, установлении параметров прямого и обратного каналов (значения несущих частот, длины временных тайм-слотов и начало их действия, уровни кодозащиты и др.), синхронизации СИТ, сборе и обработке поступивших от них данных.

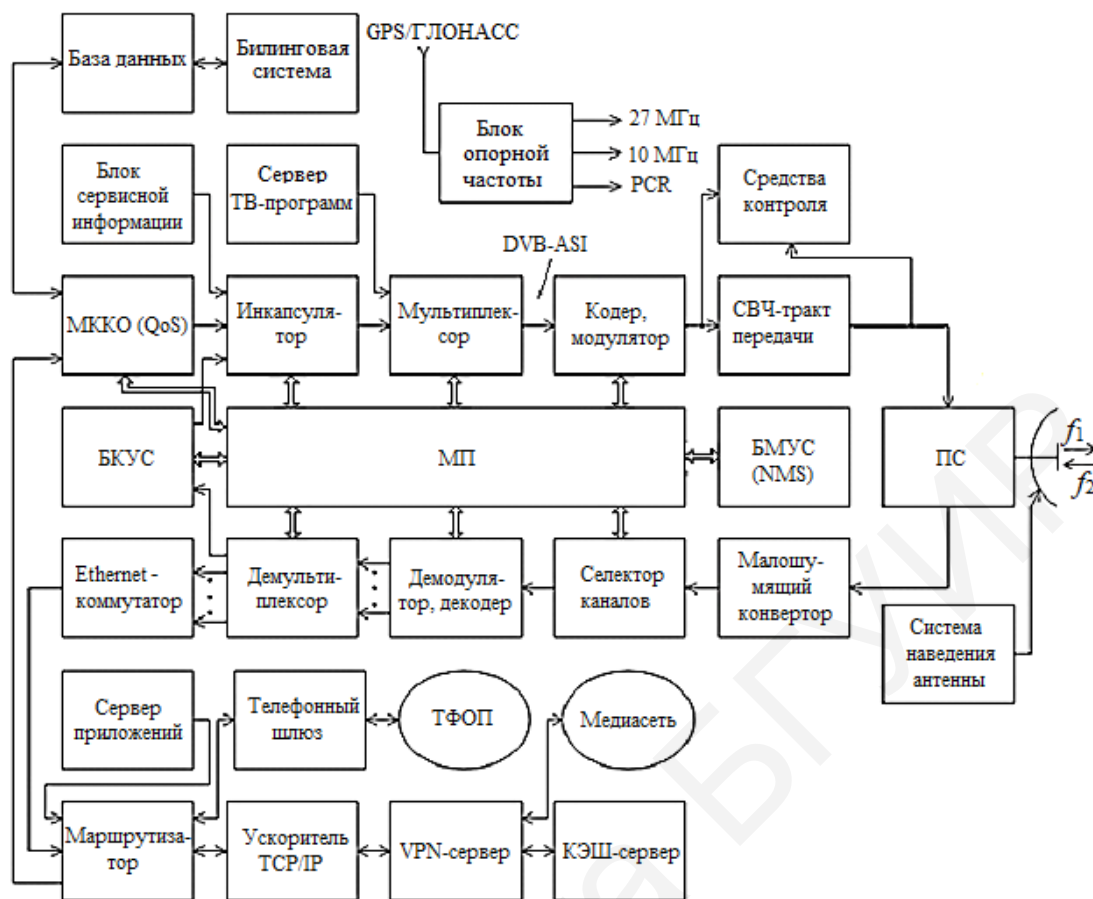


Рис. 9.9. Структурная схема центральной станции сопряжения

В целях избирательного функционирования отдельных служб для них могут устанавливаться приоритеты как на уровне устройств, так и приложений. Приоритеты распределяются на основе IP-адресов и номеров портов источника и получателя информации.

9.4.2. Принципы функционирования центральной станции сопряжения

Концепция построения и функционирования ЦСС основывается на положениях стандартов DVB-S/S2/S2X. В прямом канале тракта передачи все потоки информационных данных, пришедшие в IP-формате от маршрутизатора через МККО на вход инкапсулятора, преобразуются вместе с сигналами контроля, управления и сигнализации в транспортный поток данных MPEG-TS. Преобразование поступающих IP-данных в пакеты стандартов DVB-S/S2 осуществляется в соответствии с процедурой многопротокольной инкапсуляции (стандарт EN 301 192), которая управляется транспортным протоколом DSM-CC (Digital Stronge Media – Command and Control – средства цифровой записи – управления и контроля). В процессе инкапсуляции данных в транспортный поток вносятся пакеты таблиц сервисной информации (NIT, SDI, EIT и др.), созданные в БКУС, идентификационные номера PID основных и дополнительных сообщений, метки времени для синхронизации устройств, макси-

мальные и текущие значения скоростей передаваемых данных и IP-адреса каждого СИТ обслуживаемой сети. В инкапсуляторе также производится обработка IP-адресов потокового вещания в режиме Multicast и ограничение скорости передачи данных для исключения переполнения буферной памяти. Объем служебной информации при инкапсуляции данных может составлять 3,5 %.

Скомпонованный цифровой поток данных в формате DVB-ASI поступает на мультиплексор, в котором происходит объединение этого потока с дополнительной информацией, находящейся в сервере сигналов ТВ-вещания. В блоке кодирования и модуляции осуществляется внесение избыточных данных в цифровой поток и модуляция несущей.

В частности, в каналах стандарта DVB-S2 производится двухступенчатое кодирование по схеме VHC+LDPC, перемежение бит, формирование кадров физического уровня, вставка в кадр заголовка и пилотных символов, скремблирование и модуляция несущей (QPSK, PSK-8, APSK-16 и APSK-32) на промежуточной частоте (70 МГц, 140 МГц или в L-диапазоне). Затем выполняется конвертация модулированного радиосигнала в полосу частот передачи (например, в полосу 14,0...14,5 ГГц Ku-диапазона) и его усиление в СВЧ-блоке. Для контроля выходных характеристик, по которым устанавливается режим нормальной работы тракта или режим перехода на резерв, предусматриваются средства измерения таких параметров как уровень сигнала, спектр радиосигнала, фазовые искажения и ряд других показателей.

Выходная мощность передатчика ЦСС на частоте несущей составляет 350...750 Вт. Ее приемопередающая антенна выполняется двухзеркальной и оснащается системой автоматического наведения и слежения за положением спутника на орбите.

Система наведения включает: блок управления приводами азимутального и угломестного перемещения; приемник сигнала навигации GPS/ГЛОНАСС; вспомогательное оборудование (устройства переключения на резерв, панели и пульта управления). Система слежения за положением ИСЗ позволяет снизить потери в усилении антенны, возникающие при отклонениях углов наведения на КА в процессе эксплуатации. Диаметры антенн станций в C-, Ku- и Ka-диапазонах принимаются равными более 7,0; 3,7 и 1,5 м соответственно, обеспечивая ширину их ДН менее 0,5°.

Для компенсации заметных потерь на спутниковой радиолинии вследствие интенсивных осадков, снижающих качество приема, стандартами DVB-S2/S2X предусмотрены механизмы адаптивного изменения выходной мощности ЦСС, параметров кодирования и формата модуляции. Изменение параметров потока данных от ЦСС в сторону периферийных станций осуществляется на уровне отдельных цифровых пакетов и ведется адресно согласно поступившим от них команд при недостаточном входном уровне сигналов.

В процессе компенсации потерь, вызванных осадками, на ЦСС производится оценка качества спутниковых радиолиний в направлении каждого СИТ сети. Критерием оценки качества доставляемой информации принят показатель MODCOD, который определяется на основании расчета характеристик энерге-

тической модели радиолинии по известным значениям ЭИИМ ИСЗ, потерь на трассе, добротности и ОНШ приемника СИТ (см. рис. 9.2). Рассчитанный показатель MODCOD включается в алгоритм работы АСМ и служит для коррекции параметров передачи на требуемую группу терминалов, находящихся в неблагоприятных условиях приема.

Автоматический переход от рабочего режима к параметрам более высокой помехоустойчивости приводит к снижению информационной скорости передачи данных в прямых каналах. Тем не менее наличие АСМ позволяет избежать существенного роста ошибок на стороне СИТ при изменении погодных условий (дожди и ливни), сократить необходимый энергетический запас в каналах с учетом возможных потерь на радиолиниях в процессе их эксплуатации и сохранить высокий показатель готовности оборудования сети.

Следует отметить, что режим АСМ не применим к телевизионному вещанию с большой зоной обслуживания даже при наличии обратного канала в сети, поскольку перерывы в вещании из-за сильных дождей на отдельных участках неизбежны и адаптивно изменять скорость потока под пониженное качество по направлениям усложняет и удорожает бортовой антенный комплекс.

В тракте приема ЦСС сигналы, поступившие на вход антенны, преобразуются в малошумящем конверторе в более низкий частотный диапазон (обычно в диапазон 0,95...2,15 ГГц). С помощью селектора каналов ВЧ-тракта производится настройка на требуемый мультимедийный канал и затем следует демодуляция радиосигналов, декодирование и демультимплексирование субпоток периферийных СИТ. Число демодуляторов и демультимплексоров в ВЧ-тракте приема определяется общей шириной полосы мультимедийного канала и полосой отдельных субканалов. Ширина полосы каждого из них имеет несколько значений и устанавливается в соответствии с типовой скоростью данных (128, 256, 512, 1024, 2048 кбит/с).

В процессе демультимплексирования на стороне ЦСС принятых субпоток из них выделяется несколько типов цифровых сигналов, поступивших от СИТ. Это сигналы, содержащие информационные данные и сведения о характеристиках СИТ (неточности в значениях фаз, частот и синхронизации), а также сигналы с данными для выполнения процедур регистрации СИТ и предоставления им рабочих частот и временных окон. Все цифровые сигналы с неинформационными сообщениями отсортировываются и поступают на блок контроля и управления сетью, который содержит два важных устройства: контроллер терминалов и контроллер служебной информации прямого канала.

Контроллер терминалов анализирует принятые от СИТ значения ОНШ и уровни ошибок, проводит расчеты для адаптивной регулировки параметров передачи, включая изменение значений частот от СИТ с целью компенсации потерь на радиолиниях. Он же формирует и вносит в сообщения для СИТ поправки, вызванные нестабильностью частоты и временем передачи в обратном канале, а также осуществляет сбор и хранение сетевой статистики (нагрузка на несущую, значения задержек, пропускная способность обратных каналов, число соединений и др.).

Контроллер служебной информации осуществляет идентификацию и регистрацию СИТ, анализирует от них запросы, отключает терминалы от сети, перераспределяет полосы частот, устанавливает в соответствии с таблицей частотно-временного плана моменты передачи тайм-слотов и значения частот несущих, хранит в базе данных статические IP-адреса и идентификаторы каналов. В соответствии с динамикой передачи план частотно-временного разделения тайм-слотов обновляется для каждого кадра MF-TDMA.

Субпотoki с данными для медиасети и наземной сети (ТфОП) проходят через Ethernet-коммутатор и маршрутизатор на VPN-сервер и телефонный шлюз соответственно. В обратном направлении запрошенная мультимедийная информация или полученные сообщения из телефонной сети общего пользования поступает через телефонный шлюз и маршрутизатор на модуль контроля качества обслуживания (QoS – Quality of Services).

Модуль QoS идентифицирует тип трафика по IP-адресам и протоколам, управляет скоростью данных в адрес абонентов, перераспределяет канальную емкость и обеспечивает гарантированное выделение минимальной полосы частот для СИТ. Он же устанавливает порядок обслуживания разной приоритетности по критерию чувствительности терминалов к временным задержкам. Приоритетное место в первоочередном порядке обслуживания занимают такие приложения как видеоконференцсвязь, телемедицина, поток видеоданных. Кроме того, модуль QoS осуществляет поддержку режима Multicast, проводит системный мониторинг сетевой производительности, сбор и экспорт статистики по показателям эффективности использования трафика за требуемый период отчетности. МККО имеет встроенную или выделенную базу данных пользователей сети и связь с биллинговой системой расчетов.

Маршрутизатор осуществляет контроль над процессом распределения IP-трафика в соответствии с установленным алгоритмом маршрутизации. Он является шлюзом между серверами данных и приемопередающим оборудованием станции и поддерживает целый ряд протоколов динамической IP-маршрутизации (TCP, ARP, RIP, IGMP и др.).

В состав подсистем технических средств доставки данных входит ускоритель TCP/IP протокола, который призван снизить уровень проблем, связанных с особенностью работы этого протокола, который требуют подтверждений о каждом переданном пакете по спутниковой радиолнии. Функционально ускоритель TCP/IP представляет собой специализированный процессор, алгоритм работы которого управляет размером окна, изменяет начало сессий и увеличивает скорость передачи данных при прерывистом процессе поступления пакетов. Подобная функция ускорения трафика используется также и в обратных каналах сети.

Для сокращения времени поиска затребованной информации в медиасреде на стороне ЦСС присутствует кэш-сервер, содержащий часто запрашиваемую информацию, которая обновляется автоматически на регулярной основе. Для доставки пользователям дополнительных сведений (видео, музыки, игры, ПО) используется сервер мультимедийных приложений. Защита сети от чрез-

мерного использования полосы пропускания спутникового канала одними пользователями в ущерб другим находится под управлением блока оптимизации TCP (Transfer Control Protocol) протокола.

VPN-сервер выполняет функции авторизации пользователей и осуществляет преобразование их адресов в реальные адреса, установленные оператором спутниковой сети для получения данных из сети Интернет.

Блок опорной частоты содержит стабилизированный генератор с частотой настройки 27 МГц (нестабильность 10^{-8}), формирователь меток времени PCR и приемник систем GPS/ГЛОНАСС для получения высокостабильного сигнала 10 МГц. Сформированные метки времени упаковываются в поле адаптации транспортных пакетов DVB-TS, а тактовый сигнал с частотой 10 МГц поступает на инкапсулятор, мультиплексор, модулятор и демодулятор для стабилизации режимов их работы.

Блок мониторинга и управления сетью (БМУС), или NMS (Network Management System), осуществляет старт, отключение и резервирование устройств, автоматизацию настроек подсистем при внесении новых услуг, ведет сбор информации о текущих отказах в системе, отображает на экране ПК конфигурацию сети с учетом состояния ЦСС и СИТ. К числу контролируемых параметров СИТ относятся: MAC и IP адреса, географические координаты СИТ, характеристики терминалов. Подсистема NMS также производит удаленный контроль и управление параметрами системы через интерфейс SNMP.

Для обеспечения общей синхронизации сети с учетом различий в величине временных задержек сигналов, поступающих от СИТ на ИСЗ, центральная станция осуществляет контроль и компенсацию возникающих отклонений. Обычно производится периодический мониторинг одной из станций сети с вычислением для нее полной временной задержки сигналов на радиолиниях в двух направлениях. Для остальных станций по имеющимся сведениям в базе данных о координатах СИТ рассчитываются значения смещений величин задержек в соответствии с местоположением станций.

В табл. 9.1 приведены технические характеристики центральной станции сопряжения JUPITER-SRS компании HNS.

Данная станция предназначена для обслуживания VSAT-сетей с топологией «звезда» (star), использующих традиционные и многолучевые спутники HTS. Каждый стив станции комплектуется оборудованием, реализующим широкополосные каналы связи с символьной скоростью до 225 Мсимв/с при обеспечении общей пропускной способности свыше 2 Гбит/с в С-, Ku- и Ka-диапазонах. Станция поддерживает полный набор протоколов IP-маршрутизации и основные виды информационных услуг, включая доступ в Интернет, а также создание спутниковых транспортных магистралей при организации удаленных сетей сотовой связи 3G/LTE.

Периферийным оборудованием VSAT-сети являются высокопроизводительные терминалы серии JUPITER HT для индивидуального (HT 1100, HT 2200) и корпоративного (HT 1200, HT 2500) применения, в С-, Ku- и Ka-диапазонах частот.

В России станции JUPITER-SRS задействованы в наземном сегменте центров космической связи («Хабаровск» и «Дубна») для работы с потоками данных в узких лучах МЛА Ка-диапазона спутников «Экспресс-АМ5» (140° в. д.) и «Экспресс-АМ6» (53° в. д.). Лучи имеют ширину ДН 0,7×0,7°, развязаны по частоте и поляризации, и каждый из них занимает полосу 125 МГц.

Таблица 9.1

Технические параметры станции JUPITER SRS компании HNS

Показатели	Технические параметры
Модуляция	
Прямой канал	QPSK, PSK-8, APSK-16, APSK-32
Обратный канал	OQPSK, PSK-8
Символьная скорость, Мсимв/с	
Прямой канал	1...225
Обратный канал	0,256...8,192
Кодовая скорость обратного канала (код LDPC)	2/3, 4/5, 9/10 для OQPSK 2/3, 4/5, 8/9 для PSK-8
Временная задержка, мс	
Прямой канал	279
Обратный канал	281
Джиттер (протокол UDP), мс	
Прямой канал	7, 224
Обратный канал	2, 775

9.5. Концепция построения и функционирования спутниковых интерактивных терминалов

9.5.1. Общие положения и области применения

Спутниковые интерактивные терминалы относятся к классу систем фиксированной спутниковой службы, и в основу их построения положены рекомендации стандартов DVB-S/S2, DVB-RCS EN 301 790 [8], EN 301 428 [73] и технические требования TR 101 790.

СИТ являются стандартизованным форматом VSAT-станций и предназначаются для организации видеоконференцсвязи, обмена данными, дистанционного обучения, телерепортажей, IP-телефонии, доступа к медиаресурсам и приема программ телевидения. По отношению к характеристикам СИТ выпускаемые VSAT-станции могут иметь некоторые функциональные отличия от рекомендуемых стандартами и содержать в структуре построения фирменные решения, например, исключая прием сигналов вещания.

Основными потребителями СИТ и VSAT-станций являются нефтегазодобывающие и бизнес-компании, торговые сети, структуры оперативного сбора и распределения новостной информации, службы подвижных средств (сухопутные и морские), корпоративные и индивидуальные пользователи. Среди них наибольшую заинтересованность в развитии VSAT-сетей проявляют геолого-

разведовательные и военные структуры, находящиеся на территориях с полным отсутствием каких-либо телекоммуникационных услуг.

Ведущими поставщиками интерактивных терминалов и VSAT-станций Ku- и Ka-диапазонов признаны компании Hughes Network Systems (штат Мэриленд, США), ViaSat (штат Калифорния, США), Gilat Satellite Networks (Евразия) и Direct Technologies (США), на счету которых в сети обслуживания находится 80...85 % от общего числа (около 4 млн) зарегистрированных спутниковых терминалов в мире. Базовыми платформами этих компаний являются известные бренды: DirectWay, LinkStar, SkyEdge и iDirect соответственно.

В России весомый вклад в развитие спутниковых интернет-технологий внесли два государственных проекта – «Образование» и «Универсальные услуги связи» (2006–2007 гг.). В рамках первого проекта в общеобразовательных школах удаленных районов установлено около 17 тыс. VSAT-станций. По второму проекту созданы коллективные пункты доступа в сеть Интернет в нерентабельных для других видов связи регионах. Обслуживание VSAT-станций осуществляют четыре ЦСС, расположенные в Москве, Новосибирске, Хабаровске и Павловом Посаде (Московская область), и три спутника серии «Экспресс-АМ» на позициях 40, 80 и 140° в. д. В наземной сети задействованы VSAT-станции типа SkyEdge- IP и DW7000 компаний Gilat и Hughes соответственно с антеннами 1,2 м, передатчиками 1 или 2 Вт и скоростью на канал 128 кбит/с. Структура построения сети звездообразная с одноадресной и многоадресной доставкой медианных и вещательной информации.

Важное место в развитии интерактивного сервиса и широкополосного доступа (ШПД) к медиаресурсам отводится наземным и спутниковым средствам Ka-диапазона частот с возможным использованием уведомительной процедуры регистрации VSAT-станций при условии, что они оснащены малоразмерными антеннами (0,6...0,9 м). Кроме того, терминалы Ku- и Ka-диапазонов освобождаются от индивидуального лицензирования при условии, что они работают в полосах частот: 10,7...12,75 ГГц и 19,7...20,2 ГГц на прием и 14,0...14,25 ГГц и 29,5...30 ГГц на передачу. В целом нормативно-правовая база России применительно к СИТ и VSAT-станциям во многом соответствует международным нормам и правилам.

Заметное продвижение в сфере интерактивной связи получают технологии на базе подвижных VSAT-станций, расположенных на транспортных средствах (морские и воздушные суда, поезда, автомобильные перевозчики и др.), а также гибридные сети, объединяющие спутниковые и наземные распределительные каналы связи. Применение в гибридных сетях беспроводных технологий Wi-Max, 3G, 4G, LTE позволяет организовать через VSAT-станции удаленное видеонаблюдение, управление производственным оборудованием и процессами, охрану и мониторинг стратегических объектов, телеметрию и др. С помощью базовых VSAT-станций, расположенных в малонаселенных и труднодоступных районах, можно развернуть местные сотовые сети, имеющие выход через ИСЗ на центры коммутации мобильной связи.

Рекомендации стандарта DVB-RCS на терминалы с обратным каналом предусматривают совместимость станций различных производителей в одной спутниковой сети и позволяют обеспечить эффективность и гибкость ее построения на основе стандартных решений. В прямых направлениях передачи сигналов по каналам связи используется адресная и многоадресная доставка данных, объединенных в пакеты стандартов DVB-S/S2/S2X, в обратных – частотно-временное разделение потоков на тайм-слоты с изменяемыми значениями несущих частот. Скорость передачи данных в обратных каналах находится в контексте с энергетическим потенциалом спутниковых радиолиний.

9.5.2. Структурная модель спутникового интерактивного терминала

Спутниковый интерактивный терминал является необслуживаемым устройством и представляет собой трансивер двустороннего действия, который управляется через ИСЗ со стороны ЦСС. В зависимости от его назначения различают профессиональные, абонентские (персональные) и возимые (портативные) интерактивные терминалы. Последние образуют класс передвижных станций, которые содержат антенную систему с автоматическим слежением за ИСЗ и предназначены для размещения на морских, воздушных и сухопутных транспортных средствах. Все типы спутниковых терминалов имеют собственную аппаратную и программную поддержку режимов работы и состоят из внешнего (ODU – Outdoor Unit) приемопередающего и внутреннего (IDU – Indoor Unit) модемного блоков (рис. 9.10). Поляризация сигналов приема и передачи принята линейной. Коэффициент готовности СИТ с учетом наличия устройств резервирования и отказоустойчивости составляет 99,95 %.



Рис. 9.10. Состав интерактивного терминала

Внешний блок ODU включает однозеркальную или реже двухзеркальную офсетную антенную систему с устройствами автоматического или ручного наведения на спутник, ортмодный поляризационный селектор (ПС), полосовые фильтры приема и передачи, понижающий малошумящий конвертор, СВЧ-блок передачи, а также устройства для организации контроля работоспособности ODU в режиме «на себя» по высокочастотному шлейфу (рис. 9.11).

Полосовой фильтр приема предназначается для снижения на входе приемника уровня помех на зеркальных частотах ($a_{зк} \geq 40$ дБ) и уровня сигнала с частотой передачи. Конвертор в зависимости от моделей СИТ осуществляет прием спутниковых сигналов в С (3,7...4,2 ГГц), Ku- (10,95...11,7 ГГц и 12,5...12,75 ГГц) или Ka- (19,7...20,2 ГГц и 21,4...22,0 ГГц) диапазоне частот и их преобразование в L-диапазон. К конвертору предъявляются требования низкого уровня шума (0,3...0,7 дБ), высокого усиления (50...60 дБ) и существенно-го подавления фазовых шумов (80 дБс/10 кГц) гетеродинов.

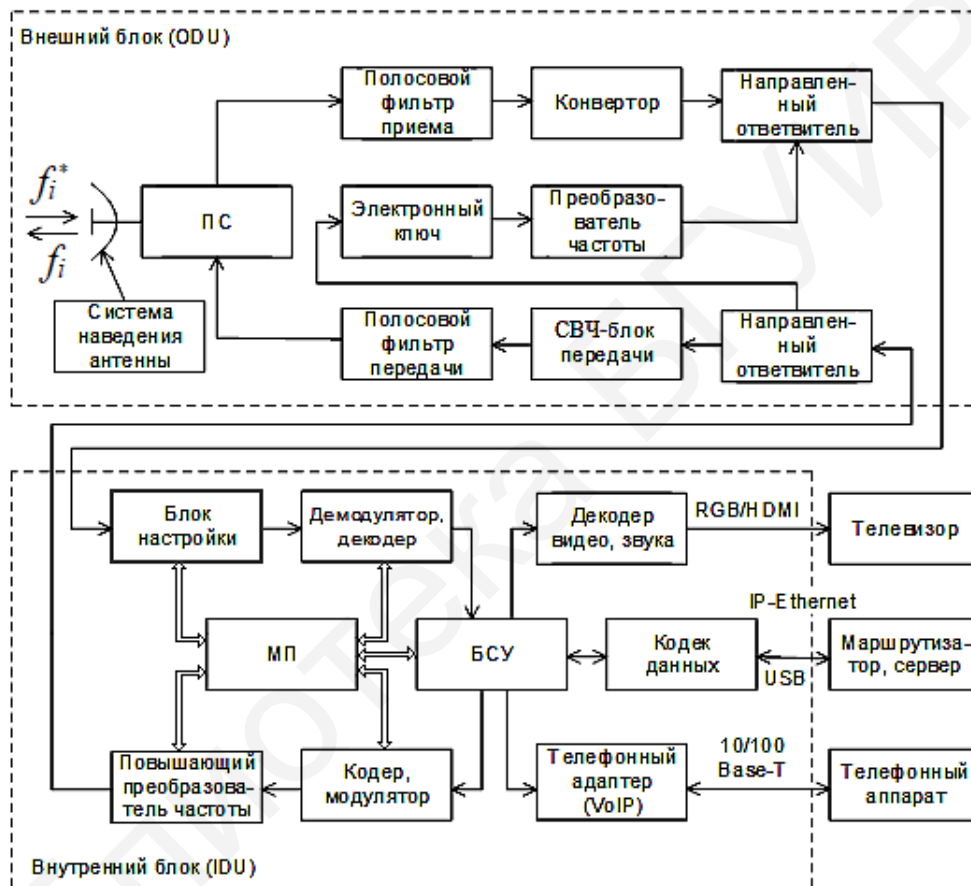


Рис. 9.11. Структурная схема спутникового интерактивного терминала

В СВЧ-блоке передачи осуществляется усиление фазомодулированного сигнала (на 45...50 дБ) и его преобразование с частоты ПЧ на частоту спутниковой несущей требуемого диапазона. Выходная мощность передатчика регулируется по командам с ЦСС и ее номинальное значение для различных классов СИТ составляет 0,5...20 Вт. В состав устройств контроля в режиме «на себя» входят два направленных ответвителя, электронный ключ и преобразователь частоты, который конвертирует частоту передачи в частоту приема.

Внешний ODU-блок терминала соединен с внутренним модемным блоком IDU с помощью одного или двух коаксиальных кабелей. Преобразованные в конверторе сигналы поступают на блок IDU на частотах 0,95...2,15 ГГц, а от него в сторону передачи – на более низких или более высоких частотах, напри-

мер, 2,5...3 ГГц. Внешний вид абонентских терминалов «Ямал-07К» компаний «Газпром космические системы» и Тоoway компании Eutelsat, укомплектованных устройствами IDU и ODU, приведен на рис. 9.12.

Модемный блок терминала интерактивной связи является приемопередающим. Он состоит из устройств настройки цифрового приемника, демодулятора, помехоустойчивого декодера, блока сетевого управления (БСУ), микропроцессора, интерфейсов для взаимодействия с периферийными устройствами, а также канального кодера, модулятора и устройств передачи радиосигнала с мощностью 0,1...1 мВт в сторону ODU. Питание на ODU поступает с блока IDU.



Рис. 9.12. Абонентские терминалы спутниковой интерактивной связи:
а – «Ямал-07 К»; б – Тоoway

Цифровой приемник блока IDU в большинстве решений выполнен перестраиваемым, поддерживает символьную скорость 40...65 Мсимв/с и способен принимать сигналы интерактивной связи и программы цифрового ТВ-вещания. В нем предусмотрено несколько режимов демодуляции радиосигналов и несколько способов декодирования в рамках стандартов DVB-S/S2. Во многом функции цифрового приемника схожи с функциями DVB-PCI-карт типа SkyStar, которые обеспечивают цифровую обработку данных для отображения файлов на ПК и ТВ-сигналов на экране телевизора. Для просмотра закрытых ТВ-программ терминал может оснащаться САМ-модулем, который обеспечивает их дешифрацию. На основании принятых от ЦСС указаний блок сетевого управления (контроллер) выделяет по назначенным для СИТ IP-адресам информационный трафик, сигналы управления работой терминала и вспомогательные данные. IP-адреса относятся к одной сети, что гарантирует взаимосвязь между ЦСС и СИТ.

На выходе приемного тракта СИТ имеются порты для подключения IP-телефона, видео- и аудиоустройств, ПК, маршрутизатора или сервера локальной сети. В ряде моделей СИТ (IDirect, UHP-200 и др.) маршрутизатор интегрирован в общую конструкцию устройства, что расширяет возможности терминалов при их сопряжении с локальной проводной или беспроводной сетями. Для организации спутниковой телефонной связи на стороне терминала

используется телефонный адаптер, а на стороне ЦСС – телефонный шлюз между ЦСС и АТС ТфОП (см. рис. 9.9). Адаптер и шлюз осуществляют аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразования соответственно с использованием речевых кодеков сжатия по протоколам: G.729 a/b; G.726-728. В кодеках LD-CELP и ACELP скорость речевых данных в каналах телефонии понижается до 16 и 8 кбит/с соответственно.

В передающем тракте обратного канала блока IDU используется технология DVB-RCS MF-TDMA – многочастотное временное разделение с множественным доступом. В нем формируются цифровые потоки данных двух видов: поток трафика, обеспечивающий перенос полезных данных пользователя для передачи на ЦСС, и поток сигналов управления режимами (СУР). Цифровые пакеты СУР переносят сообщения доступа СИТ к ИСЗ, включая команды коррекции режимов и моментов доставки тайм-слотов на антенну спутника с учетом географических координат размещения терминалов, входящих в сеть.

Возможная структура состава цифровых пакетов при передаче данных трафика приведена на рис. 9.13.

Защитный интервал	Преамбула	Синхрослово	Поле данных	Поле проверки на четность
1 байт	5 байт	1 байт		4 байта

Рис. 9.13. Структура цифрового пакета данных в обратном канале

Защитный интервал в пакете служит для снижения влияния остаточных временных искажений, вызванных задержками и фазовым дрожанием цифровых сообщений (подобно защитному интервалу в цифровом наземном ТВ-вещании), а преамбула – для процесса восстановления частотных и временных соотношений в цифровом пакете. Синхрослово указывает на начало информационной части, за которой следуют поле полезных данных и поле проверки на четность. В поле информационных данных могут располагаться ячейки АТМ с длиной 53 байта или блоки MPEG-TS стандартов DVB-S/S2. Структура пакетов СУР схожа с представленной на рис. 9.13 структурой пакета трафика данных, но имеет дополнительное поле управления доступом к спутнику.

Сформированные в устройствах IDU потоки разных видов, объединяются в мультиплексе и поступают на скремблер, обеспечивающий безызбыточное кодирование и равномерное распределение энергии в полосе частот. Далее осуществляется канальное помехоустойчивое кодирование с перемежением байт и модуляция несущей на промежуточной частоте (рис. 9.14) с последующим усилением радиосигналов.

В современных моделях СИТ наряду с использованием сверточного кода могут применяться коды BCH, LDPC или турбокоды с адаптивным изменением их параметров. Модуляция чаще всего QPSK или PSK-8, реже APSK-16. Для стабилизации частот модулятора и повышающего преобразователя радиотракта используется подстройка частоты устройств по сигналам от ЦСС. Относительная нестабильность несущей радиотракта СИТ составляет около 10^{-8} .

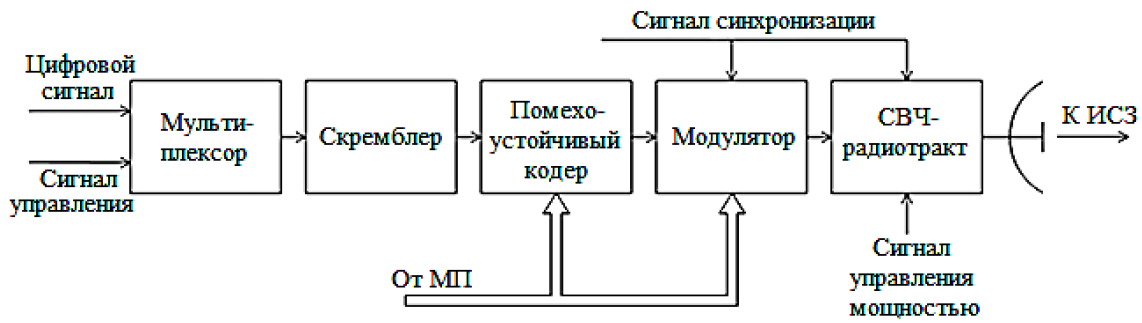


Рис. 9.14. Структурная схема тракта передачи в обратном канале

В соответствии с Рекомендацией МСЭ-R S.729 интерактивные терминалы и абонентские станции типа VSAT должны иметь автономные аппаратные и программные средства самоконтроля и управления их характеристиками. Эти средства позволяют осуществлять запрет на неконтролируемое излучение передатчика и проводить самодиагностику работы станции и ее параметров в небслуживаемом режиме.

9.5.3. Алгоритм работы интерактивных терминалов и их характеристики

Алгоритм работы СИТ и VSAT-станций следующий. Вначале производится наведение антенны на требуемый спутник и осуществляется настройка приемника блока IDU на частоту служебного канала, переносящего пилот-сигнал. По принятому с ИСЗ пилот-сигналу происходит активизация работы БСУ для контроля режимов и функционирования устройств модемного блока терминала. Если в процессе контроля его режимов и параметров обнаружены ошибки, которые способны негативно повлиять на работу других радиосредств, то передатчик остается выключенным. При успешной настройке антенны на спутник передатчик переходит в рабочий режим. С этого момента по одному из выделенных каналов общего пользования с шириной полосы $\Delta f_{к.д}$ (рис. 9.15) отправляются исходные сведения на ЦСС (адрес терминала, качество обслуживания QoS, приоритет, объем запроса и др.) для регистрации СИТ в сети с получением права работы в ней. Все сведения, направляемые на регистрацию, объединяются в пакеты, которые переносят эти сообщения на ЦСС.

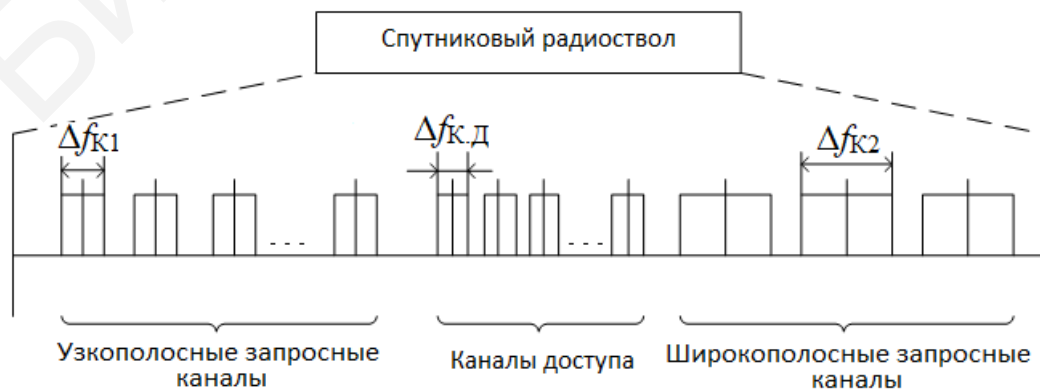


Рис. 9.15. Частотный план радиоствола обратного канала

По принятым на ЦСС данным в БКУС производятся процедуры авторизации абонентов и идентификации периферийных устройств. При наличии в сети свободного ресурса терминалу назначаются временные слоты с указанием их параметров (общее число тайм-слотов в кадре TDMA, время начала кадра, его длительность и др.), а также значение исходной рабочей частоты несущей обратного канала и его ширина полосы. Вся служебная информация в адрес СИТ (вхождение в синхронизм, управление трафиком и др.) представляется в виде таблиц и вносится в секции транспортного потока прямого канала. Наличие служебной информации снижает в прямом канале информационную скорость передачи на 8...12 %, что учитывается коэффициентом $K_{\text{ЭФ.П}}$.

Информационная скорость данных в прямых мультимедийных каналах стандартов DVB-S и DVB-S2 с шириной полосы $\Delta f_{\text{К}}$ определяется на основании следующих соотношений:

$$B_{\text{П}}^{\text{DVB-S}} = \frac{\Delta f_{\text{К}} \cdot m \cdot R_{\text{СК}} \cdot 188 K_{\text{ЭФ.П}}}{204(1 + \alpha_{\text{СК}})}, \text{ бит/с}; \quad (9.4)$$

$$B_{\text{П}}^{\text{DVB-S2}} = \frac{\Delta f_{\text{К}} \cdot m \cdot [R_L - (t/4050)] \cdot K_{\text{ЭФ.П}}}{L_{\text{ОБ}}(1 + \alpha_{\text{СК}})}, \text{ бит/с}; \quad (9.5)$$

$$L_{\text{ОБ}} = \left(1 + \frac{80}{R_L \cdot n_L - 16t}\right) \left(1 + \frac{90m}{n_L}\right) \left(1 + \left(36m \cdot \text{int}\left[\left(\frac{n_L}{90m} - 1\right) / 16\right]\right) / n_L\right), \quad (9.6)$$

где $R_{\text{СК}}$, R_L – кодовая скорость сверточного кода и кода LDPC соответственно; $K_{\text{ЭФ.П}}$ – коэффициент эффективного использования полосы прямого канала, равный 0,85...0,95; $\alpha_{\text{СК}}$ – коэффициент скругления спектра, равный 0,28...0,35 (DVB-S) и 0,15...0,35 (DVB-S2); t – исправляющая способность кода BCH, равная 8, 10, 12; $L_{\text{ОБ}}$ – общие потери в скорости передачи данных для каналов DVB-S2; n_L – длина блока (64 800 или 16 200 бит). В первом приближении $L_{\text{ОБ}} \cong 1,035$.

В формуле (9.6) последний сомножитель при $n_L = 64\,800$ равен 1,025.

При известном общем числе терминалов N_1 , находящимся под обслуживанием одним БР, и заданном коэффициенте активности абонентов k_A , средняя скорость данных в адрес одного СИТ по прямому каналу составит

$$B_{\text{ИТ}} = B_{\text{П}} / N_1 \cdot k_A = B_{\text{П}} / N_A, \text{ бит/с}, \quad (9.7)$$

где $N_A = N_1 \cdot k_A$ – число активных абонентов в сети, обслуживаемых одним ретранслятором спутника; k_A – коэффициент активности абонентов, равный 0,05...0,01.

Если в спутниковой сети задействовано L_P ретрансляторов, то общее число СИТ, находящихся под управлением ЦСС,

$$N_{\Sigma} = N_1 \cdot L_P. \quad (9.8)$$

Например, в системе DVB-S2 при $\Delta f_{\text{К}} = 72$ МГц, модуляции PSK-8 ($m = 3$), $R_L = 5/6$, $t = 10$, $K_{\text{ЭФ.П}} = 0,92$, $k_A = 0,05$, $\alpha_{\text{СК}} = 0,25$, $N_1 = 2500$, $L_P = 10$,

скорость данных в прямом канале $V_{\Pi} = 128$ Мбит/с и скорость данных в адрес СИТ составит $V_{IT} = 5,12$ Мбит/с. Число активных абонентов, обслуживаемых ретранслятором $N_A = 125$, и общее число СИТ в сети $N_{\Sigma} = 25$ тыс.

На приемной стороне потребителя по MAC и IP-адресам осуществляется отфильтровка данных, принадлежащих конкретному терминалу. Они синхронизируют его работу и через микропроцессор настраивают управляемый синтезатор частоты передатчика на требуемую частоту несущей обратного канала. Кроме того, выполняются местные измерения, производится восстановление тактовой частоты и управление техническими параметрами СИТ.

С блока буферной памяти терминала, расположенного в БСУ, отправляются запросные данные, команды, сигналы управления и коррекции на мультиплексор (см. рис. 9.14) Объем цифровых пакетов и скорость передачи данных устанавливаются в соответствии с предварительным запросом на ширину полосы передачи по обратному каналу.

Точная временная доставка цифровых пакетов от территориально разнесенных СИТ на антенну ИСЗ осуществляется по принятым от ЦСС меткам тактового сигнала NCR (Network Clock Reference – ссылка на сетевые часы), которые следуют через 90 нс, и данным в виде таблиц сигнализации. Метки NCR синхронизируют опорный генератор несущей передачи. По меткам NCR и данным о задержке на спутниковой радиолинии производится расчет начала кадра для передачи пакетов по обратному каналу.

С целью повышения эффективной загрузки обратного канала некоторые модели абонентских терминалов содержат устройства программной упаковки запросных данных, которые перед их отправкой объединяются в небольшие по объему файлы и подвергаются сжатию.

Для ускорения доступа пользователей локальной VSAT-сети к наиболее популярным веб-страницам сети Интернет и для экономии спутникового частотного ресурса в точке размещения СИТ может располагаться местный кэш-сервер для хранения регулярно запрашиваемой информации. В этом случае поиск требуемой информации начинается с местного сервера, а при ее отсутствии запрос пользователя переадресуется на ЦСС через спутник. По истечении определенного времени устаревшая информация удаляется из памяти кэш-сервера.

Для заданного значения скорости данных, поступающих на передающий блок СИТ V_{IOBP} , и известной полосы пропускания обратного канала Δf_{IOBP} общее число СИТ, участвующих в передаче сигналов на одной несущей в сторону спутника:

$$N_{IOBP} = \text{int} [B_{OBR} / B_{IOBP}] = \text{int} [\Delta f_{IOBP} \cdot m \cdot R_K \cdot K_{OBR} / b_p \cdot B_{IOBP}], \quad (9.9)$$

где B_{OBR} – скорость данных в тайм-слотах обратного канала с временным разделением сигналов, бит/с; K_{OBR} – коэффициент использования выделенной полосы в обратном канале, равный 0,85...0,9.

Требуемое число полос в обратном канале $N_{TP.OBR}$ для передачи данных от всех активных СИТ в сети

$$N_{TP.OBR} = \text{int} [N_A / N_{IOBP}] = \text{int} [B_{IOBP} \cdot N_A / B_{OBR}]. \quad (9.10)$$

Например, для обратного канала, использующего сверточное кодирование и параметры $V_{\text{ОБР}} = 0,256$ Мбит/с, $\Delta f_{\text{ОБР}} = 2,0$ МГц, $m = 2$, $R_K = 5/6$, $b_p = 1,25$, $K_{\text{ОБР}} = 0,9$, общее число СИТ, участвующих в передаче сигналов на одной несущей, согласно (9.9), составит $N_{\text{ОБР}} = 9$. Требуемое число аналогичных полос для передачи данных от $N_A = 125$ активных СИТ $N_{\text{ТР.ОБР}} = 14$.

Параметры некоторых СИТ и станций VSAT, предназначенные для работы в интерактивных спутниковых сетях, приведены в табл. 9.2.

Таблица 9.2

Параметры терминалов и VSAT-станций

Производитель	Тип терминала	Параметры прямого канала	Параметры обратного канала
HNS (www.hughes.com)	Терминал-маршрутизатор HN 9640 HN 9400 HN 9200	СС: 1...45; М: QPSK, PSK-8, APSK-16	СС: 0,256...2,04; М: QPSK; код: LDPC, Turbo; $d_A = 0,74...2,4$; $P = 1,0$ и 2,0 Вт
HNS	Терминал HX 260	СС: 1...45; М: QPSK, PSK-8, APSK-16	СС: 0,256...6,144; М: QPSK; Код: LDPC, Turbo; $d_A = 1,2...3,8$; $P = 1,0$ и 2,0 Вт
HNS	Терминал - маршрутизатор HT 1100	СС: 1...45; 45...225; М: QPSK, PSK-8, APSK-16, APSK-32	СС: 0,512...8,196; М: QPSK; код: LDPC; 1/2, 2/3, 4/5, 9/10; $d_A = 0,74...1,8$; $P = 1,0$ и 2,0 Вт (Ка-диапазон)
Gilat (www.gilat.com)	Терминалы SkyEdge II, Accent, WebEnhance	СС: 0,256...45; М: QPSK, PSK-8, APSK-16, APSK-32	СС: 0,128...2,56; М: QPSK, PSK-8; код: LDPC+BHC, Turbo
ООО «Истар» (www.eastar.ru)	Маршрутизатор UHP-200	ИС: до 450; М: QPSK, PSK-8, APSK-16, APSK-32	СС: 0,1...4; М: QPSK, PSK-8, BP; код: LDPC
IDirect Technologies (www.idirect.net)	Маршрутизатор Evolution X5	СС: 1...45; М: QPSK, PSK-8, APSK-16, APSK-32	СС: 0,1...4,0; М: QPSK, PSK-8
Newtec (www.newtec.eu)	Модем EL 470	СС: 0,256...45; М: от QPSK до APSK-32	СС: 0,256... 2,048
Skylogic (www.eutelsat.com)	Терминал Tooway SurfBeam 2	СС: 10...52; М: QPSK, PSK-8, APSK-16	СС: 0,625...20; М: QPSK, PSK-8; код: LDPC; $d_A = 0,7...0,8$

В табл. 9.2 приняты обозначения: СС – символьная скорость, Мсимв/с; ИС – информационная скорость, Мбит/с; М – модуляция; Код – вид кода; d_A – диаметр антенны, м; P – выходная мощность, Вт.

Практически все модели терминалов поддерживают в прямом канале стандарты DVB-S2/IPoS с адаптивным изменением кодовой скорости и вида модуляции (ACM), сопрягаются с блоками ODU для работы в Ku- и Ka-диапазонах частот и обеспечивают выходную мощность 1 или 2 Вт. Ряд из них (модели типа HN, НХ, НТ, UHP-200, IDirect) имеет встроенный маршрутизатор и порты 10/100BaseT для подключения периферийных устройств при организации локальной распределительной сети.

Мини-шлюзы серии НХ компании Hughes и маршрутизаторы серии UHP-200 компании «Истар» рассчитаны не только на работу в сетях с топологией «звезда», но и с топологией «каждый с каждым» или Mesh.

Эта возможность, как уже отмечалось, позволяет обеспечить взаимосвязь между двумя периферийными станциями в один спутниковый «скачок», что особенно важно при организации телефонной связи, качество которой зависит от временной задержки на радиолиниях. Станции серий НХ и UHP-200 могут устанавливаться также на морских и речных судах, яхтах и поездах.

Для работы этих систем в спутниковых сетях компанией Hughes разработаны терминалы-маршрутизаторы серии НТ (НТ-1100, НТ-1200, НТ-1300, НТ-1460), которые поддерживают высокие скорости передачи данных (от 1 до 225 Мбит/с в прямом канале и от 0,256 до 8,196 Мбит/с в обратном) и сопрягаются с протоколами управления ЦСС типа JUPITER. Они располагают мало-мощными (2 Вт) передатчиками в Ku- и Ka-диапазонах частот, оснащаются антеннами от 0,74 до 2,4 м и имеют два пользовательских порта 1000BaseT (RJ 45) для организации наземных соединений. В терминалах Sky Edge II компании Gilat предусматривается возможность изменять при неблагоприятных условиях работы выходную мощность передатчика обратного канала и, если этого недостаточно, сокращать скорость передачи данных.

Кроме создания отдельных моделей терминальных устройств многие компании разрабатывают переносные станции (рис. 9.16) для служб быстрого реагирования, организации видеоконференций, видеорепортажей с мест событий, доступа к корпоративным сетям и данным сети Интернет.

Станция SatRanger компании Gilat (рис. 9.16, а) поддерживает стандарт DVB-S2, имеет автоматическую систему наведения на спутник и предназначена для работы в Ku-диапазоне частот. Для этого же диапазона частот разработана станция «СНАРК-100» (рис. 9.16, б). Она включает офсетную антенну ($d_A = 1$ м), азимутально-угломестный механизм наведения антенны на спутник, малогабаритный СВЧ-приемопередающий блок ($P = 4$ Вт), спутниковый терминал с контроллером наведения и указателем уровня принимаемого сигнала. Скорость данных в прямом канале от 0,25 до 86 Мбит/с, в обратном – от 0,133 до 6 Мбит/с. Модифицированная станция СНАРК-100Р имеет близкие характеристики, содержит разборную двухзеркальную прямофокусную антенну и приспособлена для переноски в ранце.

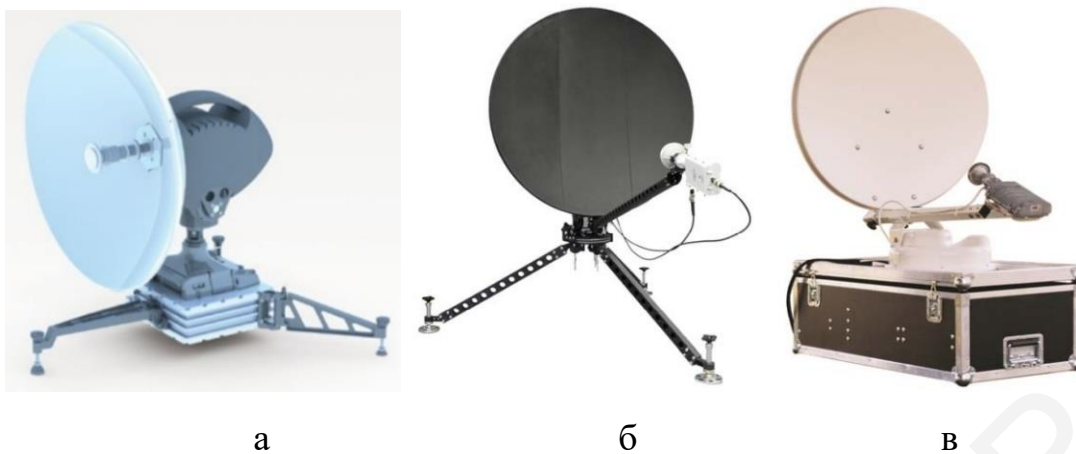


Рис. 9.16 Переносные станции:
а – SatRanger; б – SHAPK-100; в – KaCT-75

Аналогичные задачи решает станция, разработанная для Ka-диапазона, KaCT-75 (рис. 9.16, в). Она комплектуется антенной диаметром 0,75 м, маршрутизатором с Wi-Fi-подключением, терминалом Viasat SurtBeam2 для работы в сети ИСЗ Ka-Sat или терминалом Hughes HT1100 для работы в сети спутников серии «Экспресс-АМ». Станция поддерживает ручной и автоматический режимы наведения антенны на спутник и обеспечивает достаточно высокие скорости данных на прием (18 Мбит/с) и передачу (5 Мбит/с).

9.5.4. Требования к параметрам VSAT-станций

Все ведущие производители СИТ и VSAT-станций (компании HNS, NEC, Gilat, ScientificAtlanta и др.) обеспечивают технические характеристики устройств в соответствии с требованиями стандартов EN 301 428 [73] и EN 301 489-12 [74], рекомендаций европейской организации СЕПТ и решений национальных комитетов в области связи. Выполнение большинства требований МСЭ-R при разработке абонентских терминалов достигается ограничением мощности передатчика, величины ЭИИМ, размеров антенн и параметров, отвечающих за выполнение ЭМС (внеосевые и побочные излучения, уровень подавления несущей, неточность в наведении антенны на ИСЗ).

В табл. 9.3 указаны три класса VSAT-станций Ku-диапазона и рекомендуемые для них технические параметры при работе в полосах частот 10,7...11,7 ГГц и 12,5...12,75 ГГц (линия ИСЗ-ЗС) и 14,0...14,5 ГГц (линия ЗС-ИСЗ). Предполагается, что угловое разнесение спутников на ГО превышает 3° и в сети реализованы условия совместного использования частот, выделенных ФСС для военного и гражданского назначения.

В Рекомендации МСЭ-R S.728-1 [75] приведены нормы на внеосевое излучение антенн спутниковых терминалов, использующих полосы частот диапазона 14,0...14,5 ГГц.

Параметры VSAT-станций

Класс станции	ЭИИМ, дБВт	Мощность передатчика, Вт	Диаметр антенны, м
VSAT-Ku 1	34	0,5	0,6...1,8
VSAT-Ku 2	50	2,0	0,9...2,4
VSAT-Ku 3	60	20	1,2...3,8

Согласно Рекомендации МСЭ-R S.728-1 требуется, чтобы уровни ЭИИМ внеосевых излучений в измерительной полосе 40 кГц не превышали в направлении на геостационарную орбиту по угловой ширине $\pm 3^\circ$ (рис. 9.17) следующих значений:

– для основной поляризации сигналов:

$$\begin{cases} 33 - 20 \cdot \lg \theta - 10 \cdot \lg N, \text{ дБВт (при } 2^\circ \leq \theta \leq 7^\circ); \\ 12 - 10 \cdot \lg N, \text{ дБВт (при } 7^\circ \leq \theta \leq 9,2^\circ); \\ 36 - 25 \cdot \lg \theta - \lg N, \text{ дБВт (при } 9,2^\circ \leq \theta \leq 48^\circ); \\ 6 - \lg N, \text{ дБВт (при } \theta > 48^\circ); \end{cases} \quad (9.11)$$

– для кроссполяризационной составляющей:

$$\begin{cases} 33 - 20 \cdot \lg \theta - \lg N, \text{ дБВт (при } 2^\circ \leq \theta \leq 7^\circ); \\ 2 - 10 \cdot \lg N, \text{ дБВт (при } 7^\circ \leq \theta \leq 9,2^\circ), \end{cases} \quad (9.12)$$

где θ – угол между осью основного лепестка ДН передающей антенны и рассматриваемым направлением на ГО, град; N – число одновременно работающих терминалов на одной несущей (в случае кодового разделения сигналов).

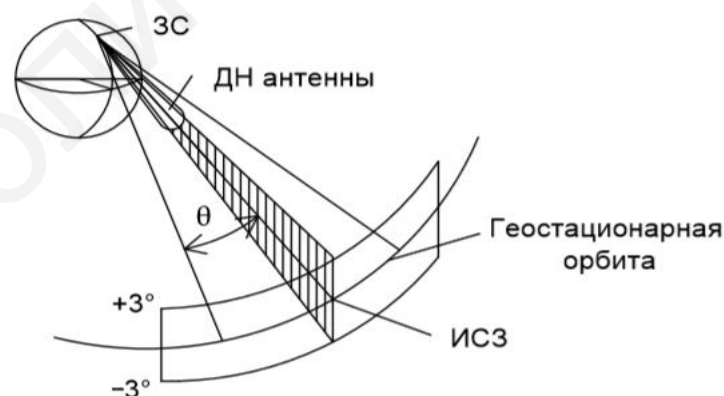


Рис. 9.17. Пояснение к требованиям Рекомендации МСЭ-R S.728

В Рекомендации МСЭ-R S.726 [76] определены ограничения на уровни ЭИИМ побочных излучений антенн СИТ (при включенной несущей) вне номинальной полосы частот для углов θ , превышающих 7° . Значения ЭИИМ в измерительной полосе 100 кГц должны быть ниже следующих значений: 49 дБВт в

полосе 0,96...3,4 ГГц; 55 дБпВт в полосе 3,4...10,7 ГГц; 61 дБпВт в полосе 10,7...21,2 ГГц и 67 дБпВт в полосе 21,2...40 ГГц. При выключенной несущей в пределах рабочей полосы уровень ЭИИМ со стороны терминала не должен превышать минус 21 дБВт в измерительной полосе 100 кГц.

В Рекомендации МСЭ-R S.727 [77] определены ограничения на величину кроссполяризационной развязки при использовании линейной поляризации. Она не должна превышать 25 дБ в пределах контура главного луча антенны по уровню 0,3 дБ.

В Рекомендации МСЭ-R SM.337-4 [78] определены нормы на частотно-территориальное разнесение (ЧТР) спутниковых терминалов и наземных средств при их работе в общих полосах частот. Средние значения норм на ЧТР без учета влияния рельефа местности на распространение радиосигналов приведены в табл. 9.4.

Таблица 9.4

Нормы на ЧТР для спутниковых терминалов

Класс станции	Мощность излучения, Вт	Норма разноса по частоте, МГц	Норма разноса по месту, км
VSAT-Ku 2	$P_{\text{пд}} \leq 2$	5	15
VSAT-Ku 3	$2 < P_{\text{пд}} \leq 16$	6	25
VSAT-Ku 4	$P_{\text{пд}} > 16$	7	30

Согласно требованиям стандарта EN 301 428 [73] неточность наведения передающей антенны терминала на ИСЗ не должна превышать ширину ДН основного лепестка, определенную по уровню минус 1 дБ. Это требование должно соблюдаться на любой частоте рабочего диапазона и в пределах всех азимутальных и угломестных направлений, которые предусмотрены при настройке и перенацеливании антенны.

9.5.5. VSAT-станции на подвижных платформах

9.5.5.1. Назначение и общая характеристика

Это перспективный класс VSAT-станций, предназначенный для установки на платформы автотранспорта, железнодорожных поездов, морских и воздушных судов. С развитием данного направления за счет передачи информации в движении с труднодоступных сухопутных мест, с морских и воздушных судов повышается уровень оперативности служб быстрого реагирования и структур общественной и государственной безопасности. Кроме того, существенно расширяются сервисная составляющая транспортных услуг и уровень привлекательности пассажирских перевозок благодаря возможности высокоскоростного обмена информацией с подвижных средств. С помощью мобильных станций эффективно решаются задачи технического мониторинга состояния пространственно разнесенных энергетических сетей и стратегических объектов. Кроме того, появляется возможность во время объезда контролируемых терри-

торий дистанционно управлять проводимыми мероприятиями, особенно в случаях аварий и стихийных бедствий.

Вместе с новым предназначением VSAT-станций и переводом их в область средств подвижной связи все основные положения, присущие спутниковым технологиям фиксированной службы, сохраняются. Это прежде всего автономность связи независимо от состояния местной телекоммуникационной инфраструктуры, возможность быстрого развертывания систем в рабочее состояние, наращивание емкости сети в процессе ее развития, универсальность каналов связи для передачи различных видов сообщений и многое другое. Среди услуг, предоставляемых мобильными радиосредствами, по-прежнему остаются в приоритете: IP-телефония, электронная почта, доступ к информационным ресурсам, видеонаблюдение, высокоскоростной обмен информацией, инструментальный мониторинг объектов и др.

Характерной особенностью передачи сигналов в движении является зависимость качества связи от рельефа местности, атмосферной многолучевости, явления интерференции, а также от угла места, под которым виден спутник, поскольку при малых углах сказывается экранирование сигнала препятствиями. Для многих применений коэффициент готовности станций составляет 0,8...0,99.

На рис. 9.18 приведена обобщенная структурная схема станции подвижной радиосвязи, обеспечивающая удаленный сбор информации с устройств видеонаблюдения и контроля. Станция включает антенный комплекс, высокочастотный приемопередающий блок ODU, модемный блок IDU, маршрутизатор, адаптер VoIP, персональный компьютер и пост Wi-Fi для беспроводного сбора информации с устройств видеонаблюдения и контроля (УВК). Базовыми элементами УВК являются датчики контроля, цифровой видеорегистратор (DVR) с блоком памяти фиксируемых событий и радиомодем Wi-Fi-доступа.

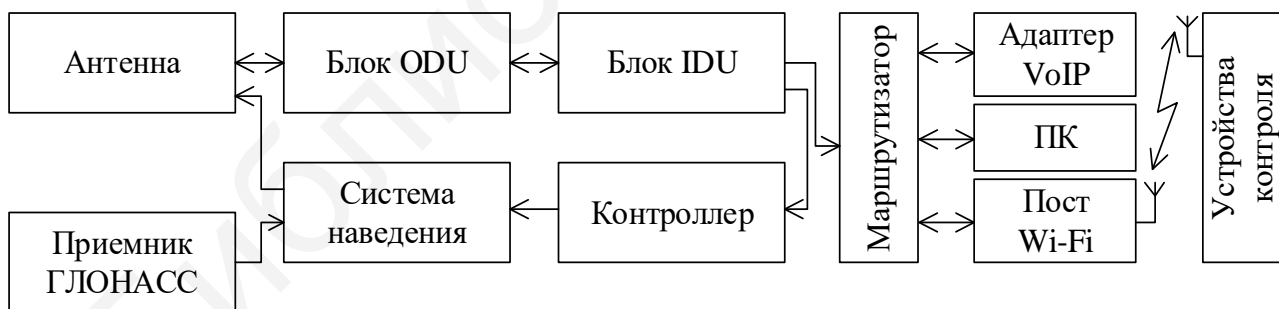


Рис. 9.18. Структурная схема станции мобильной спутниковой связи

В настоящее время во многих странах мира развернут беспроводной доступ пассажиров скоростных железнодорожных поездов и транспортных бригад к медиаресурсам с использованием на отдельных необжитых участках движения спутниковую связь. Концепция организации комбинированной сети мобильного доступа к информации в вагонах поезда состоит в следующем.

Спутниковый интерактивный терминал, например, SkyEdge II (см. табл. 9.2), сопрягается по выходу с локальной беспроводной базой Wi-Fi, которая в виде точек доступа развернута в вагонах поезда. С помощью низко-

профильной антенны терминала и следящей системы наведения, которая расположена на крыше вагона, организуется радиоканал доступа к спутниковому сегменту и далее через ЦСС или региональную станцию к медиасети. Параллельно предусматриваются радиосредства взаимодействия поездной Wi-Fi-сети с наземной инфраструктурой сотовой связи (3G/4G, Wi-Fi) и широкополосными станционными сетями.

Типовая скорость передачи данных на железнодорожных маршрутах составляет от 9,6 до 360 кбит/с на канал. По мере совершенствования технологий и характеристик средств мобильной связи скорость передачи данных увеличивается. Например, в Казахстане на пути железнодорожного сообщения Астана – Алматы за счет выделенного спутникового канала связи скорость данных достигает до 2 Мбит/с [79].

Среди ведущих организаций, занятых глобальным обслуживанием мобильных станций сухопутных, воздушных и морских транспортных средств, следует выделить компанию Inmarsat, которая обеспечивает телефонную связь, мониторинг состояния объектов, определение их местоположения, передачу данных и видеоконференцсвязь. Услуги мобильной связи предоставляются в L-диапазоне частот на базе спутников Inmarsat-3 и Inmarsat-4. Спутники Inmarsat-4 входят в состав широкополосной глобальной сети четвертого поколения (BGAN-Broadband Global Area Network). Они расположены на позициях 143,5° в. д., 25° в. д., 98° з. д. и оснащены узконаправленными многолучевыми (250 лучей) антеннами диаметром 9,5 м. Скорость передачи данных в прямом направлении составляет до 431 кбит/с, в обратном – до 144 кбит/с. В наземном сегменте Inmarsat-4 задействованы три региональные станции сопряжения (размещены в Италии, Нидерландах и на Гавайских островах), которые связаны с наземными сетями общего пользования и диспетчерскими центрами управления. Отметим, что компанией Inmarsat для нужд пользовательского сегмента разработано около 10 типов абонентских станций (морского, речного, воздушного и автомобильного базирования) в L-диапазоне (1525...1559 МГц – линия вниз и 1626,5...1660,5 МГц – линия вверх), которые различаются функциональными возможностями, размерами антенн, значениями ЭИИМ и скоростью передачи данных.

Кроме того, компанией Inmarsat создана мультисервисная сеть Inmarsat Global Xpress в Ka-диапазоне частот (31/18 ГГц) для охвата обслуживанием подвижных пользователей. Сеть базируется на трех геостационарных ИЗС типа Inmarsat-5F, расположенных в точках стояния 144° в. д., 64° в. д. и 55° з. д., с возможностью почти полного глобального покрытия территории Земли за исключением широт выше 70°. Каждый спутник оснащен многолучевыми антеннами (двумя на передачу и четырьмя на прием) с 89 узкими лучами, 6 из которых являются перенацеливаемыми. Выходная мощность бортового ретранслятора составляет 130 Вт на луч. Скорость передачи данных в прямом канале на приемную антенну в 0,6 м составляет до 50 Мбит/с, в обратном – до 5 Мбит/с. В наземном сегменте задействовано 6 центральных станций в расчете по 2 на каждый спутник.

9.5.5.2. Функциональные и технические особенности станций на подвижных платформах

Среди основных отличий в работе VSAT-станций на подвижных платформах по сравнению с фиксированными станциями отметим:

- работу в тяжелых климатических условиях с повышенной вибрацией на дорогах и качкой на море;
- возможное наличие ошибок в наведении антенны на спутник из-за неустойчивого положения морских судов и сухопутных транспортных средств;
- резко изменяемый уровень мощности на входе станции из-за наличия интерференции на пути распространения и экранировки спутниковых сигналов препятствиями при движении транспортного средства по населенным пунктам, лесным, холмистым и горным путям;
- необходимый энергетический запас в каналах связи для компенсации потерь, возникающих на радиолиниях.

По этим причинам к построению мобильных станций предъявляются дополнительные требования в части конструктивных и программных решений, способных обеспечить необходимые характеристики при работе в сложных условиях.

К числу обязательных технических решений можно отнести:

- использование средств наведения и слежения за ИСЗ, которые находятся под управлением контроллера, позволяющего стабилизировать входные уровни сигналов и исключить захват лучей соседнего ИСЗ;
- автоматическое выключение передатчика при нарушении штатного режима работы станции;
- централизованный контроль за функционированием мобильной станции со стороны сетевого центра контроля и управления;
- увеличение энергетического потенциала спутниковых радиолиний.

Как отмечалось, мобильные VSAT-станции требуют применения достаточно сложной антенной системы, которая содержит элементы определения крена и тангажа, а также многоприводные устройства автоматического наведения и слежения за положением спутника на орбите при различных маневрах транспортных средств.

В типовой СВЧ-комплекс с антенной системой, предназначенный для размещения на автомобиле (рис. 9.19), обычно входят: СВЧ-приемопередающий тракт, моторизованный опорно-поворотный механизм, блок управления приводами, офсетная однозеркальная или двухзеркальная антенна, GPS/ГЛОНАСС – приемник для автоматизации систем наведения и источник питания устройств.

Диапазон перемещения антенны в большинстве решений составляет: по азимуту $\pm 90^\circ$, по углу места $0 \dots 90^\circ$. Точность наведения – не более $\pm 0,1^\circ$. Угловая скорость перемещения антенны – $0,03 \dots 3$ град/с.

К важным характеристикам антенных систем мобильных станций следует отнести:

- простота механизма перевода антенны из транспортного состояния в рабочий режим;
- быстрый «захват» спутника после включения станции (через 3...5 мин);

- восстановление связи в течение нескольких секунд после ее срыва;
- малые габариты зеркала по высоте и обтекаемость конструкции; устойчивость к ветровым нагрузкам и надежность работы в различных условиях эксплуатации;
- высокое усиление антенн (около 35 дБ в Ku- и 40 дБ в Ka-диапазоне частот).



Рис. 9.19. Самонаводящаяся антенная система (САС-1200) на колесной транспортной базе

На рис. 9.20 приведена низкопрофильная приемопередающая антенная система RaySat ER5000 компании Gilat Satellite Networks LTD, имеющая размер 83,8×97,6×25,4 см и предназначенная для установки на автомобили и железнодорожный транспорт при решении задач широкополосной радиосвязи в Ku- или Ka-диапазоне частот.

Низкопрофильная антенна RaySat выполнена на базе ФАР, имеет встроенный гироскопический механизм, автоматическую систему наведения и сопровождения спутника. Диапазон перестройки антенны по азимуту – 360°, по углу места – 0...90°. Выходные значения мощности передатчика в Ku-диапазоне 16, 25, 40 Вт; в Ka-диапазоне – 12, 20, 40 Вт. Допустимая скорость движения транспорта – до 350 км/ч. Антенная система комплектуется терминалом SkyEdge с маршрутизатором, поддерживающим Wi-Fi протокол для развертывания локальной сети, например, в вагонах поезда.

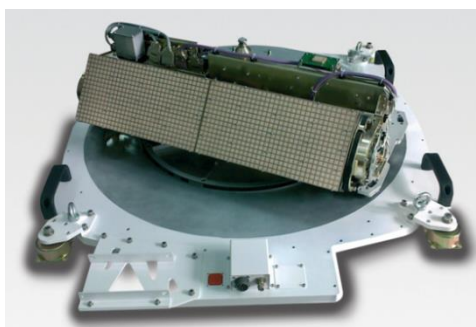


Рис. 9.20. Мобильная низкопрофильная приемопередающая спутниковая антенна RaySat-ER5000

На морском и речном транспорте, круизных лайнерах и океанских судах для надежного предоставления экипажам и пассажирам необходимого объема

телекоммуникационных услуг применяются специально разработанные судовые станции с гиростабилизированными платформами. На рис. 9.21, а, представлен антенный комплекс судовой спутниковой приемопередающей станции с антенной диаметром 0,83 м Sailor 800 (изготовитель Дания) для организации связи и доступа в сеть Интернет в Ku-диапазоне частот. Используемые в ней инструменты слежения за положением спутника на орбите приспособлены для работы в различных навигационных сетях: ГЛОНАСС, GPS, GALILEO, BAI-DOY. Выходная мощность передатчика судовой станции – 6 Вт. Добротность приемного устройства – 18,2 дБ/К. Станция может комплектоваться терминалами основных поставщиков VSAT-оборудования (см. табл. 9.2), например, типа HX 260 компании HNS.

На базе антенной системы Sailor 800 создана судовая станция для приема и распределения сигналов спутникового вещания SEA TEL 80 TV (рис. 9.21, б). Кроме того, компанией SeaTel разработана группа судовых ТВ-станций с автослежением за ИСЗ (ST80, ST100, ST120, ST100HD, ST120HD) для приема спутниковых сигналов в Ku- и Ka-диапазонах частот. Они оснащены тюнером DVB-S2 и приспособлены для работы в штормовых условиях эксплуатации.

Для частных яхт, небольших пассажирских и рыболовецких судов компанией Gilat Satellite Networks LTD создана судовая станция Marine Ray 60P. Она предназначена для высокоскоростного доступа в сеть Интернет, передачи видео высокой четкости, организации IP-телефонии и электронной почты. Работа осуществляется в Ku-диапазоне в режимах MF-TDMA и SCPC. Выходная мощность передатчика станции составляет 3 Вт.



Рис. 9.21. Антенный комплекс для судовой спутниковой станции:
а – для приемопередающей станции Sailor 800; б – для приемной станции SEA TEL 80 TV

Применительно к технологии SCPC при небольшом числе VSAT-станций в сети (несколько десятков) компанией Advantech Satellite Networks предложена простая малозатратная система интерактивной связи «точка – многоточка» звездообразной топологии (рис. 9.22) без наличия в ней дорогостоящей центральной станции сопряжения.

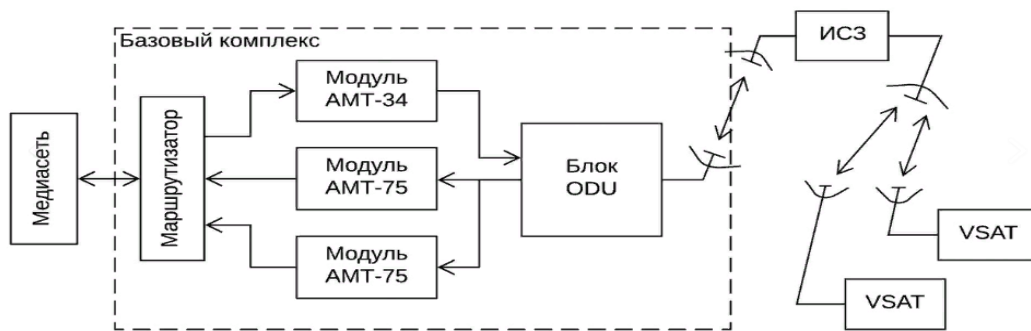


Рис. 9.22. Структурная схема системы интерактивной связи DVB-SCPC

В предложенном решении на стороне медиасети создается базовый комплекс (БК), в состав которого входят: антенная система, внешний приемопередающий блок ODU, терминальный модуль прямого канала типа АМТ-34 для передачи данных медиасети в направлении VSAT-станций, группа приемных модулей АМТ-75 для приема сигналов от ИСЗ и маршрутизатор.

Максимальная скорость данных, доставляемых БК по прямому спутниковому каналу всем VSAT-станциям, составляет 80, 120, 160 и 200 Мбит/с при использовании модуляций QPSK, PSK-8, APSK-16, APSK-32 соответственно. Каждый приемный модуль обратных каналов АМТ-75 содержит по четыре демодулятора для приема и обработки запросных сигналов, поступающих от VSAT-станций, на отдельных SCPC-несущих. Количество приемных модулей в четыре раза меньше числа VSAT-станций сети.

В качестве VSAT-станций могут использоваться терминалы-маршрутизаторы UHP-200 компании «Истар». Они поддерживают режим доступа к ИСЗ на выделенных несущих по технологиям SCPC, SCPV DAMA или TDMA/SCPC. Прием данных в прямом канале UHP-200 организован на базе TWIN-конвертора, электронного коммутатора и многоканального приемного тракта, содержащего два демодулятора стандарта DVB-S/S2 и четыре – по технологии MF-TDMA (рис. 9.23). На выходе блока цифровой обработки данных используются интерфейсы USB-2.0 и Gigabit Ethernet для подключения конечных устройств и элементов локальной сети.

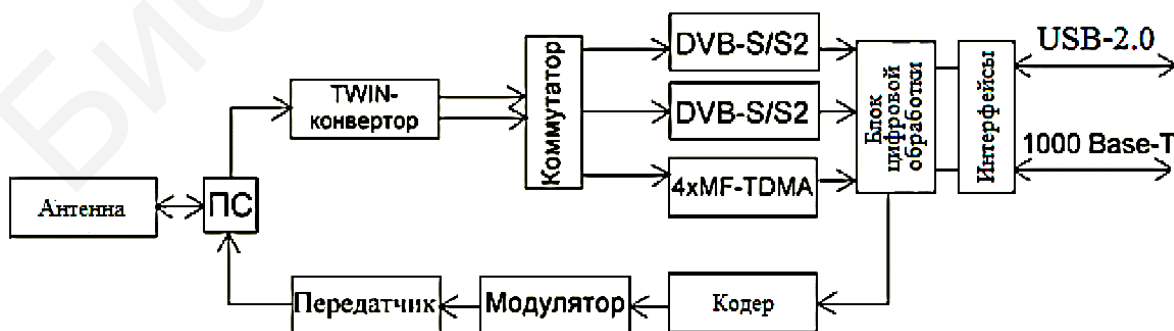


Рис. 9.23. Структурная схема терминала-маршрутизатора UHP-200

Нормативно-правовые требования к характеристикам подвижных VSAT-станций определены рекомендациями европейских стандартов и решениями

CEPT (Conference of European Post and Telecommunications). В табл. 9.5 приведены основные требования, предъявляемые к подвижным VSAT-станциям С- и Ku-диапазонов частот за исключением воздушных средств, где φ – угол внеосевого направления.

Таблица 9.5

Основные требования, предъявляемые к подвижным VSAT-станциям

Требования	С-диапазон	Ku-диапазон
Требования резолюции 902 WRC		
Частоты передачи, МГц	5925...6425, могут работать во всех регионах	14 000...14 500, есть ограничения в диапазонах 14...14,5 ГГц для различных регионов
Частоты приема, МГц	3700...4200	10 700...12 700
Минимальный диаметр антенны, м	2,4	1,2 (0,6 для некоторых административных единиц связи)
Точность настройки антенны на спутник, град	$\pm 0,2$	$\pm 0,2$
Максимальная излучаемая ЭИИМ в направлении горизонта, дБВт	20,8	16,3
Требования ETSI	ETSI EN 301447	ETSI EN 302340, 302977
Полоса анализа, кГц	4	40
φ_{\min}	2,5	2
$\varphi_{\min} \leq \varphi \leq 7$	32...25lg φ	33...25lg φ
$7 < \varphi \leq 9,2$	11	12
$9,2 < \varphi \leq 48$	35...25lg φ	36...25lg φ
$48 < \varphi \leq 180$	-7	-6
Требования ETSI на внеосевое излучение кроссполаризационной компоненты, дБВт		
Требования ETSI	ETSI EN 301447	ETSI EN 302340, 302977
Полоса анализа, кГц	4	40
$\varphi_{\min} \leq \varphi \leq 7$	22...25lg φ	23...25lg φ

Согласно материалам отчета МСЭ-R S.2233, эксплуатационные и технические требования к мобильным станциям Ка-диапазона частот (30/20 ГГц) и условия их применения в системах ФСС в основном соответствуют рекомендациям для фиксированных земных станций этой службы. В полосах частот (29,5...30 ГГц и 19,7...20,2 ГГц), используемых совместно с системами наземных служб, в дополнение к указанным выше требованиям необходимо обеспечить совместимость систем затронутых служб.

Регистрация мобильных станций производится по месту прописки транспортного средства на основании решения, выданного владельцу ЦСС, на использование радиочастот и радиоканалов.

9.6. Гибридная интерактивная сеть связи

Гибридная сеть связи включает технические средства центральной станции сопряжения, космический сегмент, сегмент интерактивных терминалов и локальные наземные сети (ЛНС). В зависимости от решаемых задач ЛНС строится по схемам проводных или беспроводных технологий с использованием во-

локонно-оптических линий связи или средств радиосвязи. Оконечными устройствами ЛНС могут быть персональные компьютеры, видеокамеры, телефоны и датчики контроля состояния объектов, производственных процессов и окружающей среды. С пунктов контроля с определенной периодичностью или по запросу оператора передаются накопленные данные через СИТ и ретранслятор спутника на центральную станцию и далее на центры сбора информации для их обработки и принятия решений. Видеокамеры и автоматические датчики аварийного контроля обычно территориально разнесены в пределах зоны мониторинга и удалены от спутниковых терминалов. Поэтому доставка телеметрической информации от датчиков к СИТ чаще всего осуществляется по имеющимся сотовым сетям или с помощью специально организованных средств радиосвязи. Современные видеокамеры оснащаются системой оцифровки изображений, сжатия видеоданных и инкапсуляции цифрового потока в IP-формат. С выхода видеокамер IP-поток поступает на многоканальный цифровой видеорегистратор (DVR), например, типа Pinetron PDR-XM 4116. По расписанию или по требованию записанная на жесткий накопитель DVR информация отправляется с требуемым разрешением изображения и форматом передачи на радиомодем беспроводной сети и далее на СИТ (рис. 9.24).

Для полноты оценки ситуации в местах видеоконтроля дополнительно собираются сведения с датчиков контроля, микрофонов и других оконечных устройств. Используемые радиомодемы стандарта IEEE 802.11 работают в нелицензируемых диапазонах частот (902...921 МГц, 2,4...2,4835 ГГц и 5,725...5,85 ГГц) и оснащены интерфейсами G.703 и V.35 для развертывания линий связи, в том числе IP-телефонии в протоколах TCP/IP, X.25 или Frame Relay. Если беспроводная локальная сеть планируется широкополосной и достаточно протяженной, то для ее построения используют технологию WiMAX, базирующуюся на протоколе IEEE 802.16. В этой сети блок управления радиодоступом (БУР) проверяет право на работу в ней нового пользователя для связи через шлюз с ИСЗ. Стек протоколов блока управления радиоресурсами WiMAX состоит из трех подуровней, формирующих весь MAC-уровень.

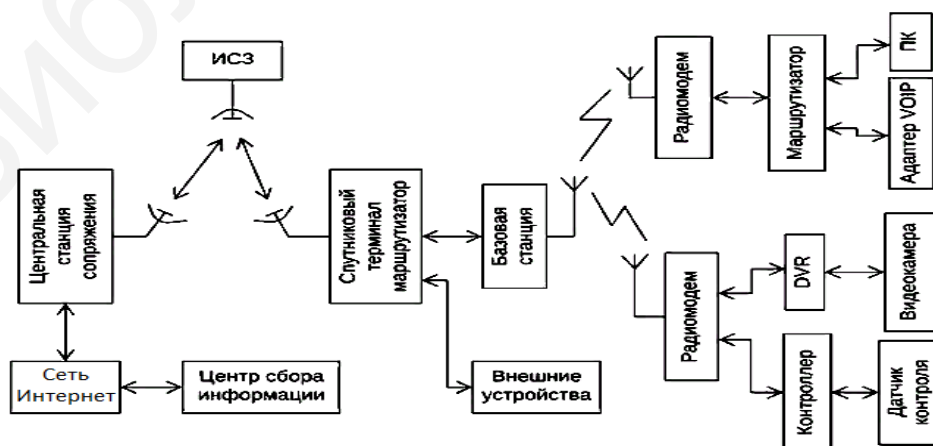


Рис. 9.24. Структурная схема двустороннего обмена информацией в гибридной сети

Подуровень сходимости (MAC-CS) обеспечивает преобразование или отображение внешних данных сети (например, Ethernet, IP). Подуровень общей части (MAC-CPS) выполняет упаковку в блок пакетных данных MAC (MPDU) информации, поступающей от MAC-CS, а подуровень конфиденциальности обеспечивает аутентификацию, обмен ключами и шифрование данных. Основными особенностями физического уровня IEEE 802.16 является использование мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов и средств регулировки мощности в S-диапазоне (обычно около 3,5 ГГц). MAC-CPS является ядром уровня MAC. Он обеспечивает гарантированное качество обслуживания, управляет полосой пропускания, мультиплексирует потоки VoIP, направленные к базовым станциям, устанавливает и поддерживает связь, осуществляет упреждающую коррекцию ошибок (FEC) и позволяет использовать механизмы автоматического запроса на повтор данных (ARQ).

Следует отметить, что создание разветвленных гибридных сетей интерактивной связи на базе спутниковых и наземных средств позволяет решить многие проблемы в разных сферах деятельности общества и особенно при освоении и развитии промышленности и сельского хозяйства в удаленных и труднодоступных районах с низким уровнем состояния местной телекоммуникационной инфраструктуры.

10. ТЕХНОЛОГИИ СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ МЕДИАКОНТЕНТА В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ И ИНТЕРАКТИВНОЙ СВЯЗИ

10.1. Назначение и модель организации системы условного доступа

Система условного доступа (СУД), или CAS – Conditional Access System, представляет собой совокупность технических средств и программных методов, призванных защитить информационный материал (цифровой видеоконтент) вещателя от несанкционированного приема и нелегального распространения. Благодаря реализации условного доступа вещатель получает доход от трансляции рейтинговых аудиовизуальных материалов или мультимедийных данных, представляющих интерес для подписчиков платных услуг. В этом смысле условный доступ является средством безопасной доставки медиаконтента подписчикам и коммерческой окупаемости затрат вещателя за оказываемые сетевые услуги.

С расширением форм информационных услуг, предоставляемых пользователям (видео по требованию, интернет-доступ по технологии OTT (Over the Top), телеконференции и др.), возросла актуальность инструментов защиты цифрового видеоконтента от угроз его перехвата и нелегального распространения. На всех этапах существования цифрового медиаконтента, включая его производство, преобразование, распределение и потребление, необходимо предусмотреть комплексную систему безопасности, которая смогла бы обеспечить конфиденциальность, целостность, доступность и защиту авторских прав, принадлежащих лицу или организации. Традиционно медиаконтент в индустрии вещания передается от вещательной компании к пользователю через контролируемые оператором распределительные сети, такие как спутниковые или кабельные.

Сущность работы СУД состоит в искажении защищаемой информации настолько, чтобы ее просмотр или прослушивание стали невозможными без применения специального декодирующего устройства на стороне пользователя и оплаты за предоставляемые услуги [80].

К числу основных требований, которым должны удовлетворять системы условного доступа, относятся:

- высокий уровень криптозащиты от несанкционированного просмотра информации, ее копирования и нелегального распространения;
- совместимость СУД с оборудованием мультимедийной сети и устройствами пользователей;
- гибкий механизм обновления режимов защиты и программного обеспечения при сохранении конфиденциальности сообщений;
- быстрое действие СУД (задержка сигнала не должна превышать 1 с), надежность в работе и удобство в мониторинге и эксплуатации.

В цифровых мультимедийных системах вещания и передачи данных ограниченный доступ к передаваемой информации организуется за счет избыточного кодирования (скремблирования) исходных материалов по опреде-

ленному алгоритму и их восстановления на приемной стороне. В соответствии с рекомендациями DVB алгоритм процесса скремблирования (CSA – Common Scrambling Algorithm) медиаконтента установлен единым для всех сетей спутникового мультимедийного вещания. Однако схема построения скремблера и алгоритм его работы являются неизвестными и находятся в распоряжении определенных компаний, получивших право на производство устройств скремблирования/дескремблирования: Scopus, Tandberg, NDS, Scientific Atlante.

В системах DVB скремблер управляется кодовой комбинацией, представляющей собой контрольное слово (КС), или CW – Control Word (рис. 10.1). Контрольное слово также участвует в формировании сообщения контроля доступом (СКД), или ECM – Entitlement Control Message. Периодичность смены КС составляет 4...5 с, что позволяет незначительно увеличить долю служебной информации в транспортном потоке данных и исключить прочтение и перехват передаваемой информации путем перебора ключей. На приемной стороне дескремблер управляется тем же, выделенным из ECM контрольным словом, которое для безопасной доставки всегда шифруется при передаче. Дескремблирование переданных данных возможно только после приема и дешифрации сообщения разрешения на доступ (СРД), или EMM – Entitlement Management Message, которое формируется на стороне передачи с использованием данных об абонентах при их подписке на определенный вид услуг.

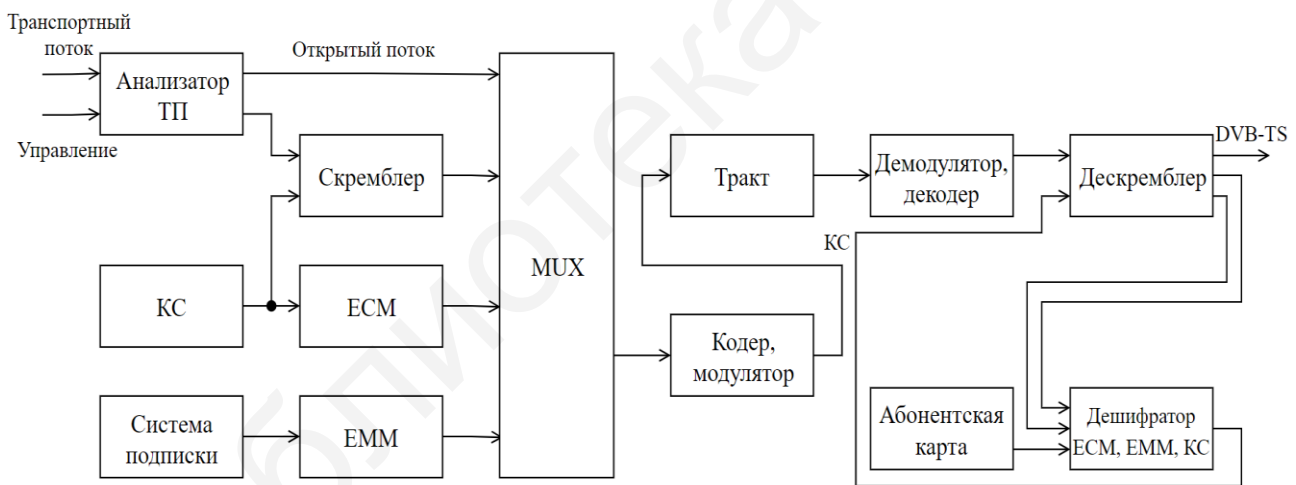


Рис. 10.1. Структурная модель организации условного доступа

Способ шифрования КС устанавливается вещателем сети и регистрируется в ETSI. Шифрование КС осуществляется достаточно сложным сеансовым (долговременным) ключом с продолжительностью его действия несколько недель, месяц или более. Набор долговременных ключей для их смены ограничен. Это связано с небольшим размером энергонезависимой памяти абонентской карты (смарт-карты), хранящей эти ключи. Тактика обновления долговременных ключей в карте определяется оператором сети и производится с помощью передаваемых на декодеры специальных команд.

В процессе восстановления закрытых программ на приемной стороне осуществляется идентификация принятого способа кодирования, расшифровка

контрольных слов, аутентификация и авторизация абонентов с установлением их прав на доступ к платным услугам. Основной задачей аутентификации является подтверждение при дешифрации подлинности используемых адресов, а также защита устройств декодирования и абонентских карт от посторонних команд. Процедура аутентификации решается применением криптографических механизмов (контрольные суммы, сигнатуры, хеш-функции, дайджесты и др.).

С общих позиций построения средств защиты рассматриваемая система условного доступа соответствует симметричной модели криптографии, в которой на стороне передачи и приема используется один и тот же секретный ключ для выполнения обратимых преобразований. В рамках этой модели к настоящему времени создано большое число СУД с аппаратными и программными способами криптозащиты информации, которые пригодны не только для однонаправленных телевизионных сетей стандартов DVB, но и для мультимедийных интерактивных сетей (табл. 10.1). С точки зрения информационной безопасности в сетях с гибридной средой доставки видеоконтента аппаратная реализация криптоалгоритмов имеет преимущества перед программной, однако уступает последней по стоимости и скорости обработки информации.

Таблица 10.1

Системы условного доступа

Название системы	Cerber Crypt	Conax Contego	Video Guard Express	DRE Crypt	Irdeto	NetUp CAS/DRM
Производитель	Модуль-телеком (Россия)	Conax (Норвегия)	NDS (Англия)	DRE Crypt (Китай)	IrdetoAccess (Нидерланды)	NetUp
Тип сети	DVB-S/S2; DVB-T; IPTV	DVB-S/S2; DVB-T; ISDB-T; IPTV; OTT	DVB-S/S2; DVB-T/C; IPTV	DVB-S/S2; DVB-T; DVB-C	DVB-S/S2; DVB-T; DVB-C; IPTV; OTT	DVB-C; IPTV
Емкость сети	100 тыс. (базовая опция)	1 млн	1 млн	≥ 1 млн	5 млн	400 тыс.
Наличие смарт-карты	Есть	Нет	Есть	Нет	Нет	Нет

К числу программных способов шифрования контента, применяемых в интерактивных мобильных, кабельных, IPTV и OTT-сетях, относятся системы криптозащиты Verimatrix Content, Secure, Irdeto, Nagravision, Conax Contego. Известные решения содержат различные подходы к обеспечению информационной безопасности и мерам защиты ядра СУД от возникающих угроз. Они отличаются структурой построения, числом используемых ключей, методами шифрования и сложностью алгоритмов программного обеспечения.

На стороне пользователей применяются как карточчные, так и бескарточчные способы дешифрации данных и авторизации абонентов. Бескарточчные способы СУД предполагают наличие специального программного обеспечения с использованием секретных алгоритмов в приемном устройстве абонента (STB – Set Top Box). Причем ключи для дешифрации контента могут не передаваться по вещательной сети, а восстанавливаться криптографическими методами или отправляться по обратному каналу. Считается, что для сетей с повышенным риском перехвата информации предпочтительнее карточный вариант, хотя механизм взлома программного чипсета представляется более сложным решением, чем взлом смарт-карты. Наличие в сети обратного канала позволяет существенно усилить алгоритмы и способы защиты контента от атак на предоставляемые услуги и снизить вероятность взлома СУД.

Приведенные в табл. 10.1 варианты современных СУД обычно делятся на подклассы, которые относятся к сетям различного назначения. Система Irdeto (Нидерланды) содержит следующие модификации: Irdeto Digital TV – для сетей цифрового ТВ; Irdeto IPTV – для IPTV сетей с кабельной или ADSL-разводкой; Irdeto Mobile – для мобильных сетей. Системы ограниченного доступа компании NDS (Англия), которая является одной из ведущих поставщиков СУД на рынок цифрового платного ТВ, имеют схожие решения: Video Guard Express – для сетей стандартов DVB; Synamedia – для широкополосных IPTV-сетей; ValueTV – для интерактивных сетей DVB-T; mVideo Guard – для мобильных сетей.

С увеличением числа информационно-распределительных систем, способов доставки и приема медиаматериалов (смартфоны, планшеты) растет пиратская активность по несанкционированному перехвату данных, распространению ключей через сеть Интернет и нелегальному копированию оригинального контента правообладателей. Поэтому компании-разработчики СУД постоянно совершенствуют методы криптозащиты и способы борьбы с нелегальным копированием видеоконтента путем создания сложных программных и аппаратных средств защиты. При этом особое внимание уделяется совместимости компонент СУД с головным оборудованием ведущих производителей систем и снижению цен на их установку и эксплуатацию.

Наряду с техническими средствами защиты существуют также организационные решения, призванные предупредить атаки на услуги платного вещания и выявить нелегальных распространителей контента и ключей.

10.2. Передающий блок системы условного доступа спутникового вещания

На рис. 10.2 приведена структурная схема передающего блока цифровой системы условного доступа. Текущие комбинации контрольных слов, предназначенные для управления скремблером, формируются в генераторе КС с использованием аппаратных или программных источников случайных чисел [81]. В ряде случаев применяется группа быстродействующих компараторов, управляемых от источника белого шума. Суть требований ETSI состоит в получении случайных по составу кодовых комбинаций КС в соответствующие моменты времени.

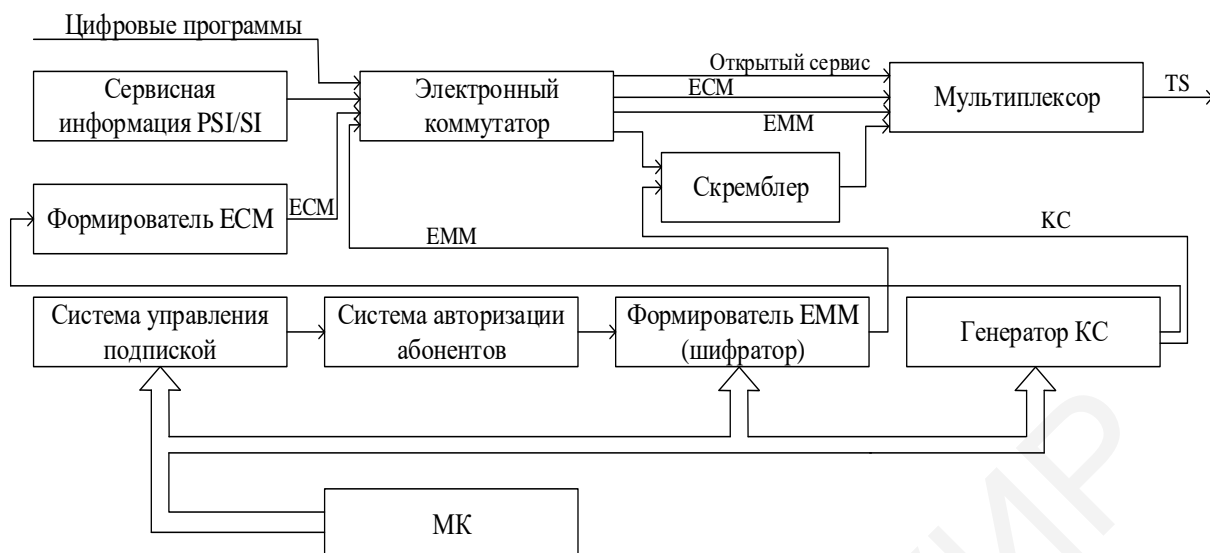


Рис. 10.2. Структурная схема передающего блока системы условного доступа

Сформированные на выходе генератора комбинации контрольных слов под управлением МК одновременно поступают на скремблер и формирователь специальных сообщений контроля доступом ЕСМ. В формирователе СКД осуществляется шифрование КС сеансовым ключом в соответствии с выбранной системой кодировки. В нем же производится упаковка сообщений в транспортные пакеты с указанием идентификаторов PID системы условного доступа и провайдера информационных услуг, номера сеансового ключа, значений хеш-функций и класса подписки. Значения PID вводятся также в таблицу PMT, которая вносится в транспортные пакеты сервисной информации PSI/SI. В среднем за одну секунду передается около десяти транспортных пакетов, переносящих сообщения контроля доступом. Заголовки пакетов не скремблируются, поскольку они содержат номера идентификаторов и двухбитное поле наличия или отсутствия скремблирования.

Если оператор сети использует для отдельных программ несколько способов шифрования (режим Simul Crypt; ETSI TR 102035 [82]), то для каждого из них используется свое сообщение ЕСМ или свой PID. То есть сколько принято способов шифрования, столько и будет сообщений ЕСМ. Процедура скремблирования осуществляется только на одном из уровней: на уровне пакетированных элементарных потоков или на уровне транспортных пакетов. Для исключения возможных перерывов в поступлении данных изображения и звука из-за временной задержки обычно передается и заносится в память декодера не одно, а два контрольных слова. Какое из них должно использоваться для декодирования пакетов, определяется по наличию специального бита в пакетах.

Наряду с формированием сообщений контроля доступом осуществляется формирование сообщений разрешения на доступ ЕММ. Эти сообщения санкционируют процедуру дескремблирования, если у пользователя имеются полномочия на просмотр выбранной программы или цифрового пакета. Основой для образования СРД являются данные, поступающие от систем управления под-

пиской (СУП) и авторизации абонентов (САА). Система управления подпиской (SMS – Subscriber Management System) представляет собой сервер, в котором содержатся сведения (метаданные) об абонентах и их платежах: адрес, тип подписки, номер абонентской карты, состояние счета и др. Каждому зарегистрированному абоненту присваивается уникальный адрес или пользовательский ключ, который шифрует ЕММ и заносится в абонентскую карту. Возможна также групповая адресация, основанная на некоторых общих принципах: географическое положение, класс подписки и др. В системе авторизации абонентов (SAS – Subscriber Authorisation System) на основании исходных сведений от СУП устанавливаются уровни их полномочий и выносятся решения о блокировке просмотра ими программ, транслируемых в данный момент.

Поступающая на формирователь СРД информация упаковывается в соответствующие транспортные пакеты с установленными значениями PID. Эти значения PID также заносятся в таблицу CAT сервисной информации. Число таблиц CAT в транспортном потоке соответствует числу используемых разнотипных систем кодирования. Напомним, что поле table_id таблицы CAT всегда равно 0×01. В структуру пакета сообщений разрешения на доступ (рис. 10.3) входят: адрес абонентов сети, сведения об авторизации абонентов, поступившие от САА, зашифрованный обновленный номер сеансового ключа и проверочная часть для оценки правильности приема сообщений. Для защиты сообщений разрешения на доступ производится их шифрование пользовательским ключом, который занесен в смарт-карту.

Адрес	Сведения об авторизации	Сеансовый ключ	Проверка
-------	-------------------------	----------------	----------

Рис. 10.3. Структура пакета сообщений разрешения на доступ

На приемной стороне по PID, взятым из таблиц CAT, определяются транспортные пакеты, содержащие СРД. Из пакетов извлекается информация о полномочиях абонента и типе системы кодирования кодового слова. Число транспортных пакетов с сообщениями разрешения на доступ зависит от количества абонентов, зарегистрированных в сети вещания. Объем этих сообщений может составлять сотни и более килобайт.

10.3. Приемный блок системы условного доступа спутникового вещания

Декодирование закрытых программ в ЦПСВ осуществляется с помощью встроенных или съемных (внешних) модулей условного доступа САМ (Conditional Access Module), основанных на программно-аппаратной реализации. Съемные модули функционируют в соответствии с заданным программным обеспечением и могут перекодироваться специальными средствами под соответствующую СУД. Модули оснащены стандартным 68-контактным разъемом РСМСІА, который входит в состав интерфейса общего назначения, или СІ

(Common Interface). Этот интерфейс наделен определенной логической структурой и физическими характеристиками стыка для обмена потоками данных и командами управления согласно стандарту ETSI EN 50221 [80].

Каждый съемный САМ-модуль содержит дескремблер, дешифраторы сообщений ЕСМ и ЕММ, специализированный микроконтроллер, блоки постоянной и оперативной памяти и картоприемник для размещения в нем абонентской карты (рис. 10.4). Большинство известных САМ-модулей выполнено на основе контроллеров типа SIDA и ATSKY, которые имеют 8-разрядную шинную организацию. Контроллер осуществляет контроль прав пользователя и управление процедурой обмена данными между микропроцессором цифрового приемника, САМ-модулем и абонентской картой. Часто этот обмен осуществляется в открытом виде, без шифрования, что снижает информационную безопасность. В новых решениях предусмотрена авторизация САМ-модуля и приемника путем обмена сертификатами, содержащими цифровые подписи.

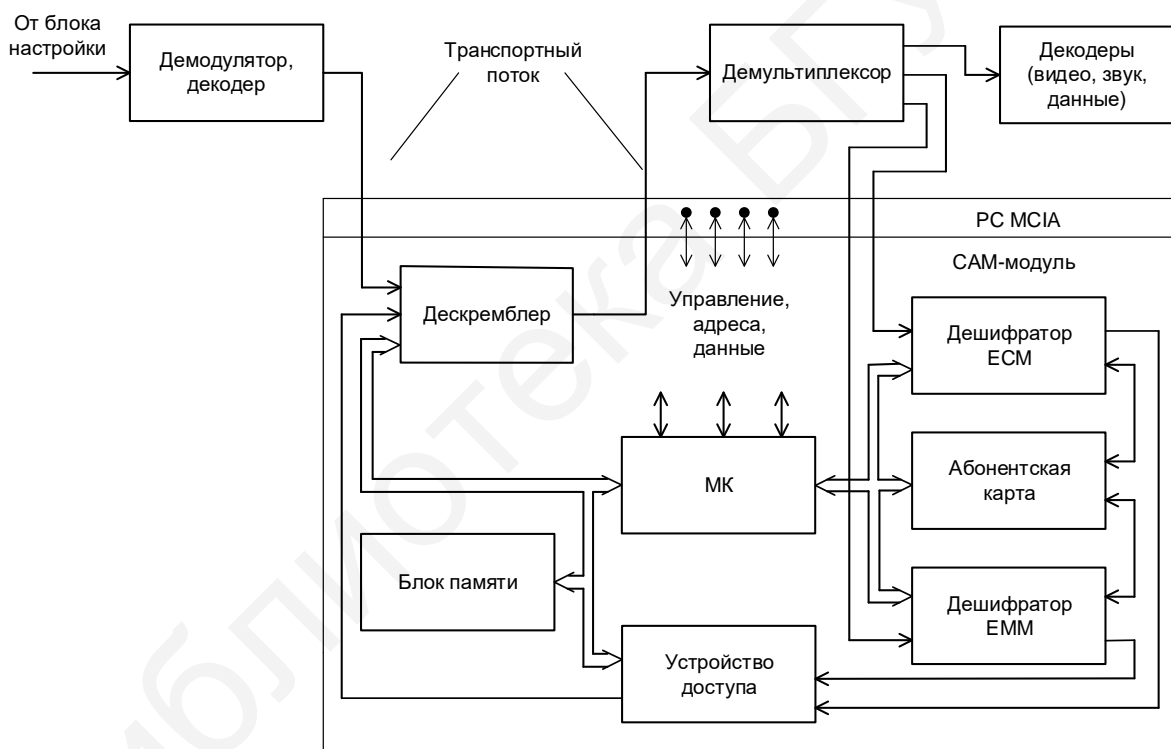


Рис. 10.4. Структурная схема приемного блока системы условного доступа

Дескремблер модуля управляется и конфигурируется в соответствии с командами МК, полученными в результате анализа типа транспортных пакетов, отфильтрованной в демультимплексоре служебной информации PSI/SI и выделенных ЕСМ и ЕММ сообщений. Указателем наличия или отсутствия закрытой информации в транспортных пакетах является флаг управления (transport scrambling control), который расположен в заголовках этих пакетов и состоит из двух бит (00 – пакеты не дескремблируются). Если дескремблируется несколько программ, то каждой из них соответствует контрольное свое слово. В блоке памяти содержатся сведения для инициализации САМ-модуля.

Абонентская карта хранит пользовательский ключ, алгоритмы аутентификации пользователей и декодирования сеансовых ключей, информацию об условиях подписки и дополнительные секретные данные, включая порядок криптографических вычислений. Она содержит защиту от несанкционированного считывания заложенных в нее сведений, (при попытках считывания карта блокируется) и имеет определенный размер и число выводов. Расположение выводов и протокол обмена подчиняется Рекомендации ISO/IEC 7816-1/2/3.

Ядром смарт-карты является чип, в качестве которого может использоваться микроконтроллер типа PIC (например, PIC16F84). Исходной информацией для активизации карты являются дата, ключи и команда на открытие конкретного канала. Для загрузки указанной информации необходима правильная подпись размером в несколько бит. Технология, лежащая в основе построения абонентских карт, позволяет обновлять их функции во время вещания и не прибегать к дополнительным расходам, связанным с их заменой при утечке ключей. Для повышения надежности СУД при выпуске приемных устройств через полтора-два года производится обновление программно-аппаратного обеспечения карт. В результате ограничивается угроза пиратства и исключается необходимость замены карт предыдущего поколения новыми.

Благодаря возможностям перепрограммирования съемных САМ-модулей и их использования в различных моделях приемных устройств они получили название универсальных. К числу широко распространенных на рынке универсальных модулей относятся: Magic, Matrix Reload, Joker, Zeta Blue и др. Эти модули отличаются версиями программного и аппаратного обеспечения, имеют разные меню настройки и скорости инициализации и могут перепрограммироваться в рамках определенных групп СУД. Например, модули Joker и Zeta Blue, использующие контроллер ATSKY, поддерживает работу с известными типами систем кодирования: Irdeto, Viaccess, Nagravision, Cryptoworks, Betacrypt, Mediaguard. Некоторые модули способны поддерживать просмотр программ без абонентской карты или при использовании ее эмулятора типа SFASON. Перепрограммирование САМ осуществляется с помощью программно-аппаратных средств (программаторов), устанавливаемых в картоприемник и связанных с интерфейсом компьютера.

В современных цифровых приемниках мультимедийного вещания может использоваться несколько САМ-модулей для разных версий абонентских карт. Распространенным решением при организации спутникового приема является размещение в STB двух модулей. Демодулированный в ЦПСВ транспортный поток последовательно проходит все внутренние и внешние САМ. При наличии в слотах абонентских карт производится захват КС и расшифровка закрытых программ вещания на основании протокола обмена данными между контроллером САМ-модуля, микропроцессорами приемника и картой. При отсоединении модуля САМ от приемника транспортный поток перенаправляется на демультимплексор, минуя процедуру дескремблирования.

В интересах безопасной и адресной доставки информации на цифровые приемники САМ-модули способны по сигналам управления осуществлять бло-

кировку и разблокировку абонентской карты, отключать дескремблер, обновлять режим дешифрации, активировать средства защиты. Для обновления ПО модулей через спутники необходима соответствующая настройка приемника на частоту канала, по которому передаются сигналы управления.

Несмотря на высокую надежность методов скремблирования и шифрования ключей имеют место пиратские способы доступа к передаваемой информации путем использования псевдолегальных карт или перехвата ключевой информации (Cardsharing) в местах ее утечки. Суть кардшаринга состоит в копировании и расшифровке протокола обмена данными (диалога) между процессором приемника и легальной картой с последующим использованием полученных сведений для нелегального распространения контента по сети Интернет.

Одним из способов борьбы с кардшарингом является внесение в процедуру обмена данными между процессором приемника и абонентской картой номера конкретного приемника, который дополняет уровень секретности. Также производится периодическое обновление ПО и защита возможных мест утечки информации от нелегального доступа к ним, в том числе путем создания «двойного корпуса».

10.4. Системы условного доступа в сетях мультимедийного вещания

Система условного доступа **DRE Crypt** (рис. 10.5) представляет собой программно-аппаратный комплекс, состоящий из набора серверов (CAS, SMS, EPG), специализированных устройств защиты, ПО и вспомогательных устройств, установленных на головных станциях операторов.

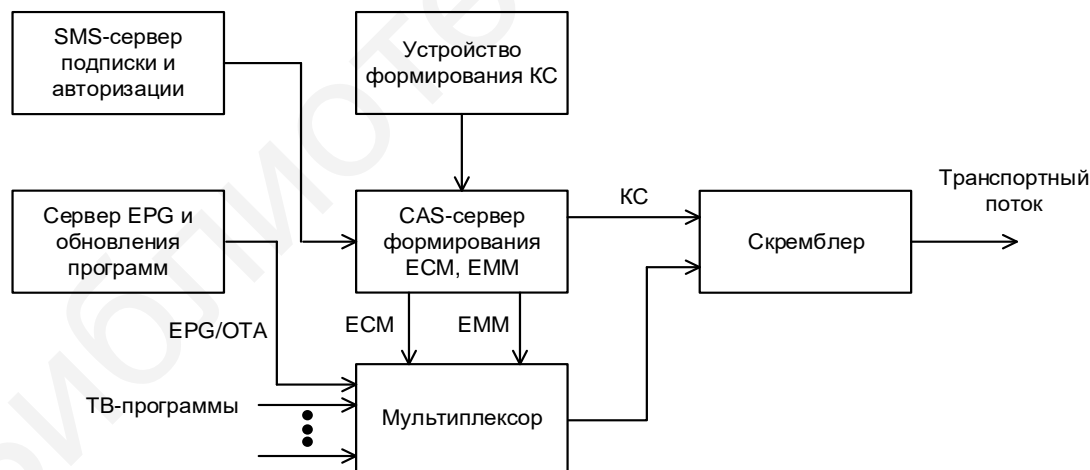


Рис. 10.5. Структурная схема передающего тракта системы DRE Crypt

Ядром системы является CAS-сервер, который получает контрольное слово, шифрует его, формирует пакеты EMM-и ECM-сообщений, а также управляет процессом скремблирования. SMS-сервер содержит базу данных о подписчиках, информацию о их задолженности и осуществляет оперативное управление абонентскими STB. Устройство формирования КС осуществляет генерацию случайных чисел и обеспечивает защиту контента от несанкционированного доступа. Совмещенный EPG/OTA сервер (Electronic Program Guide/OverTheAir) осуществ-

ляет генерацию потока EIT (таблица программ) и трансляцию обновлений ПО абонентских устройств через транспортный поток, что позволяет организовать просмотр дополнительных ТВ-программ за отдельную плату.

Система условного доступа DRE Crypt имеет следующие опции: мультипровайдерность, infocas и геокод [82].

Мультипровайдерность – возможность работы с одной смарт-картой двум и более провайдерам, обеспечивающим вещание в стандартах DVB-S, DVB-C, DVB-T. *Infocas* – функция, предназначенная для демонстрации абонентам информационных оповещений, отображаемых принудительно на экранах телевизоров. *Геокод* – сервис, позволяющий регламентировать просмотр каналов по географическому признаку, например, поддерживать региональный контент.

Система Irdeto Cloaked CA (рис. 10.6) базируется на новой технологии, которая в индустрии платного ТВ позволила операторам значительно уменьшить затраты на организацию условного доступа.

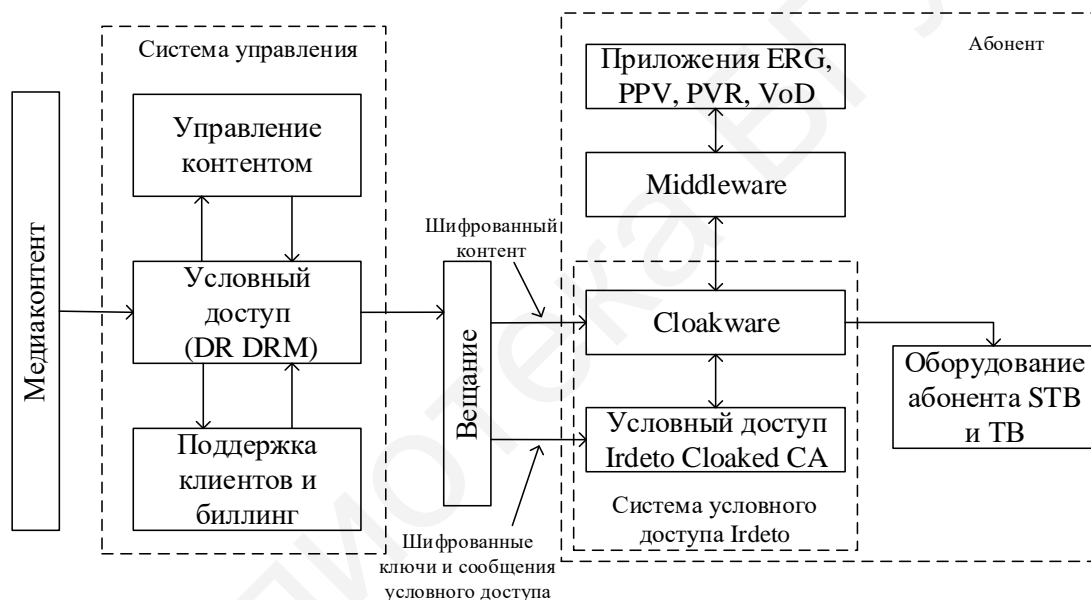


Рис. 10.6. Структурная схема системы условного доступа Irdeto

Irdeto Cloaked CA – бескарточное решение, полностью совместимое со стандартами семейства DVB, которое исключает все расходы на логистику, необходимость наличия запасов смарт-карт, а также позволяет избежать трудностей, связанных с распространением и их заменой. Используемые решения основываются на сочетании как аппаратной защиты чипсетов, которая позволяет обезопасить расшифровку контрольных слов, так и программных средств, препятствующих попыткам несанкционированного вмешательства в ПО приставок. Аппаратная защита ядра способствует увеличению уровня безопасности, устранению возможных точек доступа для разного рода атак и улучшению архитектурного решения. Бескарточная технология с гибкой функциональностью позволяет поддерживать различные алгоритмы дескремблирования и схемы проверки прав доступа, принятые в DVB-вещании.

Сервис Irdeto Cloaked CA обеспечивает уникальные преимущества для операторов. Во-первых, Cloaked CA-клиент активируется, когда активируется абонент и обновляется дистанционно. Во-вторых, клиентам предлагаются запатентованные технологии защиты программного кода и данных. Система доступа сопрягается с приемниками абонентов несколькими способами с персонализацией устройства, что исключает незаконное производство STB при отсутствии в сети обратного канала.

10.5. Условный доступ в интерактивных сетях

10.5.1. Особенности построения мультисервисной сети IPTV

Мультисервисные IPTV-сети относятся к категории двунаправленных (интерактивных) закрытых систем, технология построения которых базируется на конвергенции средств передачи IP-данных, сигналов телевизионного вещания, видео по запросу, а также на применении многопротокольной инкапсуляции и цифровой обработки данных.

Видео по запросу бывает разных видов. Это реальное видео по запросу VoD (Video on Demand), персональный видеомаягнитофон PVR (Personal Video Recorder), сервис по заказу SoD (Services on Demand), фильмы по требованию MoD (Movie on Demand), плата за просмотр отдельных программ PPV (Pay-per-View) или услуги записи по электронному расписанию программ (EPG).

Во всех интерактивных IPTV-сетях их функциональность, базовые параметры передаваемый IP-трафик и качество обслуживания контролируются провайдером услуг. Зоны обслуживания сетей ограничены и имеют размеры в рамках микрорайона или города. Доставка видеоконтента осуществляется только сетевым подписчиком в соответствии с их запросом. Подписчики получают возможность самостоятельно выбирать контент и время просмотра. Технология удобна для трансляции образовательных программ, дистанционного обучения, голосовой связи, просмотра телепередач и кинофильмов. Доставка информации ведется по каналам связи цифровыми IP-пакетами с гарантированной скоростью, ограниченной временной задержкой и требуемым качеством сервисов QoS (Quality of Service).

Для предоставления пользователям разнообразных видов информационных услуг IPTV-сетях потребовалось существенно расширить функциональные возможности абонентских устройств, оснастив их IP-Ethernet интерфейсами, браузерами, твердотельными накопителями данных, видеоплеерами и другими элементами и опциями.

Объединение множества функциональных устройств в общую IP-сеть с параллельным подключением к ней огромного числа потребителей привело к росту рисков и угроз безопасной доставки информации и интеграционной стойкости системы. Недобросовестным потребителям стало возможным использовать дополнительное программное обеспечение для локального копирования контента и несанкционированного его распространения. Поэтому в IPTV-сетях

особое внимание уделено средствам защиты конфиденциальности, целостности и достоверности передаваемого медиаконтента.

Архитектура построения мультисервисной сети IPTV базируется на использовании оборудования головной станции, местных узлов кодирования по стандартам MPEG-4/H.264 или HEVC H.265 и транскодирования данных из форматов SD в HD, и наоборот. В состав сети также входит студия, оснащенная видеокамерами и рекордерами, маршрутизаторы магистральных и местных IP-сетей, видеосерверы, а также устройства абонентского сегмента (рис. 10.7).

Концепция построения и основы функционирования ГС подробно обсуждались в разд. 8. В качестве физических направляющих сред передачи может использоваться оптоволокно, DSL-симметричная пара, коаксиальный кабель или беспроводная линия. При циркулярной передаче видеоданных, например, сигналов телевидения, принято использовать многоадресную рассылку, а при организации видео по запросу – одноадресную в протоколе HTTP/TCP.

В системе IPTV определяющим звеном ее функциональности являются многоканальные стримеры, которые формируют однопрограммные IP-потoki (SPTS) с уникальными адресами и портами IP-вещания по протоколу RTP. Количество сформированных IP/SPTS-потоков на выходе ГС определяется объемом сети, числом и типом используемых стримеров. Например, блок стримеров станции EMR компании SumaVision (Китай) при его комплектации шестью стримерами создает на выходе до 96 IP-потоков.

Входящая в ГС коммутационная матрица служит для перераспределения IP-потоков в зависимости от изменения нагрузки на сеть и наращивания ее емкости. Сформированные IP-потоки поступают на модули СУД и медиасерверы. Функционально модули СУД для шифрования сигналов цифрового вещания и видеофайлов могут выполняться по-разному. Обычно шифрование сигналов ТВ-вещания осуществляется в реальном масштабе времени вместе с их передачей по IP-сети, а шифрование видеофайлов и других видов информации по запросу выполняется до их загрузки в медиасерверы.

Шифрование контента может осуществляться с использованием технологии закрытых или открытых ключей. Процедура шифрования закрытым ключом предусматривает использование служебных данных и криптографических алгоритмов, с помощью которых формируются закрытые и открытые ключи. Закрытые ключи применяются для передачи шифрованного контента, а открытые – доставляются с соответствующими подписями на абонентские устройства. На стороне приема с помощью открытых ключей и криптографических вычислений определяются закрытые ключи, которые используются для дешифрации входных данных.

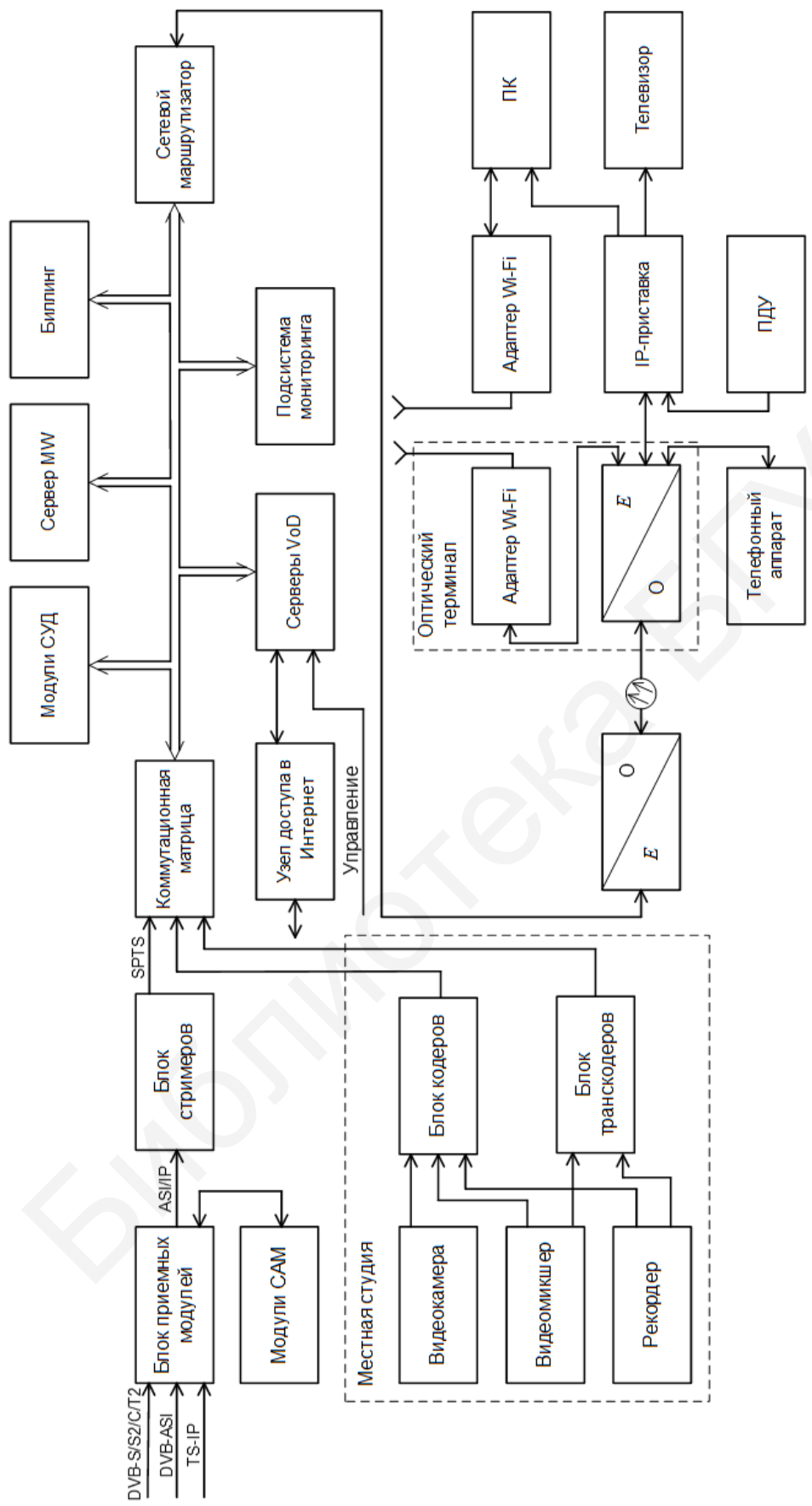


Рис. 10.7. Схема мультисервисной сети IPTV

Медиасерверы представляют собой программно-аппаратные устройства для многоканальной загрузки поступающей информации, ее хранения и оперативной передачи в транспортную сеть. Передача данных с медиасерверов на абонентские устройства может вестись через сетевой маршрутизатор в режиме индивидуальной доставки данных по запросу абонента (Unicast) или в режиме потоковой рассылки (Multicast) одинакового контента большому числу пользователей по групповым адресам из диапазона значений от 224.0.0.0 до 239.255.255.255.

Особое место в структуре IPTV занимает сервер управления и контроля Middleware (MW). Он осуществляет распределение сетевой нагрузки между компонентами системы, авторизацию абонентских устройств, обработку запросов, взаимодействие с элементами учета и тарификации услуг, а также сбор статистической информации. Кроме того, часть функций, относящихся к СУД, возлагается на сервер MW, который поддерживает работу с различными моделями IP-приставок.

При запросе на регистрацию, аутентификацию или на требуемый вид сервиса данные от абонентских IP-приставок поступают по обратному каналу через оптический терминал и сетевой маршрутизатор на сервер MW (см. рис. 10.7). На этом сервере с помощью цифрового сертификата осуществляется проверка подлинности IP-приставки, а с помощью системы учета услуг (биллинга) контролируется наличие средств на лицевом счету абонента. Далее проверяется наличие лицензии на абонентское устройство, после чего в адрес абонента посылается уведомление о возможном предоставлении ключа для дешифрации контента.

Таким образом, сервер MW является центром принятия решений относительно легитимности абонентских устройств и наличия прав на использование контента. Он же формирует необходимую информацию для обеспечения доступа к контенту. Наличие обратного канала и диалога с MW расширяет возможности IPTV-системы по сравнению с однонаправленной сетью особенно в части подтверждений на доступ и проверки неприкосновенности ПО, приписанных к ней приставок. Если хакерам даже удастся «вскрыть» алгоритмы смарт-карт, аппаратное ядро безопасности или ПО, то, чтобы скомпрометировать всю систему, им потребуется «вскрыть» и другие ее компоненты.

Поиск затребованного материала через MW-сервер производится по дате, времени записи, номеру канала и прочим сведениям. Пересылка данных запроса и контроль загруженности сети осуществляется по протоколу RTSP, а управление процессом доставки файлов на приставку по указаниям пользователя (запись, перемотка, пауза, просмотр кинофильма и др.) – в протоколе RTSP.

Существуют два подхода доставки ТВ-контента в адрес пользователей. Первый – без гарантий доставки, при котором потерянные пакеты восстанавливаются в конечном компьютере с использованием предкоррекции. Второй – с гарантированной доставкой видеоконтента от источника до пунктов их назначения с привлечением процедуры коммутации по меткам [83].

Абонентские IP-приставки являются по существу шлюзом между IP-сетью оператора и устройствами отображения видео и воспроизведения звука. Они оснащаются входным Ethernet портом (RJ-45) и выходными интерфейсами HDMI, S/PDIF, USB-2.0 и AV для подключения к ТВ или ПК. Управление доступом и режимами осуществляется с помощью ПДУ или ПК. Беспроводной обмен данными внутри помещения поддерживается системой Wi-Fi.

10.5.2. Системы защиты контента в IPTV-сетях

Система NetUp CAS/DRM (рис. 10.8) предназначена для работы в интерактивных сетях формата IPTV, является бескарточной, содержит IP-интерфейсы на его входе и выходе и обеспечивает пропускную способность до 400 Мбит/с. Шифрование контента, поступающего по IP-сети от устройств формирования однопрограммных IP-поточков, осуществляется в сервере NetUp CAS/DRM, а аутентификация пользователей и идентификация их запросов – в сервере управления и контроля NetUp Middleware. Серверы функционально связаны между собой и имеют общую базу данных.

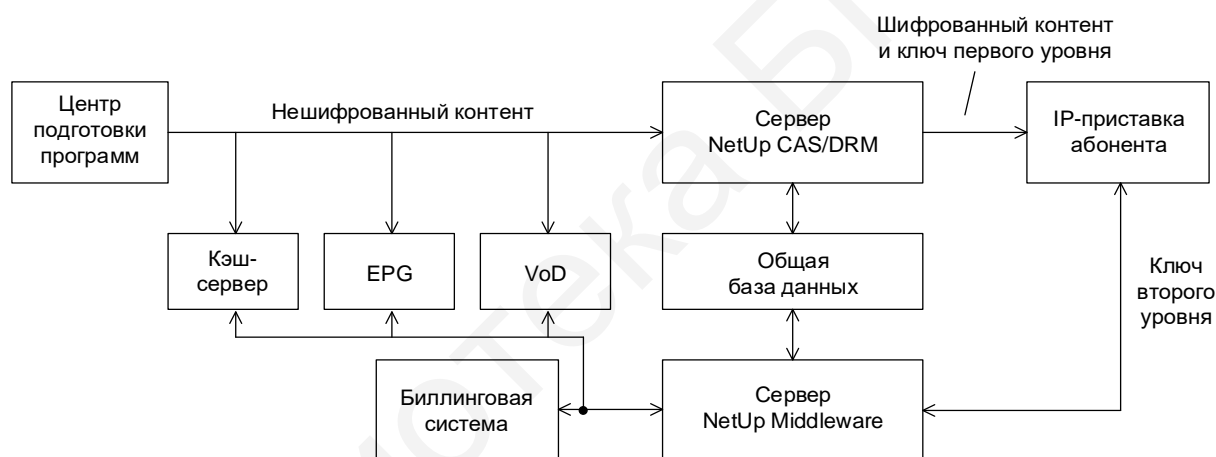


Рис. 10.8. Система защиты контента NetUp CAS/DRM

Запрос на услугу осуществляется от IP-приставки по обратному каналу. В основу метода защиты контента от несанкционированного приема положена модель трехуровневого шифрования с помощью ключей. При поступлении на сервер NetUp Middleware запроса от пользователей после проведения их аутентификации осуществляется захват из базы данных ключа третьего уровня. На основании этого ключа и текущего времени одновременно в серверах CAS/DRM и Middleware формируются одинаковые ключи второго уровня с временем их действия около часа. Ключ второго уровня с сервера Middleware по обратному каналу поступает на IP-приставку авторизованного абонента.

В сервере NetUp CAS/DRM на основании ключа второго уровня, известного IP-адреса абонента и текущего времени формируется ключ первого уровня с временем действия несколько секунд. Ключ первого уровня скремблирует запрошенный контент и вместе с ним в зашифрованном виде передается по прямому каналу на адрес абонента. На приемной стороне в IP-приставке с помо-

стью программного обеспечения, известного алгоритма скремблирования, IP-адреса, текущего времени и ключа второго уровня осуществляется восстановление переданной информации.

Система обладает высокой защищенностью от взлома и подбора ключей для дешифрации контента. При этом она отличается простотой построения и низкой стоимостью по сравнению с системами аналогичного назначения.

Система Verimatrix обеспечивает высокий уровень защиты медиаконтента от нелегального перехвата и атак, исключает копирование передаваемого материала и последующее распространение контрафактной продукции. Она пригодна для работы в интерактивных сетях мобильного ТВ, спутникового обмена данными, наземного цифрового вещания, IPTV, IP over Cable, OTT и покрывает практически все потребности операторов по криптозащите. Система является бескарточной и поддерживает более 150 моделей абонентских приставок ведущих производителей, включая IP-терминалы с DSL-структурой доставки и мобильные терминалы разных платформ (iPhone/iPad, Android и др.).

Принцип защиты медиаконтента от несанкционированного просмотра, прочтения, копирования и распространения построен с использованием единой системы хранения данных пользователей, генерирования ключей, их шифрования и управления правами доступа, а также на основании выделенного канала для обмена информацией.

Данная система поддерживает основные форматы видео, использует операционную систему Linux и Solaris, допускает иерархическое распределение контента при формировании многоуровневых каналов доставки информации без промежуточного повторного шифрования и основывается на базе данных Oracle Enterprise Edition. Максимальное число абонентов в сети может составлять несколько миллионов, а количество кодируемых каналов – до 64 тыс.

Все компоненты системы Verimatrix соответствуют требованиям и рекомендациям стандартов ETSI, что позволяет интегрировать ее в головные станции ведущих компаний. Широкие возможности в настройке и конфигурировании этой системы способствуют созданию сетей различной емкости и функциональности. Архитектура системы позволяет обеспечить ее дистанционное управление и мониторинг рабочего состояния.

Система условного доступа Conax – это полнофункциональная система условного доступа для потокового телевизионного IP-вещания, управляемая из единого центра и предусматривающая общую смарт-карту для IP-телевидения и вещания в формате DVB, что позволяет создавать гибридные сети.

Система Conax, и в частности система Conax Contego Unite, обеспечивает:

- шифрование контента, сформированного цифровой головной станцией;
- поддержку IP-протоколов (TCP, UDP, Multicast);
- интеграцию с подсистемами SMS и биллинга;
- работу с дополнительными сервисами (VoD, PPV, игры, e-mail и др.).

К ее основным преимуществам относятся:

- высокий уровень безопасности трансляций;
- гибкость и масштабируемость по сравнению с другими системами;

- динамическая архитектура построения, позволяющая реализовывать требования по расширению и резервированию сети;
- совместимость с открытыми стандартами сетей типа IPTV, Open Cable, Docsis и OTT.

Система включает в себя подсистему мониторинга, которая следит за состоянием всей платформы, а также поддерживает любую технологию распределения контента в адрес пользователей и сопрягается с многими типами абонентских устройств.

Тем же функционалом, что и карточные СУД, обладают бескарточные решения, разработанные компанией под маркой Conax Contego Broadcast. Специалисты этой компании считают, что в области защиты прав доступа более надежным решением является карточное.

10.6. Защита медиаконтента от копирования и нелегального распространения

10.6.1. Защита авторских прав по технологии DRM

Применение СУД в мультимедийных сетях различного назначения не исключает возможность копирования оригинального медиаматериала и его распространения. Для внесения ограничений в процесс создания контрафактной продукции и обеспечения защиты интересов правообладателей разработана технология управления их правами DRM (Digital Right Management – защита авторских прав в цифровых сетях), основанная на принципах криптозащиты. В соответствии с ней нелегально записанные на носители медиаматериалы не могут быть качественно воспроизведены. Для снятия криптозащиты и легального производства копий необходимы соответствующие ключи, которые получают на основании приобретенных лицензий. Каждая лицензия определяет объем копий и условия копирования выбранного вида информации.

Несмотря на правовые запреты в отношении нелегального копирования оригинальных материалов, наблюдаются компьютерные взломы криптозащиты, утечка ключей и создание пиратских копий. В противовес этим действиям осуществляется обновление средств защиты и усложнение устройств DRM, включая разработку единой интегрированной системы защиты видеоконтента.

Активное распространение медиаматериалов по сети Интернет обострило проблему защиты авторских прав. В этом направлении созданы гораздо более устойчивые устройства DRM (от компаний Microsoft, Adobe и др.), которые предусматривают хранение криптоключей на специальном лицензионном сервере сети Интернет в лицензионном файле. Оригинальная информация, подлежащая защите, шифруется стойкими криптоалгоритмами, для распознавания которых легальный пользователь должен обращаться на лицензионный сервер за получением лицензии с криптоключом (рис. 10.9). Длительность действия лицензии и количество просмотров определяется заявкой при запросе. Адрес лицензионного сервера указывается в транспортных пакетах передаваемого контента. Каждая лицензия содержит права и принципы, которые регулируют

использование информационного материала, например, на какие устройства он может быть передан и на каких воспроизведен.

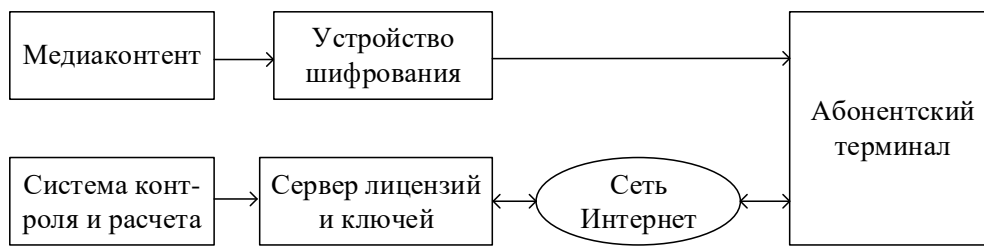


Рис. 10.9. Схема организации защиты в системе DRM

Изначально системы DRM разрабатывались для защиты от нелегального копирования внешних носителей, таких как компакт-диски. В общем случае система DRM не должна допускать несанкционированного воспроизведения и/или копирования медиаконтента, но должна предоставлять пользователям возможность предварительного просмотра или его воспроизведения для того, чтобы принять решение о необходимости приобретения этого контента.

10.6.2. Маркирование медиаконтента цифровыми водяными знаками

Другими близкими задачами по защите авторских прав является установление факта нелегального копирования медиаматериалов и определение источника их распространения. Для решения этих задач используется технология цифровых водяных меток, или DW (Digital Watermark), разработанная компаниями Philips, Thomson, Cinea и внедренная в системы Viaccess, Verimatrix и другие СУД. Технология предусматривает внесение в оригинальный медиаконтент специальных видимых или невидимых меток (знаков), не оказывающих влияния на качество исходного материала, но крайне устойчивых к возможным преобразованиям в тракте, включая кодирование и декодирование. Убрать водяные метки из нелегально скопированного материала без использования секретного ключа практически невозможно, даже с привлечением целенаправленной отфильтровки. Их удаление сопровождается существенным ухудшением качества изображения и звука до уровня неприемлемого для дальнейшего использования данного материала. Наличие в копиях меток с определенной структурой и параметрами позволяет однозначно судить о контрафактной продукции.

Различают надежные и уязвимые водяные знаки [84]. Первые устойчивы к атакам и используются для мониторинга трансляции, защиты авторских прав и управления копированием. Уязвимые водяные знаки используются для проверки подлинности и целостности содержания медиаконтента.

Установить источник распространения пиратских копий в цепи прохождения информации от места ее создания до пользователя сложнее. Решение этой задачи состоит в последовательном введении в характерные точки тракта передачи водяных меток с определенной структурой и длиной комбинаций. Длина каждой комбинации обычно составляет 64 бита. Комбинация разделяется на несколько полей, в каждом из которых указываются сведения о месте и

времени создания контента, идентификационные номера базы данных поставщиков услуг, местных агентств и др. В точках размещения абонентских приемников во внимание принимаются их уникальные номера, внесенные в базу данных, а также используется ресурс процессоров для обмена информацией.

Согласно этой технологии СУД обращается к карте доступа с соответствующим паролем всякий раз, когда в контенте встречается метка. Причем каждая последующая метка отличается от предыдущей, а пароль генерируется на основе случайных чисел, что сводит к минимуму возможность взлома.

В итоге пираты должны либо найти способ удаления водяных знаков без ухудшения качества аудиовизуального материала, либо выпустить устройства воспроизведения, игнорирующие знаки, либо подделать карты доступа для каждого из своих клиентов. Любой из вариантов представляется достаточно сложным, поскольку технологии цифровых водяных знаков постоянно улучшаются и контент снабжается метками, более надежными по сравнению с предыдущими.

Введение ЦВЗ может осуществляться в различных точках тракта передачи. В настоящее время принято выделять три характерные точки маркирования (W1, W2, W3) [84].

ЦВЗ W1 (*универсальный указатель базы данных прав собственности*) идентифицирует некоторый объект или процесс в момент ее создания, например, маркирование непосредственно в видеокамере. ЦВЗ W1 указывает на запись в базе данных, которая хранит описание этой работы.

ЦВЗ W2 служит для оценки защиты в тракте первичного распределения программ. Этот тракт представляет собой систему с одним входом (на него поступает сигнал с введенным ЦВЗ W1) и множеством выходов. На каждом из выходов с целью его идентификации вводится ЦВЗ W2 длиной 64 бита. Метки содержат идентификационные номера поставщика и получателя программы, а также краткие сведения о вещателе, создающем программу.

ЦВЗ W3 используется для контроля возможного пиратского копирования программ, получаемых подписчиком, и вводится непосредственно в устройство конечного пользователя.

Совмещение управления доступом и маркирования ЦВЗ ведет к комплексной схеме защиты, удовлетворяющей концепции открытых сетей, а именно к отсутствию доступа к незашифрованному или не помеченному содержанию программы в любой точке тракта передачи. Обязательное условие – процесс маркирования ЦВЗ должен быть тесно связан с системой дешифрации, а обе операции объединены так, чтобы избежать съема информации в точке, где содержание дешифруется, но еще не маркируется.

11. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ СИСТЕМ СПУТНИКОВЫХ И НАЗЕМНЫХ РАДИОСЛУЖБ

11.1. Международное регулирование по обеспечению электромагнитной совместимости систем (ЭМС)

Совместное использование спутниковых систем в общих полосах частот при близких орбитальных позициях КА может привести к взаимным помехам между сетями, а также между спутниковыми и наземными системами, находящимися в зонах обслуживания спутниками. Для обеспечения надежной работы радиосредств в этих условиях необходимо придерживаться норм международного регулирования по обеспечению ЭМС. Под ЭМС понимается способность радиосистем функционировать с требуемыми характеристиками в присутствии радиопомех от мешающих систем и одновременно не создавать недопустимых по уровню помех другим радиосредствам.

Существующие критерии обеспечения ЭМС базируются на нормативных актах и процедурах, согласно которым требуется проведение координации между взаимодействующими системами для достижения необходимой достоверности приема и качественных характеристик без внесения ограничений в развитие совмещаемых систем.

Контролем за соблюдением ЭМС, включая все технические аспекты по вопросам использования орбитально-частотного ресурса, занимается Международный союз электросвязи, его Сектор радиосвязи и Бюро радиосвязи [85].

К числу основных функций МСЭ применительно к спутниковым службам относятся:

- распределение радиочастотного спектра, выделение радиочастот и регистрация радиочастотных присвоений для космических служб;
- определение соответствующих позиций на орбитах или соответствующих характеристик спутников для избежания вредных помех между совмещаемыми радиосистемами разных стран;
- координация усилий, направленных на устранение вредных помех между взаимодействующими радиосистемами и на улучшение использования ОЧР для служб радиосвязи и радиовещания.

В соответствии с положениями Регламента радиосвязи (РР) распределение ОЧР для систем фиксированной и радиовещательной спутниковых служб осуществляется двумя способами: координационным и плановым [86].

При координационном способе распределения ОЧР администрации связи (АС), заинтересованные в получении права на использование орбиты, посылают в Бюро радиосвязи заявку на новую систему, в которой приводятся необходимые параметры для прохождения процедуры предварительной публикации. В заявке указывается название спутниковой системы, планируемая орбитальная позиция, время введения в строй спутниковой системы, рабочий диапазон частот, тип службы и зона обслуживания. В Бюро радиосвязи проверяется правильность заполнения заявки и осуществляется ее публикация в специальном информационном циркуляре, который рассылается членам МСЭ.

Для получения права использования орбитально-частотного ресурса и признания заявленной системы Регламентом радиосвязи требуется проведение процедур координации и регистрации. Процедура координации включает направление администрацией в Бюро радиосвязи МСЭ заявки на координацию с указанием зон обслуживания и контуров усиления передающих бортовых антенн спутниковой системы. В Бюро радиосвязи проводится ее проверка на соответствие требуемым положениям Регламента радиосвязи, уточняется необходимость координации и отправляется в адрес заинтересованной администрации список организаций, от которых следует получить согласие на введение новой спутниковой системы в эксплуатацию.

Процесс проведения международной координации спутниковых систем с радиосредствами всех затронутых администраций предусматривает согласование условий их совместной работы в общих полосах частот и состоит в проведении ряда мероприятий, в частности:

- выполняются расчеты взаимных помех, вызванных взаимодействием вводимой в эксплуатацию спутниковой системы и существующих сетей с оценкой их совместимости по установленным критериям ЭМС;

- исследуются потенциально возможные изменения характеристик радиосредств, частотных планов и позиций спутников, совокупность которых смогла бы привести к положительному результату их совместной работы;

- проводятся переговоры об изменениях параметров одной или обеих сетей, приводящих к удовлетворительному решению проблемы.

Метод расчета взаимных помех выбирается на основе договоренности с соответствующими администрациями. Основным методом оценки взаимных помех при проведении координации обычно является расчет отношения мощности несущей к мощности помехи [87–88]. В некоторых случаях на этапе предварительного рассмотрения может применяться упрощенная оценка, связанная с определением изменения шумовой температуры или ОНШ приемной системы в условиях действия помех.

Существует ряд технических методов для достижения согласия. Это частотное или пространственное разнесение систем, сегментация используемой полосы частот, поляризационное разделение сигналов, географическое разнесение передающих станций, сокращения зон обслуживания и изменение энергетических параметров рассматриваемых систем [89].

Если принятые меры по обеспечению ЭМС не дают положительных результатов, то может потребоваться изменить орбитальную позицию заявляемого спутника. В этом случае необходимо подать в Бюро радиосвязи новую заявку на координацию и даже новую заявку на предварительную публикацию, если орбитальная позиция будет изменена более чем на 6° .

Процедуры регистрации и записи в Международный справочный регистр частот (МСРЧ) заключаются в оформлении администрацией заявки на регистрацию с предоставлением отчета о завершении процесса координации системы в соответствии с требованиями Бюро радиосвязи. Результаты отчета публикуются, что дает возможность всем заинтересованным администрациям прове-

ритель выполнение достигнутых в ходе переговоров договоренностей. Если требования по координации не выполнены, то в адрес заинтересованной администрации направляется уведомление о необходимости завершения координации в течение шести месяцев.

При плановом способе распределения ОЧР за всеми странами на период действия Плана закрепляется как минимум по одной позиции на ГО в области частот ФСС и РСС. Кроме того, устанавливаются необходимые параметры спутниковых лучей и значений ЭИИМ ретрансляторов для создания национальных сетей [90]. Плановые системы ФСС и РСС имеют приоритетное право защиты от помех перед другими сетями и службами.

Технические параметры и основные критерии Плана для систем ФСС изложены в Приложении 30В к Регламенту радиосвязи [17]. План ФСС призван обеспечить всем странам гарантии справедливого доступа к ГО в полосах С- и Ku-диапазонов с общей шириной 800 МГц. При реализации спутниковой системы в рамках Плана ФСС требуется выполнить критерии ЭМС, включая показатели отношения мощности несущей к единичной и суммарной мощности помех. Угол раскрытия луча бортовой антенны определяется зоной обслуживания и должен составлять не менее $1,6^\circ$ в диапазоне 6/4 ГГц и $0,8^\circ$ – в диапазоне 13/11 ГГц. Работа по достижению совместимости заявленной системы с затронутыми сетями других администраций может вестись сроком до восьми лет с момента подачи заявки.

Основные положения Плана для систем РСС изложены в Приложениях 30 и 30А к Регламенту радиосвязи [91]. Странам предоставляются определенные гарантии по реализации проектов непосредственного спутникового приема сигналов с выделенных для них позиций на ГО по десяти каналам в плановых полосах частот (см. подразд. 1.4). Обслуживание национальных территорий осуществляется узким лучом с шириной ДН по уровню -3 дБ более чем $0,6^\circ$. Создаваемая ППМ у поверхности Земли на границе зоны обслуживания в течение 99 % времени худшего месяца не должна превышать -108 дБ(Вт/м²) в полосе 27 МГц. Усиление антенны ЗС устанавливается 57 дБ ($d_A = 5$ м на частотах 17,3...18,1 ГГц). Эталонная ДН приемной антенны соответствует Рекомендации МСЭ-R В0.1213.

В соответствии с Регламентом радиосвязи осуществляется также международная координация земных станций спутниковых сетей, которая проводится для следующих сценариев совместного использования частот:

- координационная зона ЗС включает часть территории другой страны;
- координационная зона ЗС находится в пределах координационной зоны другой ЗС;
- полоса частот передающей ЗС ФСС или наземной службы используется на равной первичной основе с полосой РСС.

В отличие от координации спутниковых систем требования к координации ЗС определяется самой администрацией на основе типовых параметров оборудования и технических условий, необходимых при построении координационной зоны. Если предварительный анализ показывает, что радиосистемы

соседних стран могут как испытывать, так и создавать помехи, то заявляющая администрация должна инициировать механизм координации.

11.2. Сценарии взаимного влияния систем спутниковых и наземных радиослужб

В настоящее время плотность размещения спутников на ГО, предназначенных для организации мультимедийного вещания и интерактивной связи, достаточно высока. Для совместной работы спутниковых сетей, а также радиосистем наземных и спутниковых радиослужб в общих для них полосах частот необходим анализ электромагнитной обстановки. То есть необходимы исследования по оценке влияния радиопомех мешающих систем на функционирование радиосредств и помехоустойчивость приемных систем. Исследования электромагнитной обстановки позволяют избежать необоснованных решений по выбору базовых показателей взаимодействующих радиосредств и определить конкретные задачи по координации систем в рамках требований РР.

В качестве критериев оценки ЭМС могут служить: доля мощности помехи от допустимой мощности шума; защищенность приемной системы (разность уровней мощности несущей и мощности шума); уровень снижения помехоустойчивости приема (отклонение ОНШ в присутствии помех) или изменение шумовой температуры спутниковых радиолиний под действием мешающих сигналов.

Полученные расчетные значения сравниваются с нормативными показателями, установленными Регламентом радиосвязи, и в зависимости от результатов сравнения осуществляется координация систем или коррекция характеристик вводимой в эксплуатацию системы. Например, для плановых систем РСС и ФСС снижение ОНШ под действием группы помех не должно превышать 0,5 и 1,0 дБ соответственно [88]. То есть максимально допустимая доля помех по отношению к мощности шума приемной системы (ПС) не должна превышать для них 12 и 25 % соответственно. При воздействии на ПС ФСС одиночной помехи снижение ОНШ не должно превышать 0,25 дБ, т. е. требуется, чтобы доля мощности помехи составляла меньше 6 % мощности шума и, следовательно, уровень помехи должен быть ниже уровня шума на 12,2 дБ.

На рис. 11.1 приведена схема взаимного влияния систем спутниковых и наземных служб [16]. Принято, что нежелательное взаимодействие осуществляется между двумя геостационарными спутниковыми системами, а также между станцией наземной службы и компонентами одной из спутниковых систем. Частотные полосы взаимодействующих систем могут совпадать как на линиях вверх, так и вниз. Ретрансляция радиостволов на спутниках может выполняться по прозрачной схеме или с обработкой сигналов на борту. Если применяется прозрачная ретрансляция сигналов и в совмещаемых системах использованы совпадающие полосы частот в двух направлениях, то действие помех на радиолиниях вверх и вниз оценивается результирующей суммой их воздействия на приемную станцию защищаемой сети. Если используется обработка сигналов на борту ИСЗ, то действие помех оценивается независимо.

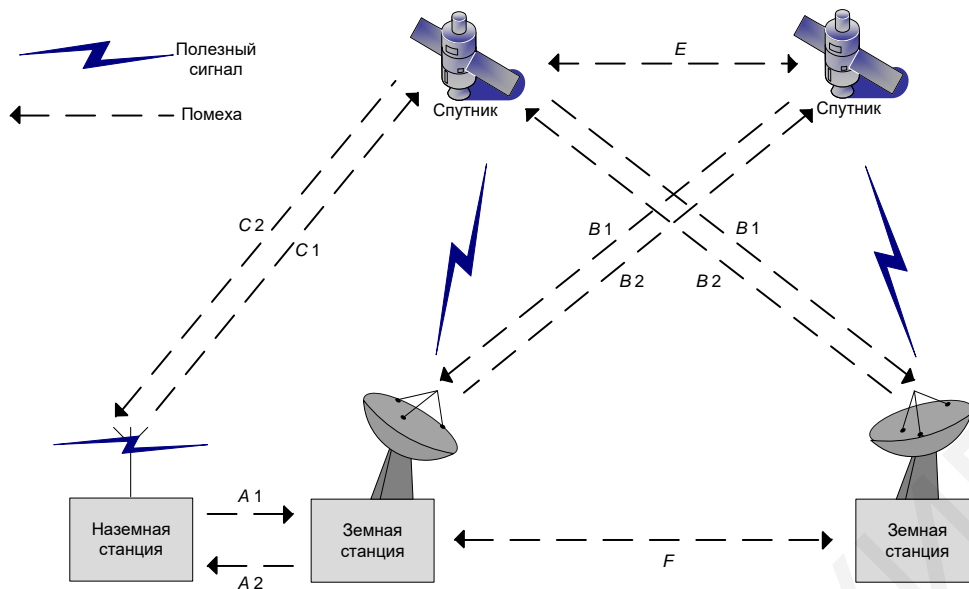


Рис. 11.1. Сценарии взаимного влияния систем

Влияние помех может проявляться по следующим направлениям: A_1 – передающая наземная станция создает помеху приемнику ЗС; A_2 – передающая ЗС создает помеху приемнику наземной станции; B_1 – спутники одной системы создают помехи ЗС другой системы; B_2 – передатчики ЗС одной системы создают помехи приемникам спутников другой системы; C_1 – передатчик наземной станции создает помеху приемнику спутника; C_2 – передатчик ИСЗ создает помеху приемнику наземной станции; E – передатчики ИСЗ одной системы создают помехи приемникам ИСЗ другой системы; F – передающая ЗС одной системы создает помеху приемнику другой ЗС.

11.3. Электромагнитная совместимость спутниковых сетей, использующих ГО

11.3.1. Общие положения

Основным условием совместимости взаимодействующих спутниковых сетей является превышение общего уровня защищенности $A_{з.об}$ базовой (защищаемой) спутниковой системы, находящейся под воздействием помех мешающих ИСЗ, над суммарным допустимым уровнем защитного отношения $h_{заш}$. Выполнение условия $A_{з.об} \geq h_{заш}$ зависит от числа и уровня мощности помех, углового разнесения защищаемого и мешающих спутников на орбите, величины частотного перекрытия спутниковых каналов между собой, используемых видов поляризации сигналов на радиополосах и пространственной избирательности приемных антенн бортового ретранслятора и земной станции.

К числу мешающих ИСЗ относятся те из них, которые удалены на дуге ГО от базового спутника на $\pm 10^\circ$, $\pm 9^\circ$, $\pm 8^\circ$ для систем С-, Ku- и Ka-диапазонов частот, работают в частично или полностью совпадающих полосах частот, имеют заметные значения ЭИИМ и их зоны обслуживания близки или перекрываются между собой. На рис. 11.2 приведена схема взаимодействия двух

геостационарных спутниковых систем с указанием действия помех (пунктиром) на линиях вверх и вниз со стороны мешающей спутниковой системы.

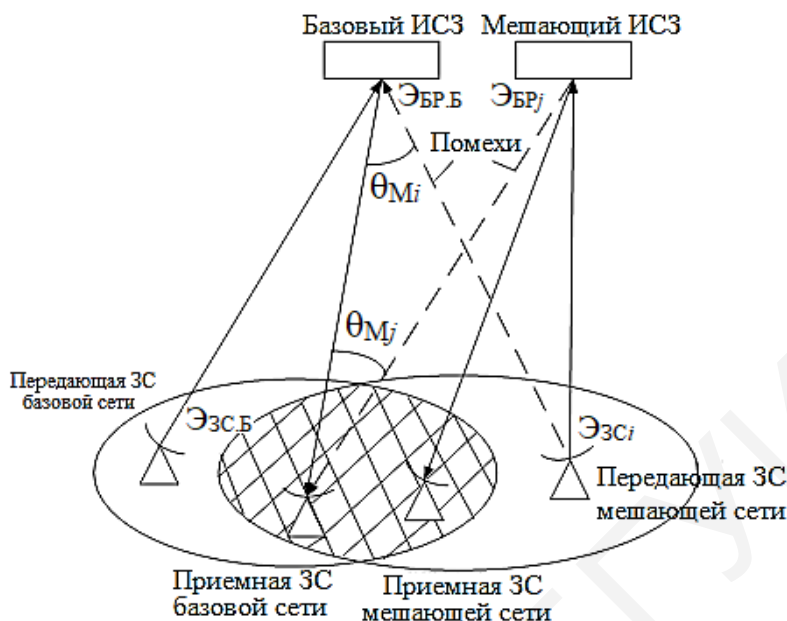


Рис. 11.2. Сценарий совместной работы спутниковых систем

Ниже приведена методика расчета общей защищенности приемного оборудования базовой спутниковой системы от воздействия большого числа помех мешающих спутниковых систем на линиях вверх и вниз. Методика анализа ЭМС является достаточно полной, поскольку в ней задействованы математические модели расчета помехоустойчивости систем, позволяющие оценивать в замкнутом виде все входящие в проводимые исследования параметры.

11.3.2. Методика расчета защищенности приемной станции от помех

Общая защищенность приемной станции базовой спутниковой сети $A_{З.ОБ}$ от воздействия помех группы мешающих спутниковых систем по k линиям вверх и n линиям вниз рассчитывается на основании следующих соотношений:

$$A_{З.ОБ} = A_{БР\Sigma 1} - 10 \cdot \lg[1 + 10^{0,1 \cdot (A_{БР\Sigma 1} - A_{ЗС\Sigma 2})}], \text{ дБ}; \quad (11.1)$$

$$A_{БР\Sigma 1} = -10 \cdot \lg\left(\sum_{i=1}^k 10^{-0,1 \cdot A_{БРi}}\right), \text{ дБ}; \quad (11.2)$$

$$A_{ЗС\Sigma 2} = -10 \cdot \lg\left(\sum_{j=1}^n 10^{-0,1 \cdot A_{ЗСj}}\right), \text{ дБ}, \quad (11.3)$$

где $A_{БР\Sigma 1}$ – защищенность приемного оборудования бортового ретранслятора от суммарного воздействия k помех мешающих систем по линиям вверх, дБ; $A_{БР\Sigma 2}$ – защищенность приемного оборудования ЗС от суммарного воздействия n помех мешающих систем по линиям вниз, дБ; $A_{БРi}$, $A_{ЗСj}$ – защищенность приемников БР и ЗС от единичных помех, действующих со стороны мешающих

систем по линиям вверх или вниз соответственно, дБ; i, j – номера мешающих спутниковых систем, оказывающих влияние по линиям вверх и вниз.

Условие электромагнитной совместимости спутниковых систем и суммарная величина защитного отношения $h_{\text{ЗАЩ}}$, которая в общем случае рассчитывается для $T\%$ времени превышения потерь, определяются на основании соотношений:

$$A_{\text{З.ОБ}} \geq h_{\text{ЗАЩ}}; \quad (11.4)$$

$$h_{\text{ЗАЩ}} = h_{\text{ЗАЩ.БР}} - 10 \lg \left[1 + 10^{0,1 \cdot (h_{\text{ЗАЩ.БР}} - h_{\text{ЗАЩ.ЗС}})} \right], \text{ дБ}; \quad (11.5)$$

$$h_{\text{ЗАЩ.БР}} = p_{\text{БР}} + a_{\text{Д1}}(T) + \chi_1 - 10 \cdot \lg k, \text{ дБ}; \quad (11.6)$$

$$h_{\text{ЗАЩ.ЗС}} = p_{\text{ТР.ЗС}} + a_{\text{Д2}}(T) + \chi_2 - 10 \cdot \lg n, \text{ дБ}, \quad (11.7)$$

где $h_{\text{ЗАЩ.БР}}$ – защитное отношение на входе приемника БР при воздействии k помех по линиям вверх, дБ; $h_{\text{ЗАЩ.ЗС}}$ – защитное отношение на входе приемника ЗС при воздействии n -помех по линиям вниз, дБ; $p_{\text{БР}}, p_{\text{ТР.ЗС}}$ – требуемые значения ОНШ на входе БР и ЗС соответственно для обеспечения заданной достоверности приема, дБ; $a_{\text{Д1}}(T), a_{\text{Д2}}(T)$ – потери в дожде на линиях вверх и вниз для допустимого процента времени превышений потерь в течение среднего года или наихудшего месяца года, дБ; χ_1, χ_2 – показатели снижения уровня мощности единичной помехи по отношению к уровню мощности шума на входе приемных устройств радиолиний вверх или вниз соответственно (табл. 11.1), дБ; k, n – количество помех на линиях вверх и вниз соответственно.

Таблица 11.1

Значение χ для единичной помехи, дБ

Направление действия помехи	Защищаемая спутниковая служба		
	ФСС	План ФСС	План РСС
Линия вверх	12,2	9,0	4,0
Линия вниз	12,2	11,65	17,0

Если неравенство (11.4) выполняется, то создаваемые между сетями помехи считаются допустимыми и проведение координации для согласования рабочих характеристик систем с нормативными значениями не требуется.

На рис. 11.3 приведены схемы, поясняющие возможные уровни на входах БР и ЗС полезных сигналов ($p_{\text{БР}}$ и $p_{\text{ЗС}}$), шумов ($p_{\text{Ш.БР}}$ и $p_{\text{Ш.ЗС}}$), помех ($p_{\text{П.БР}}$ и $p_{\text{П.ЗС}}$), защитных отношений ($h_{\text{ЗАЩ.БР}}$ и $h_{\text{ЗАЩ.ЗС}}$), а также значений ОНШ с учетом потерь в дожде ($p'_{\text{БР}} = p_{\text{БР}} + a_{\text{Д1}}(T)$ и $p'_{\text{ТР.ЗС}} = p_{\text{ТР.ЗС}} + a_{\text{Д2}}(T)$).

Численные значения $p'_{\text{БР}}$ и $p'_{\text{ТР.ЗС}}$ для действующих и вновь создаваемых спутниковых систем в рамках установленных рекомендаций и стандартов могут рассчитываться по математическим моделям разд. 4 и 5.

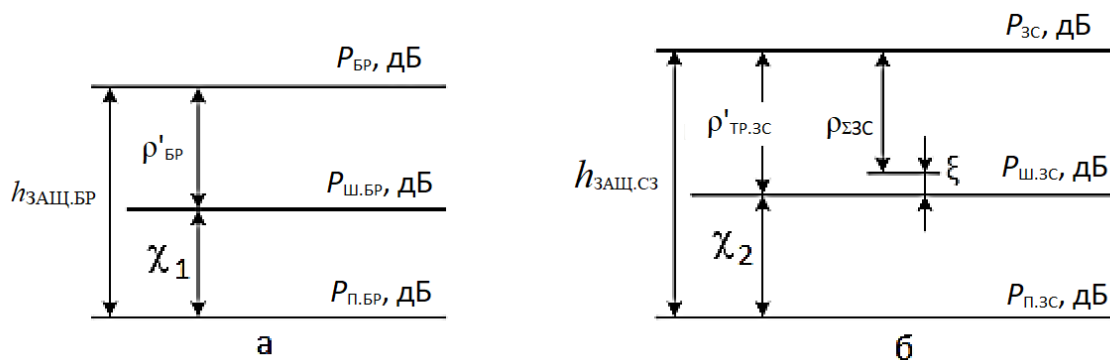


Рис. 11.3. Схемы взаимосвязи между рассчитываемыми параметрами ЭМС:
а – для линии вверх; б – для линии вниз

В табл. 11.2 приведены принятые в Планах ФСС и РСС значения ОНШ на входах ПС ЗС и БР с учетом потерь в дожде для защищаемых спутниковых систем и соответствующие защитные отношения при единичном воздействии помех ($k = n = 1$). В табл. 11.3 представлены результирующие значения защитных отношений $h_{\text{ЗАЩ}}$ для защищаемых систем Плана ФСС при различном числе помех от мешающих систем, действующих по линиям по линиям вверх и вниз.

Таблица 11.2

Значение ОНШ и защитных отношений, принятых при планировании

Вид спутниковой службы	$\rho'_{\Sigma \text{ЗС}}$, дБ	$\rho'_{\text{ТР.ЗС}}$, дБ	$\rho'_{\text{БР}}$, дБ	$h_{\text{ЗАЩ.ЗС}}$, дБ	$h_{\text{ЗАЩ.БР}}$, дБ	$h_{\text{ЗАЩ}}$, дБ
План ФСС	14,0	15,0	21,0	26,65	30,0	25,0
План РСС	13,5	14,0	23,0	31,0	27,0	25,5

Таблица 11.3

Защитные отношения Плана ФСС при различном числе мешающих систем, дБ

n	k		
	1	2	3
1	25,0	22,75	21,2
2	23,8	22,0	20,7
3	22,3	21,3	20,2

Минимальное значение защитного отношения приемного оборудования базовой системы при суммарном воздействии помех определяется по допустимому уровню снижения ОНШ на его входе ПС ЗС:

$$h_{\text{ЗАЩ min}} = \rho'_{\text{ТР.ЗС}} - 10 \lg(10^{0,1 \cdot \xi} - 1), \quad (11.8)$$

где ξ – допустимый уровень снижения ОНШ на входе ПС, равный 0,5 дБ для систем РСС и 1,0 дБ для систем ФСС [88].

Для этих значений второе слагаемое в (11.8) составляет 9,2 дБ для РСС и 6,0 дБ – для ФСС.

Значения защищенностей $A_{\text{ЗС}i}$ и $A_{\text{БР}i}$ по каждому направлению воздействия единичных помех на радиоприемники вниз и вверх определяются в соответствии с энергетическими показателями этих линий спутниковой сети. При рас-

смотрении влияния мешающих ИСЗ на защищаемую приемную ЗС по линиям вниз величина $A_{ЗСj}$ определяется на основании следующих соотношений:

$$A_{ЗСj} = \Delta g_{ЗС}(\theta_{Мj}) + \Delta a_{\Sigma j} + \Delta \mathcal{E}_{БРj} + L_{Pj} + L_{Wj}, \text{ дБ}; \quad (11.9)$$

$$\Delta g_{ЗС}(\theta_{Мj}) = g_{ЗС.Б} - g_{ЗСj}(\theta_{Мj}), \text{ дБ} \quad (11.10)$$

$$\Delta a_{\Sigma j} = 10 \cdot \lg \left[\frac{(1 - 0,295 \cdot \cos \psi_{\text{пр}} \cdot \cos |\varphi_{С.Б} - \varphi_{\text{пр}}|)}{(1 - 0,295 \cdot \cos \psi_{\text{пр}} \cdot \cos |\varphi_{Сj} - \psi_{\text{пр}}|)} \right], \text{ дБ}; \quad (11.11)$$

$$\Delta \mathcal{E}_{БРj} = \Delta \mathcal{E}_{БР.Б} - \Delta \mathcal{E}_{БРj}, \text{ дБ}, \quad (11.12)$$

где $\Delta g_{ЗС}(\theta_{Мj})$ – пространственная избирательность приемной антенны ЗС для помехи от j -го ИСЗ, равная разности между максимальным $g_{ЗС.Б}$ и внеосевым усилением $g_{ЗСj}(\theta_{Мj})$, дБ; $\Delta a_{\Sigma j}$ – разница в потерях энергии сигналов на спутниковых радиоприемниках по направлениям к приемной ЗС от базового и мешающего ИСЗ, дБ; $\Delta \mathcal{E}_{БРj}$ – разница в уровнях ЭИИМ базового и мешающего ИСЗ в направлениях на точку приема, дБ; L_{Pj} – поляризационная развязка между сигналами, поступающими на ЗС от базового и мешающего ИСЗ, дБ; L_{Wj} – уровень снижения влияния сигнала мешающего ИСЗ на ЗС вследствие частичного перекрытия частотных полос взаимодействующих сигналов, дБ; $\varphi_{С.Б}$, $\varphi_{Сj}$ – позиции базового и мешающего ИСЗ на ГО соответственно, град; $\varphi_{\text{пр}}$, $\psi_{\text{пр}}$ – географическая долгота и широта местоположения приемной ЗС, град; $\theta_{Мj}$ – топоцентрический угол между направлениями на базовый и j -й мешающий ИСЗ с вершиной в точке размещения приемной ЗС, град.

Топоцентрические углы $\theta_{Мj}$ рассчитываются через азимутальные смещения позиций мешающего $\Delta \beta_j$ и базового $\Delta \beta_{Б}$ спутника относительно южного направления, рассматриваемого с точки размещения приемной ЗС:

$$\theta_{Мj} = |\Delta \beta_j - \Delta \beta_{Б}|, \text{ град}; \quad (11.13)$$

$$\Delta \beta = \pm \arctg \left[\left(\text{tg} |\varphi_{Сj} - \varphi_{\text{пр}}| \right) / \sin \psi_{\text{пр}} \right], \text{ град}, \quad (11.14)$$

где знак «плюс» в формуле (11.14) используется, если приемная ЗС находится восточнее мешающего спутника, и знак «минус» – если западнее.

В формулах (11.13) и (11.14) для определения $\Delta \beta_j$ используется позиция $\varphi_{Сj}$ мешающего ИСЗ, для определения $\Delta \beta_{Б}$ – позиция $\varphi_{С.Б}$ базового ИСЗ.

Пространственная избирательность приемной прямофокусной антенны ЗС с $d_A / \lambda \leq 100$ по отношению к неосевым помехам рассчитывается на основании выражений (3.7) и (3.10) по формуле

$$\Delta g_{ЗС}(\theta_{Мj}) = 30 \lg(d_A / \lambda) + 25 \cdot \lg \theta_{Мj} + 10 \lg k_{и} - 42,06, \text{ дБ} \quad (11.15)$$

при $1^\circ \leq \theta_{Мj} < 48^\circ$.

Гарантированная развязка L_{Pj} между сигналами в совпадающих полосах частот с ортогональной поляризацией с учетом возможной деполяризации сигналов в осадках может составлять 6...8 дБ для линейной и 4...5 дБ для круговой поляризации. В случае приема мешающих сигналов с круговой поляризацией на ПС с линейной поляризацией $L_{Pj} = 1,5$ дБ.

При равномерном распределении спектра помехи в части полосы рабочего канала Δf_K уровень снижения влияния сигнала мешающего ИСЗ на ЗС

$$L_{Wj} = 10 \lg(\Delta f_K / \Delta f_{Пj}), \text{ дБ}, \quad (11.16)$$

где $\Delta f_{Пj}$ – ширина полосы помехи, попадающая в полосу полезного сигнала, Гц.

Для определения защищенности приемника бортового ретранслятора базовой сети от помех передающих станций мешающих спутниковых систем по линиям вверх используются следующие соотношения:

$$A_{БРi} = \Delta g_{БР}(\theta_{Mi}) + \Delta a_{\Sigma i} + \Delta \mathcal{E}_{ЗCi} + L_{Pi} + L_{Wi}, \text{ дБ}; \quad (11.17)$$

$$\Delta g_{БР}(\theta_{Mi}) = g_{БР.Б} - g_{БРi}(\theta_{Mi}), \text{ дБ}; \quad (11.18)$$

$$\Delta a_{\Sigma i} = 10 \cdot \lg \left[\frac{(1 - 0,295 \cdot \cos \psi_{ПД.Б} \cdot \cos |\varphi_{С.Б} - \varphi_{ПД.Б}|)}{(1 - 0,295 \cdot \cos \psi_{ПДi} \cdot \cos |\varphi_{С.Б} - \varphi_{ПДi}|)} \right], \text{ дБ}; \quad (11.19)$$

$$\Delta \mathcal{E}_{ЗCi} = \mathcal{E}_{ПД.Б} - \mathcal{E}_{ПДi}, \text{ дБ}, \quad (11.20)$$

где $\Delta g_{БР}(\theta_{Mi})$ – пространственная избирательность приемной антенны БР по отношению к мешающей ЗС, равная разности между максимальным $g_{БР.Б}$ и внеосевым ее усилением $g_{БРi}(\theta_{Mi})$, дБ; $\Delta a_{\Sigma i}$ – разница в потерях энергии сигналов на спутниковых радиоперелиниях вверх от передатчиков базовой и мешающей ЗС, дБ; $\Delta \mathcal{E}_{ЗCi}$ – разница в уровнях ЭИИМ передатчиков базовой и мешающей ЗС в направлении на защищаемый спутник, дБ; L_{Pi} – поляризационная развязка между сигналами, поступающими на спутник от передатчиков базовой и мешающей ЗС, дБ; L_{Wi} – уровень снижения влияния единичной помехи мешающей ЗС на базовый спутник вследствие частичного перекрытия частотных полос взаимодействующих сигналов, дБ; $\varphi_{ПДi}$, $\psi_{ПДi}$ – географическая долгота и широта местоположения передатчика мешающей ЗС, град; $\varphi_{ПД.Б}$, $\psi_{ПД.Б}$ – географическая долгота и широта местоположения передатчика базовой ЗС, град; θ_{Mi} – угол между направлениями на базовую и мешающую ЗС с вершиной в точке нахождения информационного спутника, град.

Угол θ_{Mi} можно рассчитать по (11.13) с учетом того, что

$$\Delta \beta_i = \arctg \left[\left(\frac{\operatorname{tg} |\varphi_{С.Б} - \varphi_{ПДi}|}{\sin \psi_{ПДi}} \right) \right], \text{ град}; \quad (11.21)$$

$$\Delta \beta_B = \arctg \left[\left(\frac{\operatorname{tg} |\varphi_{С.Б} - \varphi_{ПД.Б}|}{\sin \psi_{ПД.Б}} \right) \right], \text{ град}. \quad (11.22)$$

На основании вычисленных значений защищенностей приемных систем БР и ЗС от воздействия на радиоприемных вверх и вниз единичных помех с помощью формул (11.2) и (11.3) рассчитываются значения защищенностей ПС $A_{БРЭ1}$ и $A_{БРЭ2}$ от суммарного воздействия помех мешающих систем. Затем по (11.1) определяется общая защищенность приемного оборудования базовой ЗС $A_{ЗС.ОБ}$.

Уровень снижения ОНШ на входе ПС защищаемой ЗС от суммарного воздействия помех мешающих систем

$$\Delta\rho_{П} = 10\lg \cdot [1 + 10^{0,1(\rho_{ТР.ЗС} - A_{ЗС.ОБ})}], \text{ дБ.} \quad (11.23)$$

Рассчитанное значение $\Delta\rho_{П}$ должно быть меньше принятого или допустимого снижения ОНШ ξ на входе ПС для систем ФСС и РСС.

11.3.3. Пример расчета электромагнитной совместимости спутниковых систем

Выполним расчет электромагнитной совместимости трех спутниковых систем, работающих в диапазоне частот 14/11 ГГц (рис. 11.4). Полагаем, что прием сигналов цифрового вещания осуществляется в г. Пинске с базового КА «Белинтерсат-1» ($51,5^\circ$ в. д.). Мешающее воздействие на базовый спутник оказывает передающая ЗС, находящаяся в г. Владимире, а помехи в направлении ЗС создают мешающие спутники «Экспресс-АМб» и Turksat-4В.

Исходные данные для проведения расчетов приведены в табл. 11.4.

Таблица 11.4

Исходные данные для расчета ЭМС между спутниковыми системами

Параметр	Значение
Местонахождения приемной ЗС базовой сети	г. Пинск ($\psi_{ПР} = 52,07^\circ$ с. ш, $\varphi_{ПР} = 26,05^\circ$ в. д.)
Местонахождение передающей ЗС базовой сети	г. Минск ($\psi_{ПД.Б} = 53,38^\circ$ с. ш, $\varphi_{ПД.Б} = 27,12^\circ$ в. д.)
Местонахождение передающей ЗС мешающей сети	г. Владимир ($\psi_{ПД1} = 54,2^\circ$ с. ш, $\varphi_{ПД.Б} = 32,1^\circ$ в. д.)
Рабочие частоты на линиях вниз и вверх	11,0 и 14,0 ГГц
Позиция ИСЗ базовой сети	$51,5^\circ$ в. д.
Значение ЭИИМ спутника в направлении базовой ЗС	$\mathcal{E}_{БР.Б} = 55$ дБВт
Мешающий ИСЗ1 Turksat 4В	$\varphi_{С1} = 50^\circ$ в. д., $\mathcal{E}_{БР1} = 52,0$ дБВт
Мешающий ИСЗ2 «Экспресс-АМб»	$\varphi_{С2} = 53^\circ$ в. д., $\mathcal{E}_{БР2} = 48,0$ дБВт
Апертура раскрытия зеркала приемной антенны	$d_A/\lambda = 40,3$; $k_{И} = 0,7$
Тип поляризации	Ортогональная линейная
Значение ЭИИМ передающей ЗС мешающей сети в направлении на ИСЗ	$\mathcal{E}_{ПД1} = 60$ дБВт
Значение ЭИИМ передающей ЗС базовой сети в направлении на ИСЗ	$\mathcal{E}_{ПД.Б} = 70$ дБВт
Антенна на базовом ИСЗ	Прямофокусная с $d_A = 0,6$ м

Параметр	Значение
Потери в осадках на линиях вверх и вниз	$a_{d1}(0,1\%) = 2,2$ дБ; $a_{d2}(0,1\%) = 1,66$ дБ
Частотный разнос между номинальными несущими базовой и каждой из мешающей систем на линии вниз	20 МГц, что соответствует частотному перекрытию в 16 МГц
Частотный разнос между номинальными несущими базовой и мешающей системы на линии вверх	25 МГц, что соответствует частотному перекрытию в 11 МГц

Порядок расчета:

1. По формуле (11.14) определяются азимутальные смещения позиций мешающих и базового спутников. Для ИС31 $\Delta\beta = 29,386^\circ$ для ИС32 $\Delta\beta = 32,805^\circ$, для базового ИС3 $\Delta\beta = 31,105^\circ$.

2. Используя формулу (11.13), определяются топоцентрические углы между позицией базового спутника и позициями каждого из мешающих ИС3. В результате расчета $\theta_{M1} = 1,719^\circ$; $\theta_{M2} = 1,7^\circ$.

3. Определяется разница между максимальным усилением приемной офсетной антенны (3.7) и ее усилением по внеосевым направлениям (3.23) для сигналов мешающих спутников:

$$\Delta g_{3C}(\theta_{Mj}) = 20 \lg(d_A/\lambda) + 25 \cdot \lg \theta_{Mj} + 10 \lg k_{И} - 19,06, \text{ дБ.} \quad (11.24)$$

Для офсетной антенны с $k_{И} = 0,7$ и $d_A/\lambda = 40,3$ рассчитанные значения составят: $\Delta g_{3C}(\theta_{M1}) = 17,38$ дБ и $\Delta g_{3C}(\theta_{M2}) = 17,26$ дБ.

4. По формуле (11.12) определяется разница в уровнях ЭИИМ базового и мешающих спутников. В результате $\Delta \mathcal{E}_{БР1} = 3,0$ дБ; $\Delta \mathcal{E}_{БР2} = 7,0$ дБ.

5. По формуле (11.11) вычисляется разница в потерях на спутниковых радиолиниях по направлениям к приемной ЗС от базового и мешающих ИС3. В результате $\Delta a_{\Sigma 1} = 0,001$ дБ; $\Delta a_{\Sigma 2} = -0,01$ дБ.

6. По формуле (11.16) определяется уровень снижения влияния каждого из мешающих ИС3 на приемную ЗС вследствие частичного перекрытия частотных полос взаимодействующих сигналов. В результате $L_{W1} = L_{W2} = 3,52$ дБ.

7. По формуле (11.9) рассчитывается защищенность ЗС от влияния каждого из мешающих ИС3 с учетом несовпадающей поляризации сигналов (значение L_{Pi} принято 6 дБ). В результате $A_{ЗС1} = 29,95$ дБ; $A_{ЗС2} = 33,77$ дБ.

8. По формуле (11.3) определяется уровень защищенности приемного оборудования базовой ЗС от суммарного воздействия помех двух мешающих ИС3 (рис. 11.4). В результате $A_{ЗС\Sigma 2} = 28,41$ дБ.

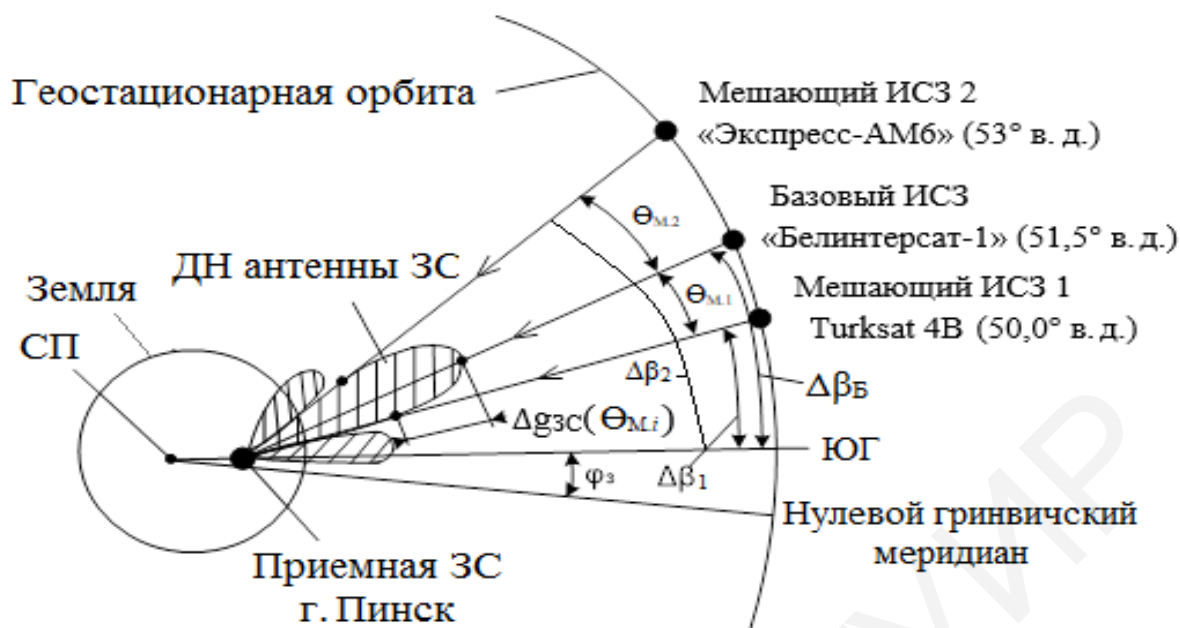


Рис. 11.4. Размещение спутников на ГО (для расчета ЭМС на линиях вниз)

9. На основании формул (11.17)–(11.22) выполняется расчет ЭМС рассматриваемых систем на линии вверх (рис. 11.5). Рассчитанные показатели имеют следующие значения: $\Delta\beta_i = 23,47^\circ$; $\Delta\beta_B = 29,45^\circ$; $\theta_{Mi} = 5,98^\circ$; $\Delta g_{БР}(\theta_{Mi}) = 20,62$ дБ; $\Delta a_{\Sigma i} = 0,013$ дБ; $\Delta \mathcal{E}_{ЗС i} = 10$ дБ; $L_{Wi} = 5,1$ дБ; $A_{БР i} = 41,73$ дБ.

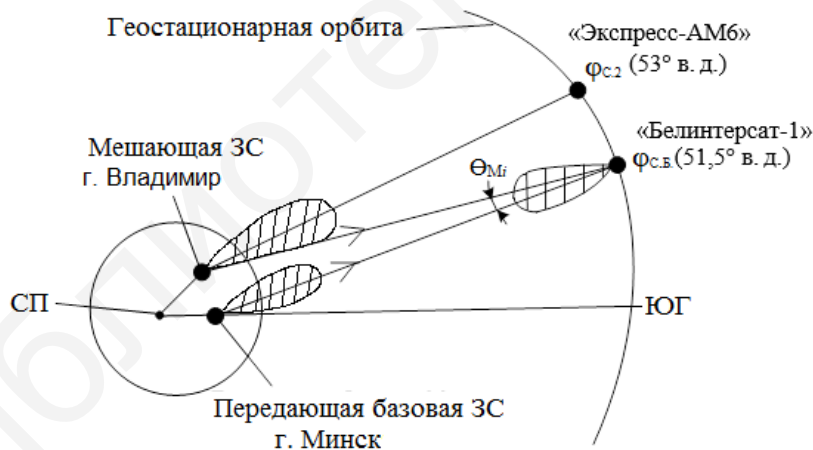


Рис. 11.5. Размещение спутников на ГО (для расчета ЭМС на линии вверх)

10. Так как по линии вверх действует единичная помеха со стороны передающей станции в г. Владимире, защищенность приемного оборудования бортового ретранслятора от воздействия помехи мешающей ЗС $A_{БР \Sigma 1} = A_{БР i} = 41,73$ дБ.

11. На основании (11.1) рассчитывается общая защищенность приемного оборудования базовой спутниковой системы от воздействия помех мешающих спутниковых систем на линиях вверх и вниз. В результате $A_{З,ОБ} = 28,19$ дБ.

12. По формулам (11.6) и (11.7) определяются защитные отношения БР и ЗС. Значения $\rho_{БР}$ и $\rho_{ТР,ЗС}$ рассчитываются по формулам разд. 5, а значения $a_{Д1}$ (Т)

и $a_{д2}(T)$ – по формулам разд. 4. Значение χ для радиолиний систем ФСС согласно табл. 11.1 составляют 12,2 дБ. Учитывая, что используется модуляция PSK-8, $R_L = 3/4$, $\Delta\rho_{\Sigma 2} = 2,79$ дБ, $\rho_K = 7,91$ дБ, $\xi = 0,5$ дБ, то значения $\rho_{ТР.ЗС} = 10,7$ дБ и $\rho_{БР} = 19,83$ дБ. Тогда $h_{ЗАЩ,БР} = 34,23$ дБ; $h_{ЗАЩ,ЗС} = 21,33$ дБ.

13. Используя формулу (11.5), вычисляется суммарная величина защитного отношения $h_{ЗАЩ}$, которая составит 20,22 дБ. Для проверки выполнения условия (11.4) полученное значение $h_{ЗАЩ}$ сравнивается с общей защищенностью $A_{3,ОБ}$. В результате $28,19 > 20,22$.

14. По формуле (11.23) вычисляется уровень снижения ОНШ на входе ПС базовой ЗС от суммарного воздействия помех мешающих систем. Полученная величина равна 0,077 дБ, что меньше принятого ранее значения $\xi = 0,5$ дБ.

Таким образом, условие электромагнитной совместимости систем выполняется, и координация не требуется.

11.4. Электромагнитная совместимость наземных и спутниковых систем

11.4.1. Методика расчета мешающего влияния ИСЗ на наземные станции

Поскольку полосы частот для спутниковых и наземных систем фиксированной и подвижной служб выделяются МСЭ на равной основе, то Регламентом радиосвязи установлены специальные требования, направленные на выполнение норм ЭМС между этими системами [16].

При проведении исследования условий совместимости наземных и спутниковых систем особое внимание уделяется взаимодействию спутниковых и радиорелейных систем передачи (РРСП). Это связано с тем, что, во-первых, РРСП обладают достаточно высокой чувствительностью приемных устройств и заметным ЭИИМ передающих средств и, во-вторых, их число достаточно велико, поскольку они получили широкое применение в системах сотовой связи для организации транспортных радиолиний в диапазонах частот: 12,75...13,25 ГГц, 14,5...15,36 ГГц, 17,7...19,7 ГГц, 22...23,6 ГГц, 24,5...26,5 ГГц, 37...39,5 ГГц.

К числу основных задач и мероприятий по обеспечению ЭМС между взаимодействующими наземными и спутниковыми системами можно отнести:

– определение необходимости проведения координации между системами на радиолинии вниз;

– определение показателя шум/помеха на входе системы наземной службы, например, РРСП от воздействия помех со стороны мешающего ИСЗ (рис. 11.6);

– определение плотности потока мощности Π_M , создаваемой на поверхности Земли излучениями геостационарных спутников.

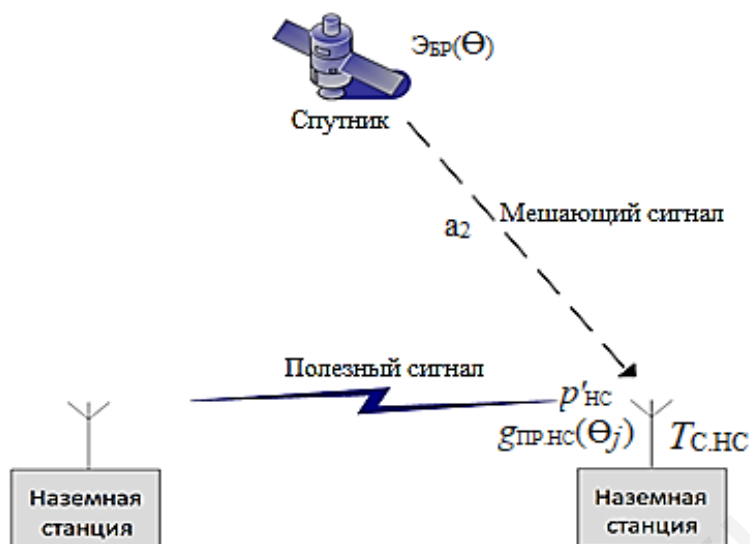


Рис. 11.6. Схема воздействия помехи спутника на наземную станцию

Показатель шум/помеха приемника НС от единичной помехи со стороны ИСЗ представляет собой разность между уровнем собственных шумов приемника НС и уровнем мощности помехи, создаваемой в зоне обслуживания:

$$\chi_{\text{НС}} = 10 \lg(k \cdot T_{\text{с.НС}} \cdot \Delta f_{\text{ш.НС}}) - p'_{\text{НС}}, \text{ дБ}, \quad (11.25)$$

где k – постоянная Больцмана; $T_{\text{с.НС}}$ – эквивалентная шумовая температура приемника НС, К; $\Delta f_{\text{ш.НС}}$ – шумовая полоса пропускания приемника НС, Гц; $p'_{\text{НС}}$ – уровень мощности помехи от ИСЗ на входе приемника НС, дБВт.

Уровень мощности помехи на входе приемника НС, которая находится в зоне воздействия спутниковой системы,

$$p'_{\text{НС}} = \text{ЭБР}(\theta) - a_2 + g_{\text{ПР.НС}}(\theta_j), \text{ дБВт}, \quad (11.26)$$

где $\text{ЭБР}(\theta)$ – ЭИИМ бортового ретранслятора в направлении приемника НС, рассчитываемая по формуле (1.9), дБВт; a_2 – потери мощности сигнала в свободном пространстве на радиолинии ИСЗ-НС, дБ; $g_{\text{ПР.НС}}(\theta_j)$ – усиление приемной антенны НС в направлении на мешающий ИСЗ, дБ.

Согласно принятым нормам для ЭМС фиксированной службы (Рекомендация МСЭ-R F.758-4) [92] различие между уровнем собственных шумов приемника НС и уровнем мощности помехи на его входе ($\chi_{\text{НС}}$, дБ) может изменяться в пределах от 6 до 10 дБ в зависимости от типа системы в течение не более 20 % времени наблюдений. Для кратковременных помех допустимые значения шум/помеха приведены в Рекомендации МСЭ-R F.1495 [98].

Учитывая большое число наземных систем и прежде всего радиорелейных, работающих в общих полосах частот с ИСЗ и имеющих разбросанную конфигурацию их размещения по территории зоны обслуживания, рекомендуется проводить расчет уровня ППМ, создаваемого спутниками у поверхности Земли.

Расчетные выражения и пороговые пределы ППМ для геостационарных систем С-, Ku-, Ka-диапазонов частот приведены в разд. 1. Условие совместности наземных и спутниковых систем не нарушается, если рассчитанные значения P_M по формуле (1.14) не превышают пороговых значений $P_{доп}$. Если условие $P_M \leq P_{доп}$ не выполняется, то, согласно РР, требуется координация систем. При проведении расчетов ЭМС потери в осадках и атмосфере не учитываются, поскольку с их учетом условия защищенности НС улучшаются [94].

Для вновь создаваемых спутниковых систем ФСС на плановой основе в Ku-диапазоне частот значение $P_{доп} = -114$ дБ (Вт/м²·МГц). Для систем РСС этого же диапазона значение ППМ при распространении сигналов в свободном пространстве не должно превышать величины $-103,6$ дБ (Вт/м²·27 МГц) на любом участке зоны обслуживания [16].

11.4.2. Пример расчета влияния помех ИСЗ на наземную станцию

В качестве примера расчета ЭМС спутниковых и наземных радиосистем взят вариант воздействия на частоте 11,0 ГГц помехи геостационарного ИСЗ ($\varphi_3 = 51,5^\circ$ в. д.) с $\mathcal{E}_{БР}(\theta) = 55,0$ дБВт на радиорелейную станцию, расположенную в г. Бресте ($\psi = 52,08^\circ$ с. ш., $\varphi_3 = 23,4^\circ$ в. д.).

Параметры НС следующие: диаметр приемной антенны $d_{А,НС} = 1,2$ м; полоса пропускания канала $\Delta f_k = 28$ МГц; $b_p = 1,25$; коэффициент шума приемника $n_{ш,пр} = 3$ дБ; потери в фидере $a_{ф,пр} = 0,5$ дБ; угол между направлением действия помехи и направлением максимального усиления приемной антенны $\theta = 20^\circ$.

Расчеты, выполненные по формулам (11.25) и (11.26), сведены в табл. 11.5.

Таблица 11.5

Расчет ЭМС спутниковой системы и наземной станции

Параметр	Значение
Наклонная дальность ИСЗ-НС, км	$r = 39071$
Потери мощности в свободном пространстве на линии ИСЗ-НС, дБ	$a_\Sigma = 205,17$
Усиление приемной антенны НС в направлении на мешающий ИСЗ, дБ	$g_{пр,НС} = 3,044$
ЭШТ приемной антенны НС, К	$T_{с,НС} = 649,23$
Уровень мощности шумов приемной системы, дБВт	$p_{ш,НС} = -126,97$
Уровень мощности помехи на входе НС, дБВт	$p_{НС} = -147,12$
Показатель защиты НС от помехи ИСЗ, дБ	$\chi_{НС} = 20,158$
Уровень ППМ в контрольной полосе – 4 кГц, дБВт/м ²	$P_M = -146,28$
Допустимый уровень ППМ для $\delta = 20^\circ$, дБВт/м ²	$P_{доп} = -142,5$

Полученные в результате расчета значения $\chi_{НС}$ и ППМ показывают, что на линии вниз между геостационарным спутником и радиорелейной станцией, находящейся в зоне его покрытия, условия ЭМС выполняются и координация систем не требуется.

11.4.3. Методика расчета влияния помех наземных станций на ИСЗ

На рис. 11.7 приведена схема мешающего воздействия помех наземной станции на приемное устройство бортового ретранслятора спутника. Совместимость систем на линии вверх характеризуется показателем защиты приемника БР от единичной помехи со стороны НС [92]:

$$\chi_{БР} = 10 \cdot \lg(k \cdot T_{С.БР} \cdot \Delta f_{Ш.БР}) - p'_{БР}, \text{ дБ}, \quad (11.27)$$

где $T_{С.БР}$ – ЭШТ приемника БР, К; $\Delta f_{Ш.БР}$ – шумовая полоса пропускания приемника БР, Гц; $p'_{БР}$ – уровень мощности помехи от НС на входе БР, дБВт.

Уровень мощности мешающего сигнала НС на входе приемника БР следующий:

$$p'_{БР} = 10 \lg P_{ПД.НС} + g_{НС}(\theta_i) - a_1 + g_{БР}(\theta), \text{ дБВт}, \quad (11.28)$$

где $P_{ПД.НС}$ – максимальная мощность передатчика НС, подводимая к антенне, Вт; $g_{НС}(\theta_i)$ – усиление антенны НС в направлении ИСЗ, дБ; a_1 – потери мощности сигнала в свободной среде на радиолинии НС-ИСЗ, дБ; $g_{БР}(\theta)$ – усиление приемной антенны ИСЗ в направлении на НС, дБ.

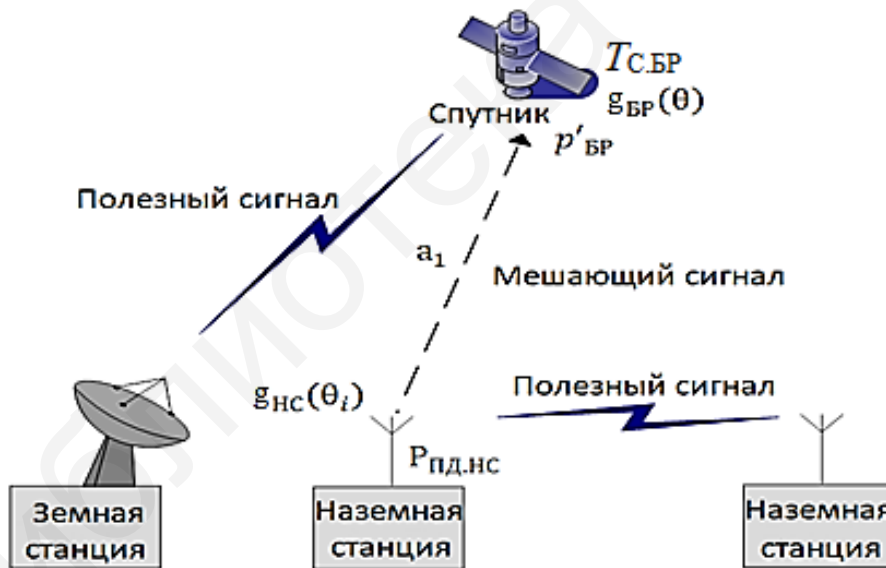


Рис. 11.7. Схема воздействия наземной станции на бортовой ретранслятор

Нормой ЭМС для систем ФСС при оценке показателя $\chi_{БР}$ является величина 12,2 дБ (Рекомендация МСЭ-R S.1432-1 [88]), что составляет 6 % мощности помехи со стороны НС от величины собственной мощности шумов приемника БР. Согласно Рекомендации МСЭ-R SF.1486 [95] величина $\chi_{БР}$ может снижаться в десятиминутных интервалах времени до 10 дБ, но не более чем в 20 % времени любого месяца.

Значительное число наземных систем, работающих в общих полосах частот с ИСЗ, не позволяет проводить координацию спутниковых служб для каждой отдельной НС. Поэтому РР установлены ограничения на ЭИИМ и выходную мощность НС, а также на минимальный угол отклонения направления нежелательного излучения ее антенны относительно направления на ГО. Рекомендуемые на линии вверх показатели приведены в табл. 11.6.

Таблица 11.6

Ограничения на параметры наземных станций

Диапазон частот, ГГц	ЭИИМ, дБВт	Максимальная мощность, дБВт	Угол, град
1...10	+55	13,0	2,0
10...15	+45	10,0	1,5
25, 25...27,5	+24 (в полосе 1 МГц)	–	1,5
Выше 15, за искл. 25, 25...27,5	+55	13,0	2,0

При построении радиорелейных линий необходимо, чтобы в местах размещения станций азимутальные направления их антенн отличались от направлений на ГО как минимум на 2° . Значения азимутальных смещений $\Delta\beta$ рассчитываются по (2.13) с учетом (2.16) и явления атмосферной рефракции (2.9). Учет атмосферной рефракции при расчете ЭМС необходим, поскольку углы мест антенн наземных РРСП обычно составляют несколько градусов, при которых начинает проявляться искривление траектории распространяемого сигнала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учебно-методическое пособие охватывает широкий круг вопросов, касающихся теории, методов расчета и построения систем цифрового спутникового мультимедийного вещания и интерактивной связи.

В нем подробно изложены принципы организации спутниковой сети многопрограммного вещания, способы и механизмы ретрансляции сигналов через бортовой комплекс, методы оценки энергетических потерь и энергетического потенциала радиолиний в реальных условиях эксплуатации. Разработаны и приведены математические модели прямого расчета помехоустойчивости систем с различными способами кодирования, видами сигналов и порядком модуляции, которые удобны для проведения исследований без необходимости привлечения процедур компьютерного моделирования. На их основе выполнены расчеты энергетических, информационных и системных показателей радиоканалов по критерию обеспечения требуемой достоверности приема в режимах мягкого и жесткого декодирования. Рассмотрены структурные модели передающих и приемных трактов в рамках рекомендаций стандартов DVB-S/S2, принципы функционирования subsystem и технические характеристики приемных устройств, использующих технологию «система на кристалле». Уделено внимание методам и средствам коллективного приема спутниковых сигналов на антенны головных станций с многоканальной трансмодуляцией и транскодированием сигналов. Изложены принципы построения мультисервисных систем и сетей, использующих распределительные средства стандартов DVB-C/C2, а также технологии IPTV и OTT-вещания.

Кроме того, в пособии представлен обстоятельный анализ организации интерактивной спутниковой связи и доступа к информационным ресурсам с удаленных стационарных и мобильных станций. Приведены модели построения центральной станции сопряжения и спутниковых интерактивных терминалов, особенности функционирования и механизмы их взаимодействия между собой согласно международным рекомендациям, протоколам и стандартам. Рассмотрены системы защиты медиаконтента, передаваемого по спутниковым и наземным сетям, от несанкционированного перехвата и нелегального распространения. Сформулированы требования и определена методика расчета по обеспечению электромагнитной совместимости геостационарных систем.

Актуальность издания состоит в возможности практического использования обсуждаемых теоретических и технических положений для подготовки молодых специалистов к разработке и эксплуатации систем. Материалы способствуют приобретению навыков к проведению научных исследований в области цифровой обработки сигналов, математического моделирования характеристик подсистем и анализа эффективного использования частотно-энергетического ресурса систем. Представленные сведения позволяют определить общие тенденции в построении современных радиосистем различного назначения и оценить инновационные пути развития спутниковой индустрии.

ПЕРЕЧЕНЬ ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

БР – бортовой ретранслятор
БЧХ – Боуза – Чоудхури – Хоквингема
ГО – геостационарная орбита
ГС – головная станция
ДН – диаграмма направленности
ЗС – земная станция
ИСЗ – искусственный спутник Земли
КА – космический аппарат
КИС – командно-измерительная станция
КК – коммутатор каналов
КРС – кабельная распределительная сеть
КУ – канальный усилитель
МСРЧ – Международный справочный регистр частот
МСЭ – Международный союз электросвязи
МТРЧ – Международная таблица распределения частот
МШУ – малошумящий усилитель
НС – наземная служба
ОНШ – отношение несущая/шум
ОПУ – опорно-поворотное устройство
ОЧР – орбитально-частотный ресурс
ППМ – плотность потока мощности
ПС – приемная система
ПУ – приемная установка
ПФ – полосовой фильтр
ПЧ – промежуточная частота
ПЦСВ – приемник цифрового спутникового вещания
РР – Регламент радиосвязи
РСС – радиовещательная спутниковая служба
РЧС – радиочастотный спектр
СИТ – спутниковый интерактивный терминал
СССВ – спутниковая сеть связи и вещания
ТП – транспортный поток
УМ – усилитель мощности
УРС – устройство разделения сигналов
УСС – устройство сложения сигналов
ФБП – фильтр боковой полосы
ФМ – фазовая модуляция
ФСС – фиксированная спутниковая служба
ЦСС – центральная станция сопряжения
ЭП – энергетический потенциал
ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Loop/Line) – асимметричная цифровая абонентская линия

ASI (Asynchronous Serial Interface) – асинхронный последовательный интерфейс
BPN/GPON (Broadband Passive Optical Network / Gigabit passive Optical Network) – широкополосная/гигабитная пассивная оптическая сеть

C-диапазон – диапазон частот в спутниковой связи от 3,4 до 6,5 ГГц

CA (Conditional Access) – условный доступ

CAS (Conditional Access System) – система условного доступа

CDN (Content Delivery Network) – сеть доставки контента

CSS (Content Scrambling System) – система скремблирования контента

DCT (Discrete Cosine Transform) – дискретно-косинусное преобразование

DMB (Digital Multimedia Broadcast) – цифровое мультимедийное вещание

Dolby digital (AC-3) – система пространственного 6-канального воспроизведения звука фирмы Dolby

DTH (Direct to Home) – прямое (спутниковое) вещание

DiSEqC (Digital Satellite Equipment Control) – управление цифровым спутниковым оборудованием

DSNG (Digital Satellite News Gathering) – цифровая спутниковая видеожурналистика

DVB (Digital Video Broadcasting) – цифровое телевизионное вещание (ЦТВ)

DVB-C (Digital Video Broadcasting Cable) – ЦТВ по кабельным сетям (стандарт)

DVB-S (Digital Video Broadcasting Satellite) – ЦТВ по сетям спутникового вещания

Ethernet – сетевой интерфейс IEEE 802.3 для ЛВС от 10 до 100 Мбит/с

EPG (Electronic Program Guide) – электронная программа передач

ETSI (European Telecommunications Standards Institute) – Европейский институт стандартов электросвязи

FEC (Forward Error Correction) – прямая коррекция ошибок

GOP (Group of Pictures) – группа изображений

HDTV (High Definition TV) – телевидение высокой четкости

HTTP (Hyper Text Transfer Protocol) – протокол передачи гипертекста

IGMP (Internet Group Management Protocol) – протокол управления интернет-группами

I-picture (Intra-picture) – кадр с внутренним кодированием

IP (Internet Protocol) – сетевой протокол пакетной передачи в сети Интернет

IPG (Interactive Program Guide) – интерактивная программа передач

Ku-диапазон – диапазон частот в спутниковой связи от 10 до 18 ГГц

Ka-диапазон – диапазон частот в спутниковой связи от 17 до 32 ГГц

L-диапазон – диапазон частот в спутниковой связи от 0,9 до 2,5 ГГц

LDPC (Low-density parity check) – код с низкой плотностью проверки на четность

LNB (Low Noise Block Down Converter) – малошумящий понижающий конвертор

MF-TDMA (Multi Frequency Time Division Multiple Access) – многочастотный доступ с временным разделением каналов

MPE (Multi-protocol Encapsulation) – многопротокольная инкапсуляция

MPEG (Moving Pictures Experts Group) – группа экспертов по подвижным изображениям

MPTS (Multi Program Transport Stream) – многопрограммный транспортный поток

NOC (National Operations Center) – национальный операционный центр

ODU (Outdoor Unit) – внешний блок

OTT (Over the Top) – доставка контента по открытой сети Интернет

PAT (Program Association Table) – таблица взаимосвязи программ

PCR (Program Clock Reference) – программа эталонных часов

PES (Packetized Elementary Stream) – пакетированный элементарный поток

PID (Packet Identification) – идентификатор пакета

PSI (Program Specific Information) – служебная информация о программах

PSK (Phase Shift Keying) – фазовая модуляция

PTS (Presentation Time Stamp) – временная метка представления

QAM (Quadrature Amplitude Modulation) – квадратурная амплитудная модуляция

QoS (Quality of Service) – уровень качества обслуживания

QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) – квадратурная фазовая модуляция

RCS (Return Channel via Satellite) – обратный спутниковый канал

RTP (Real-Time Transport Protocol) – транспортный протокол реального времени

RTSP (Real-Time Streaming Protocol) – протокол потоковой передачи реального времени

SCR (System Clock Reference) – ссылка на системные часы

SDI (Serial Digital Interface) – последовательный цифровой интерфейс

SI (Service Information) – служебная информация

SMATV (Satellite Master Antenna Television) – спутниковое телевидение

коллективного пользования

SNMP (Simple Network Management Protocol) – простой протокол сетевого управления

SPTS (Single Program Transport Stream) – однопрограммный транспортный поток

STB (Set Top Box) – цифровая ТВ-приставка

TCP (Transport Control Protocol) – протокол управления передачей

TS (Transport Stream) – транспортный поток

UDP (User Datagram Protocol) – протокол пользовательских датаграмм

VPN (Virtual Private Network) – виртуальная частная сеть

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Системы спутниковой связи с эллиптическими орбитами / Е. Ф. Камнев [и др.]. – М. : Глобсатком, 2009. – 724 с.
2. Липкович, Э. Б. Проектирование и расчет систем цифрового спутникового вещания : учеб.-метод. пособие / Э. Б. Липкович, Д. В. Кисель. – Минск : БГУИР, 2006. – 135 с.
3. Липкович, Э. Б. Проектирование цифровых систем спутникового мультимедийного вещания и интерактивной связи : учеб.-метод. пособие / Э. Б. Липкович. – Минск : БГУИР, 2017. – 67 с.
4. Спутниковая связь и вещание : справочник / В. А. Бартнев [и др.] ; под ред. Л. Я. Кантора. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1997. – 528 с.
5. Крылов, А. М. Основные спутниковые сервисы и тенденции их развития в XXI веке / А. М. Крылов // Технологии и средства связи. Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание – 2015». – С. 68–74.
6. ETSI EN 300 421. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300400_300499/300421.
7. ETSI EN 301 210. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for DSGN and other contribution applications by satellite [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.etsi.org/deliver/etsi>.
8. ETSI EN 301 790. Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for satellite distribution systems (DVB-RCS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/301700_301799/en_301790v01051p.pdf.
9. ETSI EN 302 307. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2) [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.etsi.org/deliver/etsi>.
10. ETSI EN 302 307. Стандарт DVB-S2. Система цифрового спутникового вещания второго поколения [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302307v010301p.pdf.
11. ETSI TR 102 376. User guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.etsi.org/deliver/etsi_en.
12. Анпилогов, В. Р. О спутниках HTS / В. Р. Анпилогов // Технологии и средства связи. Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание – 2014». – С. 50–51.
13. Анпилогов, В. Р. Многолучевые антенные системы HTS / В. Р. Анпилогов, А. Н. Шишлов, А. Г. Эйдуc // Технологии и средства связи. Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание – 2014». – С. 54–67.
14. ETSI EN 302 307. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2; DVB-S2 Extensions (DVB-S2X) [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.etsi.org/deliver/etsi_en.

15. Выгонский, Ю. Полезные нагрузки современных спутников ФСС/РСС / Ю. Выгонский // Технологии и средства связи. Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание – 2015». – С. 44–50.
16. Электромагнитная совместимость систем спутниковой связи / Л. Я. Кантор [и др.]; под ред. Л. Я. Кантора, В. В. Ноздрина. – М. : НИИР, 2009. – 280 с.
17. Регламент радиосвязи. Приложение 30В, МСЭ, 2008 г.
18. Спилкер, Дж. Цифровая спутниковая связь / Дж. Спилкер; под ред. В. В. Маркова; пер. с англ. – М. : Связь, 1979. – 592 с.
19. Антенны систем спутниковой связи и навигации : учеб. пособие / Н. А. Бей [и др.]; под ред. Н. А. Бея. – М. : Рудомино, 2010. – 210 с.
20. Рекомендация МСЭ-R P.834-6. Влияние тропосферной рефракции на распространение радиоволн.
21. Системы наведения земных станций спутниковой связи / А. М. Покрас [и др.]. – М. : Связь, 1978. – 150 с.
22. Антенны и устройства СВЧ : Проектирование фазированных антенных решеток : учеб. пособие / под ред. Д. И. Воскресенского. – М. : Радио и связь, 1981. – 431 с.
23. Рекомендация МСЭ-R F.699-7. Эталонная диаграмма направленности антенн фиксированных беспроводных систем для использования при изучении, координации и оценке помех в диапазоне частот от 100 МГц до 70 ГГц.
24. Рекомендация МСЭ-R S.465-6. Эталонная диаграмма направленности антенн земных станций фиксированной спутниковой службы для использования при координации и оценке помех в диапазоне частот от 2 до 31 ГГц.
25. Рекомендация МСЭ-R S.1428-1. Эталонные диаграммы направленности антенн земных станций ФСС для использования в процессе оценки помех в ситуациях с негеостационарными спутниками в полосах частот 10,7...31 ГГц.
26. Рекомендация МСЭ-R ВО.1443-2. Эталонные диаграммы направленности антенн земных станций РСС для использования оценки помех, вызываемых спутниками НГСО.
27. Рекомендация МСЭ-R S.580-6. Диаграммы излучения, предназначенные для использования в качестве проектных параметров для антенн земных станций, работающих с геостационарными спутниками.
28. Рекомендация МСЭ-R ВО.1443-2. Эталонная ДН антенн ЗС для радиовещательной спутниковой службы в полосе частот 11,7...12,75 ГГц.
29. Рекомендация МСЭ-R P.618-10. Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для систем связи Земля – Космос.
30. Рекомендация МСЭ-R P.676-7. Затухание в атмосферных газах.
31. Рекомендация МСЭ-R P.838-3. Модель удельного ослабления радиоволн в дожде, используемая в методах прогнозирования.
32. Рекомендация МСЭ-R P.840-3. Потери в облаках и тумане.
33. Рекомендация МСЭ-R P.837-5. Характеристика атмосферных осадков для моделирования распространения радиоволн.

34. Рекомендация МСЭ-R P.839. Модель высоты слоя осадков, используемая в моделях предсказания.
35. Рекомендация МСЭ-R P.841-5. Преобразование годовой статистики в статистику наилучшего месяца года.
36. Рекомендация МСЭ-R P.1815. Дифференциальное ослабление сигналов в дожде.
37. Рекомендация МСЭ-R S.1432. Распределение допустимого ухудшения качества по ошибкам в гипотетических эталонных цифровых трактах ФСС, возникающего из-за неизменных во времени помех, для систем, работающих на частотах ниже 30 ГГц.
38. Прокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис; под ред. Д. Д. Кловского; перевод с англ. – М. : Радио и Связь, 2000. – 800 с.
39. Скляр, Б. Цифровая связь : теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; под ред. А. В. Назаренко; перевод с англ. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
40. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А. Г. Зюко [и др.]. – М. : Радио и связь, 1985. – 272 с.
41. Банкет, В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В. Л. Банкет, В. М. Дорофеев. – М. : Радио и связь, 1998. – 239 с.
42. Золотарёв, В. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы : справочник / В. В. Золотарёв, Г. В. Овечкин. – М. : Горячая линия – Телеком, 2004. – 126 с.
43. ETSI TR 101 290. Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/101200_101299/101290/01.03.01_60/tr_101290v010301p.pdf.
44. Морелос-Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-Сарагоса. – М. : Техносфера, 2005. – 320 с.
45. Красносельский, И. Н. Исследование помехоустойчивости систем DVB-T на модели канала с многолучевым распространением / И. Н. Красносельский, С. А. Канев // Электросвязь. – 2010. – №7. – С. 28–30.
46. Рекомендация МСЭ-R BT. 601-5. Studio Encoding Parameters of Digital Television for Standard 4:3 and Wide-Screen 16:9 Aspect Ratios.
47. Сэломон, Д. Сжатие данных, изображений и звука / Д. Сэломон. – М. : Техносфера, 2004. – 368 с.
48. Ричардсон, Я. Видеокодирование. H.264 и MPEG-4-стандарты нового поколения / Я. Ричардсон. – М. : Техносфера, 2005. – 368 с.
49. ISO/IEC 11 172-3. Information Tehnology-Coding of Moving Pictures and Associated Audio for Digital Storage Media. Part 3: Audio, 1993.
50. ISO/IEC 13 818-7. Information Tehnology. Generic Coding of Moving Pictures and Associated Audio Information. Part 7: Advanced Audio Coding (AAC). / Ed.1, JTS1/SC 29, 1997.
51. Дворкович, В. П. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) / В. П. Дворкович, А. В. Дворкович. – М. : Техносфера, 2012. – 1008 с.

52. ISO/IEC 14 496-3: Information Technology. Coding of audio-visual objects – Part 3: Audio, AMENDMENT 1: HD-AAC profile and MPEG Surround signaling / JTC1 / SC 29 / WG11, 2005.

53. Карпов, Ю. Смесители, преобразователи, умножители и делители частоты СВЧ-диапазона отечественного производства / Ю. Карпов // Компоненты и технологии. – 2008. – №9. – С. 22–27.

54. Багуцкий, В. Беспроводные решения для цифрового телевидения от компании Conexant / В. Багуцкий // ChipNews. – 2007. – №8. – С. 23–25.

55. Шевченко, П. Декодер цифрового телевизионного сигнала высокой четкости : система на кристалле / П. Шевченко, А. Шкуренко // Электроника : Наука, Технология, Бизнес. – 2007. – №8. – С. 62–66.

56. Шевченко, П. Платформа для разработки СБИС декодера ТВ-сигнала / П. Шевченко // Электроника : Наука, технология, бизнес. – 2010. – №3. – С. 60–65.

57. Гольдберг, Д. Интерфейсные IP-блоки с многоканальным ПДП-контроллером / Д. Гольдберг, Г. Чумаченко // Компоненты и технологии. – 2010. – №10. – С. 84–86.

58. ETSI EN 300 429. Framing structure, channel coding and modulation for cable systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.etsi.org/deliver/etsi_en.

59. ETSI EN 302 769. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2) [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.etsi.org/deliver>.

60. Оптическая система распределения SAT и TV-сигналов [Электронный ресурс]. Режим доступа : <http://www.kseti.spb.ru>.

61. Липкович, Э. Б. Системы наземного цифрового телевизионного вещания : учеб.-метод. пособие / Э. Б. Липкович. – Минск : БГУИР, 2011. – 92 с.

62. Бителева, А. Новые решения WISi на базе IP-коммутатора / А. Бителева // Телеспутник. – 2011. – №6. – С. 38–40.

63. Колгатин, С. Ю. Платформа Luminato от компании Teleste (Финляндия) / С. Ю. Колгатин // Телеспутник. – 2015. – №11. – С. 50–51.

64. Захаренков, А. Компактная головная станция Polytron PCU 4000 / А. Захаренков // Телеспутник. – 2015. – №11. – С. 54–56.

65. Многоцелевая модульная DVB/IPTV цифровая головная станция [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.konturm.ru>.

66. ETSI TS 102 991. Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation Guidelines for a second generation digital cable transmission system (DVB-C2).

67. ETSI TS 302 775. Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2).

68. Robert. J. DVB-C2-стандарт передачи по сетям KJB следующего поколения / J. Robert, C. Schaaf, L. Stadelmeier // Телеспутник. – 2009. – №12. – С. 81–86.

69. Internet Television Is An Open Platform : Jeremy Allair; http://www.masternewmedia.org/news/2005/05/17/internet_television_is_an_open.html.

70. Сэнджой, П. Распределение цифрового видео по широкополосным, телевизионным, мобильным и конвергентным сетям. Тенденции, проблемы и решения / П. Сэнджой. – М : Техносфера, 2012. – 440 с.
71. Кривошеев, М. И. Интерактивное телевидение / М. И. Кривошеев, В. Г. Федунин. – М. : Радио и связь, 2000. – 344 с.
72. Анпилогов, В. Р. Системы на основе геостационарных спутников связи и вещания Ка-диапазона / В. Р. Анпилогов // Технологии и средства связи / Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание – 2013». – С. 16–26.
73. ETSI EN 301 428. Satellite Earth Stations and System (SES); Harmonized EN for Very Small Aperture Terminal (VSAT); Transmit-only, transmit/receive or receive-only satellite earth stations operating in the 11/12/14 GHz frequency bands converging essential requirements under article 3.2 of the R & TTE directive [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.etsi.org/deliver/etsi>.
74. ETSI EN 301 489-12. Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Electromagnetic Compatibility (EMC) standard for radio equipment and services; Part 12: Specific conditions for very Small Aperture Terminal, Satellite Interactive Earth Stations operated in the frequency ranges between 4 GHz and 30 GHz in the Fixed Satellite Service (FSS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.etsi.org/deliver/etsi>.
75. Рекомендация МСЭ-R S.728. Maximum permissible level of e.i.r.p. density from very small aperture terminals (VSATs).
76. Рекомендация МСЭ-R S.726-1. Maximum permissible level of spurious emissions from very small aperture terminals (VSATs).
77. Рекомендация МСЭ-R S.727-1. Cross-polarization isolation from very small aperture terminals (VSATs).
78. Рекомендация МСЭ-R SM. 337-4. Frequency and distance separations.
79. Диденко, М. Состояние и перспективы развития подвижного VSAT / М. Диденко, И. Столяров, А. Шкитин // Технологии и средства связи / Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание – 2013». – С. 82–88.
80. EN 50221-1997. Common Interface Specification for Conditional Access and other DVB Decoder Applications.
81. ETSI TS 101197. Digital Video Broadcasting (DVB); DVB SimulCrypt; Head-end architecture and synchronization.
82. ETSI TR 102035. Implementation Guidelines of the DVB SimulCrypt Standard.
83. Гелун, Г. Под замком / Г. Гелун // Телеспутник. – 2015. – №11. – С. 46–48.
84. Зубарев, Ю. Б. Цифровое телевизионное вещание / Ю. Б. Зубарев, М. И. Кривошеев, И. Н. Красносельский. – М. : НИИР, – 2001. – 568 с.
85. ITU. Collection of the Basic texts of the International Telecommunication Union adopted by the Plenipotentiary. ITU Constitution, 2007.
86. Регламент радиосвязи, 2004.
87. Регламент радиосвязи, п. 11.32А, 2008.
88. Рекомендация МСЭ-R S.1432. Распределение допустимого ухудшения качества по ошибкам в гипотетических эталонных цифровых трактах ФСС.

89. Рекомендация МСЭ-R S.742-1. Методы использования спектра.
90. Рекомендация МСЭ-R S.1254. Параметры упрощения процесса координации спутниковых сетей фиксированной спутниковой службы.
91. Регламент радиосвязи. Приложение 30 и 30А, МСЭ, 2008.
92. Рекомендация МСЭ-R F.758-4. Принципы разработки критериев совместного использования частот наземной фиксированной службой с другими службами.
93. Рекомендация МСЭ-R F.1495. Критерии помех для защиты систем фиксированной службы от изменяющихся во времени агрегатных помех со стороны других служб, использующих частоты в полосе 17,7...19,3 ГГц на первичной основе.
94. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем : учеб. пособие / А. Л. Бузов [и др.]; под ред. проф. М. А. Быховского. – М. : Эко-Трендз, 2006. – 376 с.
95. Рекомендация МСЭ-R SF.1486. Методика совместного использования частот системами фиксированного беспроводного доступа фиксированной службы и терминалами с очень малой апертурной антенны фиксированной спутниковой службы в полосе 3400...3700 МГц.

Учебное издание

Липкович Эдуард Борисович

**СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА СПУТНИКОВОГО
МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ
И ИНТЕРАКТИВНОЙ СВЯЗИ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Е. В. Иванюшина*

Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка, оригинал-макет *В. М. Задоя*

Подписано в печать **. **.2019. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. . Уч.-изд. л. 19,0. Тираж 70 экз. Заказ 73.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.
Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск