

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

Кафедра систем телекоммуникаций

Э.Б. Липкович, Д.В. Кисель

***ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАСЧЕТ СИСТЕМ
ЦИФРОВОГО СПУТНИКОВОГО ВЕЩАНИЯ***

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
по дисциплинам «Проектирование спутниковых систем телекоммуникаций»
и «Проектирование систем радиосвязи, радиовещания и телевидения»
для студентов специальностей
«Многоканальные системы телекоммуникаций»,
«Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»
всех форм обучения

УДК 621.396.946.2 (075.8)

ББК 32.884.1 я 73

Л 61

Р е ц е н з е н т:

доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций,
канд. техн. наук И.И. Астровский

Липкович Э.Б.

Л 61 Проектирование и расчет систем цифрового спутникового вещания: Учеб.-метод. пособие по дисц. «Проектирование спутниковых систем телекоммуникаций» и «Проектирование систем радиосвязи, радиовещания и телевидения» для студ. спец. «Многоканальные системы телекоммуникаций», «Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения» всех форм обуч./ Э.Б. Липкович, Д.В. Кисель. – Мн.: БГУИР, 2006. – 135 с.: ил.
ISBN 985-444-868-1

В пособии изложены принципы организации цифрового спутникового многопрограммного вещания и передачи данных с использованием стандарта цифрового сжатия MPEG-2. Приведены базовые положения по методам сжатия данных, формированию цифровых потоков, обработке и передаче цифровых сигналов. Представлены схемы построения приемных систем индивидуального и коллективного пользования с микроволновыми и кабельными принципами распределения программ. Разработаны методы проектирования приемных систем цифрового спутникового вещания (ЦСВ) и даны примеры расчета их параметров. Пособие предназначено для студентов, магистрантов и аспирантов, занятых исследованиями в области систем и сетей телекоммуникаций.

УДК 621.396.946.2 (075.8)
ББК 32.884.1 я 73

Авторы выражают благодарность ст. гр. 060807 Ю.М. Борушко за оказанную помощь в подготовке данного пособия.

ISBN 985-444-868-1

© Липкович Э.Б., Кисель Д.В., 2006
© БГУИР, 2006

ПЕРЕЧЕНЬ ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- ADSL – Asymmetric Digital Subscriber Loop/Line – асимметричная цифровая абонентская линия
- ASI – Asynchronous Serial Interface – асинхронный последовательный интерфейс
- C-диапазон – диапазон частот в спутниковой связи от 3,4 до 6,5 ГГц
- DiSEqC – Digital Satellite Equipment Control – управление цифровым спутниковым оборудованием
- DSNG – Digital Satellite News Gathering – цифровая спутниковая видео- журналистика
- 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
- DVB-МC – Digital Video Broadcasting Microwave – ЦТВ в микроволновом диапазоне
- Ethernet – сетевой интерфейс IEEE 802.3 для ЛВС от 10 до 100 Мбит/с
- ETSI – European Telecommunications Standards Institute – Европейский институт стандартов электросвязи
- FEC – Forward Error Correction – прямая коррекция ошибок
- FTP – File Transfer Protocol – протокол передачи файлов
- HTTP – Hyper Text Transfer Protocol – протокол передачи гипертекста
- I-picture – Intra-picture – кадр с внутренним кодированием
- IP – Internet Protocol – сетевой протокол пакетной передачи в сетях Internet
- Ku-диапазон – диапазон частот в спутниковой связи от 10 до 18 ГГц
- L-диапазон – диапазон частот в спутниковой связи от 0,9 до 2,5 ГГц
- MP@ML – Main Profile on Main Level – основной профиль MPEG-2 на основном уровне
- MPEG – Moving Pictures Experts Group – группа экспертов по подвижным изображениям
- Musicam – Masking Pattern Adapted Universal Sub-Band Integrated Coding and Multiplexing – полосное кодирование и мультиплексирование с учетом маскирования
- PES – Packetized Elementary Stream – пакетированный элементарный поток
- PID – Packet Identification – идентификатор пакета
- QAM – Quadrature Amplitude Modulation – квадратурная амплитудная модуляция
- QoS – Quality of Service – уровень качества обслуживания
- QPSK – Quadrature Phase Shift Keying – квадратурная фазовая модуляция
- 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
- TCP – Transport Control Protocol – протокол управления передачей

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается слияние средств телерадиовещания, телекоммуникаций и компьютерных технологий в единые информационные среды с целью предоставления пользователям новых и гораздо более совершенных видов услуг. Преимущества цифровых технологий в теле- и радиовещании стали очевидны после принятия основных европейских стандартов в области спутникового DVB-S, наземного DVB-T и кабельного DVB-C вещания и распределения программ. Развитые страны быстро перешли на цифровую обработку телепрограмм в студиях, цифровую передачу многопрограммного вещания по спутниковым каналам, доставку потоков к головным станциям, микроволновое распределение телеинформационных сигналов, экстренную передачу новостей в стандарте DSNG, и спутниковый доступ к информационным ресурсам [1, 2].

Применение цифровых технологий в спутниковом вещании позволило устранить многие недостатки, присущие традиционным аналоговым способам передачи, и использовать эффективные методы многопрограммного вещания с передачей мультимедийных, телематических и телекоммуникационных данных в общем радиоканале. С реализацией цифровых способов передачи существенно улучшены качество изображения и звука, расширены функциональные возможности систем, во много раз увеличена пропускная способность вещательных каналов, созданы условия взаимодействия с высокоинформативными системами и службами, включая сети Интернет.

Быстрый переход от аналоговых к цифровым принципам вещания стал возможен благодаря прогрессу в области цифрового сжатия сигналов, канального кодирования, полосноберегающих методов модуляции, цифровой обработке сигналов и существенному изменению технической базы подготовки и хранения видеоматериалов. Основой прогресса в цифровом телевидении стал принятый в ноябре 1994 г. международный стандарт MPEG-2. Стандарт определил правила кодирования сигналов как для стандартного и широкоформатного телевидения, так и для телевидения высокой четкости. Он пригоден для различных цифровых систем ТВ с различными уровнями качества, разрешающей способностью и скоростью передачи. К настоящему времени создано свыше 40 увязанных между собой стандартов в различных областях цифрового вещания, учитывающих специфику транспортных сред передачи.

Переход на цифровой формат потребовал не только переоснащения комплексов телерадиовещания, но и послужил основой для подготовки и переподготовки специалистов в области цифровых технологий радиосвязи, радиовещания и телевидения. Однако за последние годы издано незначительное количество книг и пособий для изучения принципов и методов цифровой передачи радиосигналов. В этих изданиях не отражены вопросы проектирования и расчета систем приема и распределения телеинформационных сигналов цифрового спутникового вещания (ЦСВ).

Данное учебное пособие ставит своей целью устранить имеющийся пробел.

1 ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ СПУТНИКОВОГО ВЕЩАНИЯ

Спутниковое вещание представляет собой однонаправленную передачу телевизионных и звуковых программ, а также мультимедийных приложений, включая данные Интернет, от передающих земных станций (ЗС) к приёмному оборудованию через бортовые ретрансляторы спутника. В отличие от наземного вещания с помощью спутникового могут покрываться значительные территории Земли с неограниченным числом приемных станций, расположенных как на суше, так и на море [3]. Передача мультимедийных данных (каталоги, видеоматериалы, программные продукты, титры, финансовые и спортивные новости и др.) строится на использовании открытого стандарта MPEG-2/DVB-S. Доставка информационных данных по спутниковым каналам осуществляется как группам пользователей в форме потокового вещания (режим Multicast), так и одиночным пользователям в форме адресной доставки цифровых пакетов фиксированного объёма в определённое время (режим Unicast).

Земные станции спутниковых систем вещания обычно вынесены за пределы городов и связаны с центрами формирования ТВ-программ и мультимедийной информации волоконно-оптическими, коаксиальными или радиорелейными линиями связи (рисунок 1.1). Число передающих ЗС в комплексе подачи программ на спутник может быть различным и определяться числом стран, участвующих в вещании через конкретный ИСЗ (искусственный спутник Земли). В целях контроля за качеством передач на каждой ЗС осуществляется прием сигналов, транслируемых через спутник. Для наполнения цифровых пакетов информацией, передаваемой на несущих $f_1 \dots f_n$, на ЗС дополнительно осуществляется прием данных Интернет, программ с других ИСЗ, а также формирование собственных программ на телерадиостудии.

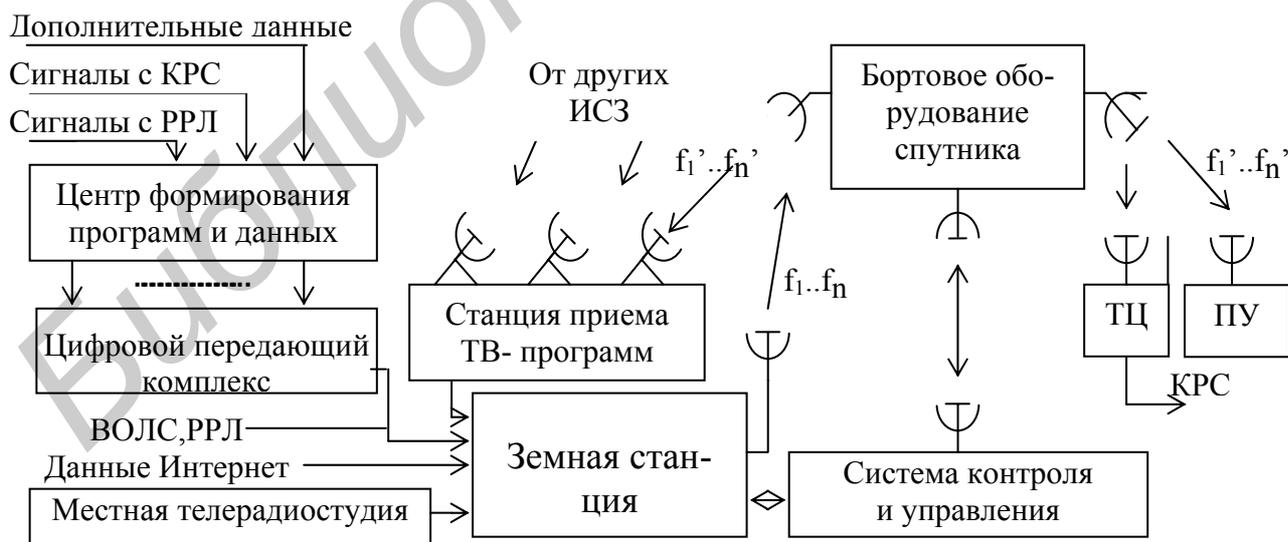


Рисунок 1.1 – Структурная схема системы спутникового вещания

Приём сигналов вещания с ИСЗ осуществляется на профессиональное оборудование телецентров (ТЦ), головные станции (ГС), приёмные установки (ПУ) индивидуального и коллективного пользования. Сигналы с профессио-

нальных станций поступают к потребителям через местный телецентр, а с головных станций – по эфирным (MMDS, MVDS и др.) или кабельным распределительным сетям (КРС). При индивидуальном приёме осуществляется непосредственный приём сигналов с ИСЗ на недорогие ПУ с антеннами относительно малого диаметра (0,6...1,2 м). Антенны приемных систем (ПС) либо фиксируются в направлении на заданный спутник либо имеют возможность перестройки на другие ИСЗ посредством применения опорно-поворотного устройства (ОПУ) [4].

Спутниковое вещание в основном строится на использовании геостационарных ИСЗ, орбита которых является круговой и расположена в плоскости экватора Земли с удалением от её центра на расстояние

$$r_0 = \left(\frac{\Gamma \cdot M \cdot T_0^2}{4 \cdot \pi^2} \right)^{1/3}, \text{ км}, \quad (1.1)$$

где r_0 – радиус орбиты; M – масса Земли, равная $5,976 \cdot 10^{34}$ кг; Γ – постоянная гравитации, равная $6,67 \cdot 10^{-11}$ Н · м²/кг²; T_0 – период обращения спутника вокруг Земли, равный 23 ч 56 мин 04 с (86164 с).

Выражение (1.1) получено из условия того, что на ГО сила гравитации F_Γ , притягивающая спутник к поверхности Земли, и центробежная сила F_Ω , действующая на спутник, уравновешены, т.е. $F_\Gamma = F_\Omega$:

$$F_\Gamma = \Gamma \cdot M \cdot m / r_0^2, \text{ Н}; \quad F_\Omega = m \cdot v^2 / r_0, \text{ Н},$$

где m – масса ИСЗ, кг; v – скорость спутника на орбите $(2\pi r_0) / T_0$, м/с. Высота орбиты относительно поверхности Земли

$$H = r_0 - R_3 = 35786 \text{ км}, \quad (1.2)$$

где R_3 – усредненный радиус Земли, равный 6370 км.

При строгом подходе к форме и положению ГО в пространстве следует учитывать асимметричность гравитационного поля Земли, силу давления солнечного света на ИСЗ и гравитационное влияние Луны и Солнца. Однако эти факторы, приводящие к небольшой эллиптичности орбиты и наклону её плоскости относительно экваториальной, в рамках рассматриваемых вопросов не являются существенными и могут не приниматься во внимание.

Уникальность орбиты заключается в том, что спутник, находясь на ней, движется по инерции со скоростью равной 3,064 км/с, не требуя расхода топлива. Спутник, перемещаясь с запада на восток, для наземного наблюдателя кажется неподвижным, поскольку угловые скорости спутника и Земли совпадают. Эти обстоятельства позволяют обеспечить круглосуточное вещание на непереключаемые приёмные антенны при стабильном уровне сигналов на их выходе. С помощью трех равноудаленных спутников на ГО можно охватить вещанием до 95 % поверхности Земли (за исключением районов выше 81,3° северной и южной широт).

Вследствие уникальности этой орбиты её отдельные участки уже перенасыщены вещательными ИСЗ. Их общее число в настоящее время превышает 250, в том числе российский космический сегмент содержит 15 космических аппаратов. Для увеличения числа ИСЗ на ГО и объёма вещания в требуемую зону некоторые операторы располагают на одной позиции несколько спутников. Так, на позиции 13° в.д. располагается пять ИСЗ серии «Hot Bird», а на позиции 19,2° в.д. – семь ИСЗ серии «Astra». Для организации независимого приёма с требуемых ИСЗ используют частотное, поляризационное и пространственное разделение сигналов. Чтобы предотвратить возможность столкновений спутников и обеспечить постоянство их положения на ГО, задействованы специальные системы контроля и управления орбитальными группировками. Требуемое положение спутников поддерживается с помощью корректирующих двигателей, включаемых по командам с наземных комплексов управления. Точность удержания ИСЗ на заданной позиции обычно не хуже $\pm 0,1^\circ$ (соответствует отклонению ИСЗ на ГО до 70 км). В новых разработках спутниковых систем серии Intelsat, Asiasat и других точность удержания ИСЗ на ГО ещё выше и составляет $\pm 0,03^\circ$. Срок эксплуатации спутников 12-14 лет.

Современные вещательные и многофункциональные спутники используют многоствольный принцип построения и содержат достаточно большое число (10...60) независимых приёмопередающих трактов (радиостволов), выполняющих функции ретрансляции сигналов. Например, на российском спутнике Экспресс-АМ22 (80° в.д.), выведенном на орбиту 30.03.05 г., располагается 29 радиостволов для работы в трех диапазонах частот. На многофункциональном ИСЗ «Intelsat 10-02» (1° з.д.) радиостволов втрое больше.

Вся совокупность ретрансляторов и антенн, расположенных на платформе спутника, образует модуль полезной нагрузки. Кроме этого модуля на платформе ИСЗ располагаются системы энергоснабжения, ориентации антенн на требуемые зоны вещания, наведения солнечных батарей в направлении на Солнце, устройства пространственной стабилизации и коррекции положения спутника на орбите. Для контроля за функционированием устройств и систем спутника и управления их работой используется подсистема телесигнализации и телеуправления.

Ретрансляция сигналов может быть прямой (прозрачной) или с обработкой и пакетированием информации на борту. Используемая на новых спутниках Eutelsat серии «Hot-Bird» технология Sky Plex позволяет объединить в общий цифровой пакет отдельные сигналы, поступающие с различных ЗС стран Европы. В состав цифрового пакета одного радиоствола входят 6...12 ТВ-программ и столько или более радиoproграмм. Ширина полосы радиоствола вещательных спутников обычно составляет 27, 33, 36, 42, 72 МГц.

Прием и передача ретранслируемых сигналов осуществляется в разных диапазонах частот. Обычно значения частот для направления ЗС – ИСЗ выше значений частот ИСЗ – ЗС. Выходная мощность радиоствола в зависимости от назначения и диапазона частот находится в пределах 50...200 Вт.

Эквивалентная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ) бортового ретранслятора составляет

$$\mathcal{E}_{\text{БР}} = 10\lg P_{\text{пд}} + g_{\text{пд}} - a_{\text{ф.пд}}, \text{ дБВт}, \quad (1.3)$$

где $P_{\text{пд}}$ – мощность передатчика радиоствола, Вт; $g_{\text{пд}}$ – усиление передающей антенны, дБ; $a_{\text{ф.пд}}$ – потери в фидере передающего тракта, дБ.

Основной объем спутниковых трансляций в направлении ЗС (линия вниз) осуществляется в диапазонах частот 3,4...4,2 и 4,5...4,8 ГГц (С-диапазон) и 10,7...12,75 ГГц (Ku-диапазон). Указанные полосы частот С-диапазона и полосы 10,7...11,7, 12,5...12,75 Ку-диапазона выделены Регламентом радиосвязи МСЭ для фиксированной спутниковой службы (ФСС) [3]. В рамках этой службы организуются международные, региональные и национальные сети связи и вещания. По этим сетям передаются различные виды информации, включая широкополосное вещание и высокоскоростные потоки данных Интернет. Максимальная мощность передатчиков бортовых ретрансляторов этой службы обычно не превышает 100 Вт, что связано с обеспечением норм на допустимую плотность потока мощности (ППМ) у поверхности Земли, создаваемую спутником. Допустимые значения ППМ определены Регламентом радиосвязи, при которых обеспечивается совместная работа спутниковых и наземных средств радиосвязи и вещания. Обязательным решением при обеспечении электромагнитной совместимости радиосредств в цифровых системах является скремблирование (перемешивание) данных.

Величина плотности потока мощности, создаваемая спутниковым ретранслятором в зоне приема на площади 1 м^2 , рассчитывается по формуле

$$P_{\text{М}} = \mathcal{E}_{\text{БР}} - 10\lg(4\pi r^2) - a_{\text{доп}}, \text{ дБВт/м}^2, \quad (1.4)$$

где r – наклонная дальность между ИСЗ и точкой приема, м; $a_{\text{доп}}$ – дополнительные потери на спутниковой радиолинии из-за ослабления сигнала в атмосфере, дождях, неточного наведения антенны на ИСЗ и др., дБ.

Полоса частот 11,7...12,5 ГГц Ку-диапазона выделена Регламентом радиосвязи МСЭ для радиовещательной спутниковой службы (РСС). В рамках этой службы осуществляется прямое спутниковое вещание на приемные установки индивидуального и коллективного пользования. По сравнению с ФСС в этой службе допустимая ППМ у поверхности Земли выше и, как следствие, возможно снижение размеров приемных антенн. В полосе 11,7...12,5 ГГц размещается 40 каналов с шириной полосы 27 (33) МГц. Частотный разнос между соседними каналами с разной поляризацией установлен $F_{\text{р}} = 19,18 \text{ МГц}$. Значения несущей частоты n -го канала определяются по формуле

$$f_n = 11708 + n \cdot F_{\text{р}}, \text{ МГц}. \quad (1.5)$$

Поляризация сигналов принята круговой. Подача сигналов на ИСЗ (линия «вверх») осуществляется только в полосах ФСС.

Планы распределения частотных радиоканалов в различных спутниковых системах отличаются друг от друга. На рисунке 1.2 приведены планы распределения частот на линиях «вверх» и «вниз» для спутника «Амос» (позиция на орбите 4° з.д.) с шириной полосы радиоканалов 72 МГц.

Линия «вверх», вертикальная поляризация

22	23	24		25	26	27		7	8	9	10	
13,0		13,25	13,75		14,0		14,25				14,5, ГГц	

Линия «вниз», горизонтальная поляризация

22	23	24		78	8	9	10	25	26	27		
10,7		10,95	11,12			11,2	11,45			11,7, ГГц		

Рисунок 1.2 – План распределения частотных каналов ИСЗ «Амос»

Для покрытия спутниковым вещанием требуемых территорий каждый ИСЗ оснащен определенным числом и типом антенн с возможностью изменения их диаграмм направленности и точек прицеливания по командам с Земли. В зависимости от направлений прицеливания и ширины ДН антенн часто их лучам присваивают названия: «восточный», «западный», «узкий», «широкий», «зональный» и т.д. Территория, в пределах которой создана ПИМ, необходимая для приема сигналов на ЗС с требуемым качеством, носит название зоны покрытия. Размеры и формы зон покрытия определяются параметрами бортовых антенн. На географических картах зоны покрытия представляются замкнутыми линиями, каждая из которых характеризует значение ЭИИМ ретранслятора в направлении приема (рисунок 1.3). Указанные на картах значения ЭИИМ уменьшаются от точки прицеливания к периферии зоны покрытия.

Круглосуточный прием ТВ-программ в периоды равноденствия (с 1.03 по 12.04 и с 3.09 по 15.10) может нарушаться вследствие затенения Землей панелей солнечных батарей спутника. Максимальная продолжительность затенения 72 мин в сутки. В течение этого времени оборудование спутника работает от аккумуляторов. На ГО наряду с основными ИСЗ размещаются резервные спутники, способные при необходимости принять на себя функции основного.

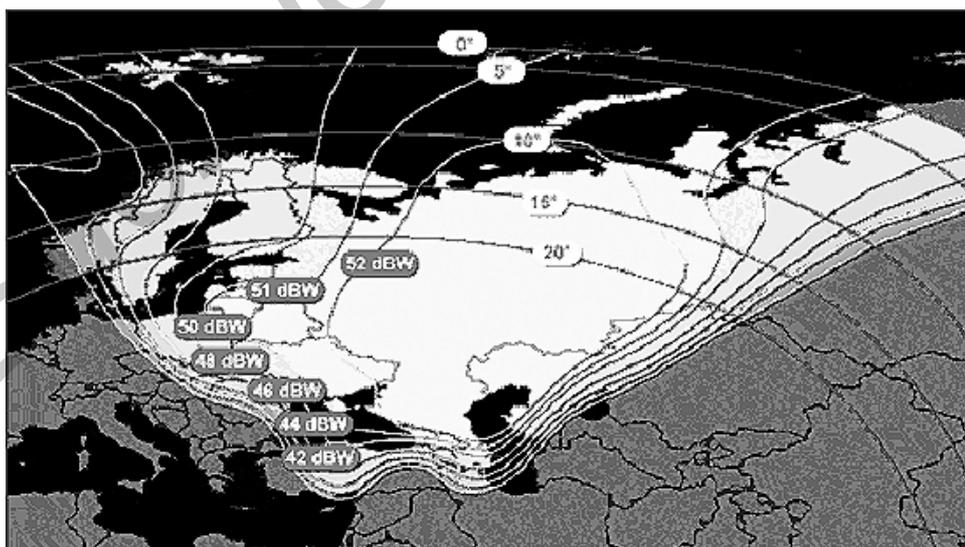


Рисунок 1.3 – Зона обслуживания ИСЗ Eutelsat W4 (36° з. д.)

2 ОРБИТАЛЬНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ И КООРДИНАТЫ НАВЕДЕНИЯ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН НА ГЕОСТАЦИОНАРНЫЕ СПУТНИКИ

Позиция или местоположение спутника на ГО задается одной координатой – долготой его подспутниковой точки (ПТ). Эта точка получается пересечением поверхности Земли с проекцией ИСЗ на ее центр (рисунок 2.1).

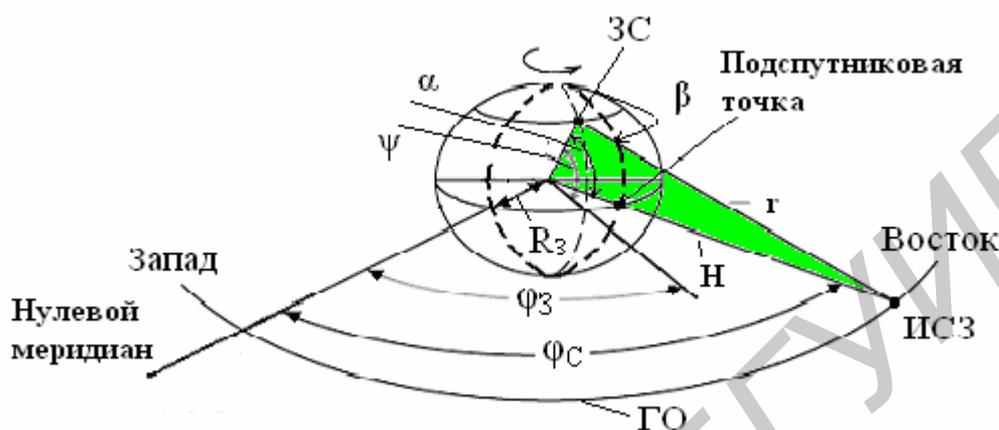


Рисунок 2.1 – Геометрическое представление орбитальных показателей

Долгота ПТ отсчитывается от нулевого (гринвичского) меридиана в западном и восточном направлениях. Западные позиции спутников при расчетах имеют знак «минус», восточные – «плюс».

Положение точки приема, или местоположение ЗС, определяется географической долготой φ_c и широтой ψ местности.

Расстояние между точкой приема и позицией спутника на ГО, называемое наклонной дальностью, рассчитывается по формуле косинусов:

$$r = (H + R_c) \cdot \sqrt{1 + A^2 - 2A \cos \alpha}, \text{ км}; \quad (2.1)$$

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

где A – коэффициент, равный $R_c / r_0 = 0,1511$; α – угол между направлениями на спутник и точку приема с вершиной в центре Земли, град; $\delta = |\varphi_c - \varphi_{c'}|$ – разность между позицией φ_c ИСЗ и долготой $\varphi_{c'}$ ЗС, град.

Согласно (2.1) при $\cos \alpha = A$ наклонная дальность принимает максимальное значение и составляет 41670 км.

Для наведения антенны ЗС на ИСЗ необходимо знать две координаты: угол места (возвышения) ε и азимут β . Угол места находится между горизонтальной плоскостью в точке приема и направлением на спутник (рисунок 2.2).

Величина угла места, под которым виден спутник с точки приема, рассчитывается по формуле (2.3) или (2.4):

$$\varepsilon = \arctg[(\cos \alpha - A) / \sin \alpha], \text{ град}; \quad (2.3)$$

$$\varepsilon = \arccos[\sin \alpha / \sqrt{1 + A^2 - 2A \cos \alpha}], \text{ град}. \quad (2.4)$$

За счёт влияния атмосферной рефракции, которая искривляет траекторию распространяемого сигнала на спутниковой радиолинии, реальный угол места несколько больший. Атмосферная рефракция заметна при углах мест $\varepsilon \leq 10^\circ$ и может быть учтена по формуле

$$\varepsilon_p = 0,5\left(\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 + 4,13}\right), \text{ град.} \quad (2.5)$$

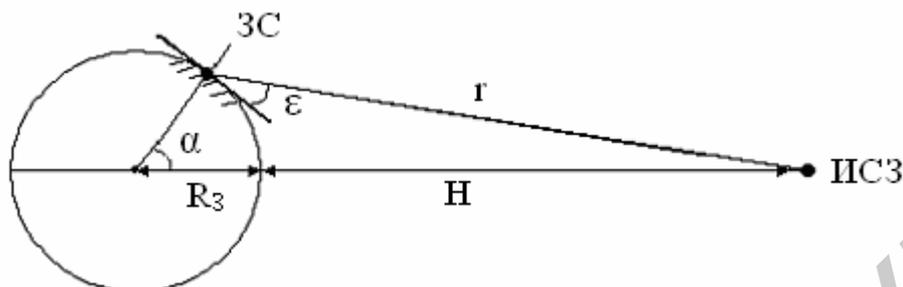


Рисунок 2.2 – Геометрическое представление угла места

Если ПТ находится на меридиане ЗС, т.е. $\varphi_C = \varphi_3$ и $\delta = 0^\circ$, то в соответствии с (2.2) $\alpha = \psi$ и спутник с точки приема виден под максимальным углом места ε_M . Этот угол места определяется по (2.3) или (2.4) при условии $\alpha = \psi$. Приближенное значение ε_M можно рассчитать по формуле

$$\varepsilon_M = (81,3 - \psi) \cdot 1,07, \text{ град.} \quad (2.6)$$

Максимальный угол места зависит только от географической широты ЗС и изменяется в пределах от 0 ($\psi = 81,3^\circ$) до 90° ($\psi = 0^\circ$). На широтах выше $81,3^\circ$ прием сигналов с ИСЗ на ГО невозможен. Реально верхней границей для широт, с которых целесообразен прием сигналов, считается $\psi \approx 75^\circ$. Выше этого значения заметно возрастают энергетические потери в спокойной атмосфере и дождях, увеличивается уровень шумов антенны и резко сокращается сектор обзора видимой части дуги ГО.

Угол обзора дуги ГО является топоцентрическим углом с вершиной в точке приема (рисунок 2.3). Этот угол симметричен относительно южного направления, проведенного с точки приёма. По величине угла обзора устанавливают требования к угловому диапазону азимутальной перестройки ОПУ антенны для приема сигналов с различных ИСЗ, находящихся на видимой части дуги ГО.

Для заданной географической широты места размещения ЗС максимальный угол обзора видимой части дуги ГО определяется по формуле

$$\Theta_{об.М} = 2 \arccos(tg\psi / tg81,3^\circ), \text{ град.} \quad (2.7)$$

В соответствии с (2.7) на широте $\psi = 81,3^\circ$ максимальный угол обзора $\Theta_{об.М} = 0^\circ$, а на экваторе ($\psi = 0^\circ$) $\Theta_{об.М} = 180^\circ$. На практике максимальное значение угла обзора не реализуется вследствие отсутствия в большинстве случаев прямой видимости между ЗС и ИСЗ при малых углах мест.

Реальный угол обзора дуги ГО, в пределах которого возможен прием сигналов с требуемых ИСЗ, составляет:

$$\Theta_{об.М} = 2 \arccos(\operatorname{tg} \psi / \operatorname{tg} \alpha_{п}), \text{ град}; \quad (2.8)$$

$$\alpha_{п} = 90 - [\varepsilon_{мин} + 2 \arcsin(A \cos \varepsilon_{мин})], \text{ град}, \quad (2.9)$$

где $\alpha_{п}$ – пороговый угол α , при котором угол места $\varepsilon = \varepsilon_{мин}$; $\varepsilon_{мин}$ – минимальный угол места, ниже которого прием сигналов с ИСЗ становится нецелесообразным или невозможным из-за особенностей рельефа местности в зоне приёма. В расчётах $\varepsilon_{мин}$ можно принять $6 \dots 8^{\circ}$.

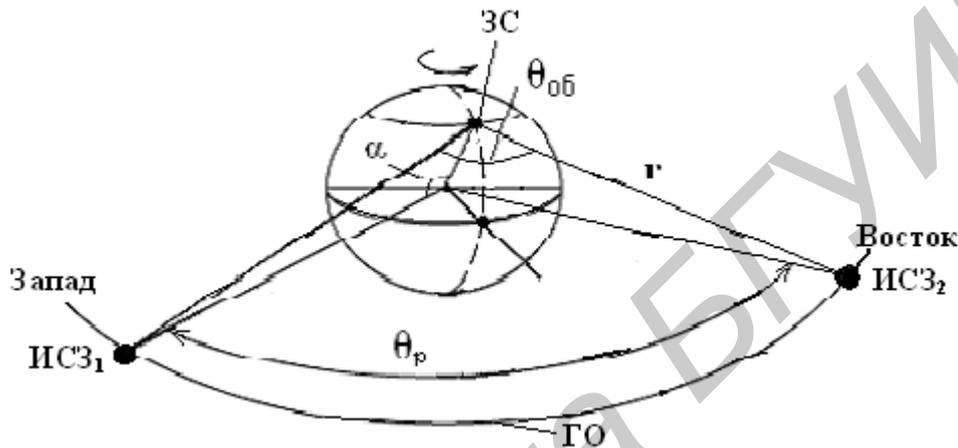


Рисунок 2.3 – Угол обзора и угол разнесения между спутниками

Из (2.8), (2.9) и (2.6) следует, что с уменьшением широты точки приема одновременно возрастает угол обзора дуги ГО и максимальный угол места $\varepsilon_{М}$. В результате видимая часть траектории дуги ГО становится более протяженной и более выпуклой относительно линии горизонта для данной местности.

Для определения позиций крайних спутников на видимой части дуги ГО, расположенных западнее и восточнее точки приема, необходимо знать угловое разнесение между ними. Величина углового разнесения между крайними позициями спутников, видимых с точки приема, рассчитывается по формуле

$$\Theta_{р} = 2 \arccos(\cos \alpha_{п} / \cos \psi), \text{ град}. \quad (2.10)$$

Угол $\Theta_{р}$ является геоцентрическим углом с вершиной в центре Земли, причем его ось симметрии проходит через меридиан ЗС (рисунок 2.3). Угол $\Theta_{р}$ меньше угла обзора $\Theta_{об}$. Максимальное угловое разнесение между позициями спутников, для которых $\varepsilon_{мин} = 0$, составляет

$$\Theta_{р.М} = 2 \arccos(A / \cos \psi), \text{ град}. \quad (2.11)$$

На рисунке 2.4 показаны зависимости $\Theta_{об.М}/2$, $\Theta_{р.М}/2$ и $\varepsilon_{М}$ от широты ψ места приема. Из рисунка 2.4 видно, что с уменьшением географической широты величина $\Theta_{р.М}$ возрастает от 0 на $\psi = 81,3^{\circ}$ до $162,6^{\circ}$ на $\psi = 0$.

Для установления позиций крайнего восточного $\Phi_{с.Вос}$ и западного $\Phi_{с.Зап}$ спутников на видимой части дуги ГО можно воспользоваться соотношениями:

$$\Phi_{с.Вос} = \varphi_з + \Theta_{р/2} \text{ град;} \quad (2.12)$$

$$\Phi_{с.Зап} = \varphi_з - \Theta_{р/2} \text{ град.} \quad (2.13)$$

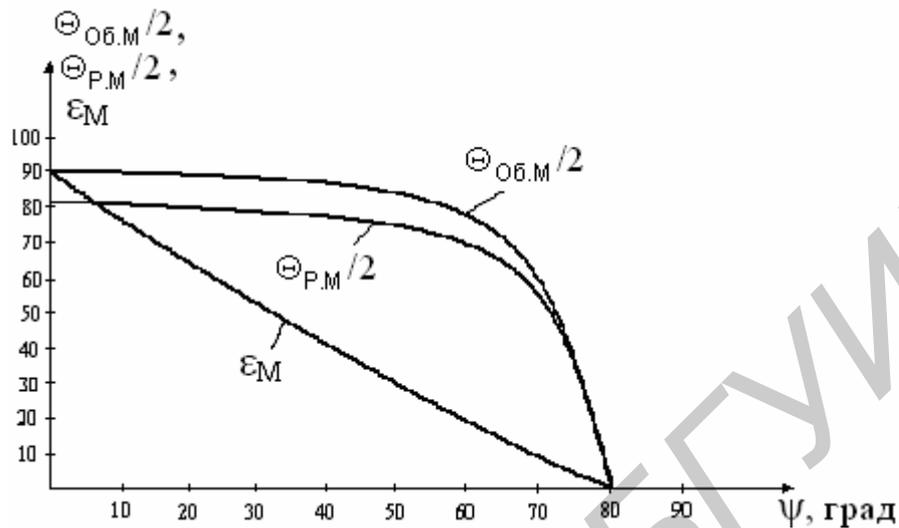


Рисунок 2.4 – Зависимости $\Theta_{об.м}/2$, $\Theta_{р.м}/2$ и ϵ_M от широты места приема

Другой координатой наведения антенны на требуемый спутник является азимут β . Он характеризует угол между направлениями на северный полюс (СП) и спутник. Угол отсчитывается по часовой стрелке в горизонтальной плоскости точки приема (рисунок 2.5).

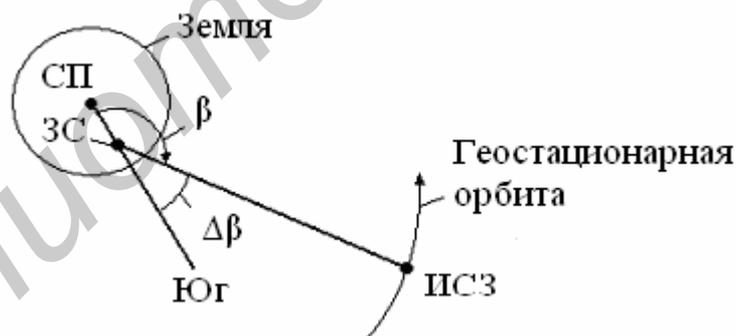


Рисунок 2.5 – Азимут β и азимутальное смещение $\Delta\beta$

Величина азимута определяется из соотношений:

$$\beta = 180 \pm \Delta\beta, \text{ град;} \quad (2.14)$$

$$\Delta\beta = \arctg(\text{tg}\delta / \sin\psi) \text{ или } \Delta\beta = \arccos(\text{tg}\psi / \text{tg}\alpha), \text{ град,} \quad (2.15)$$

где $\Delta\beta$ – азимутальное смещение, равное углу между направлениями на юг и на спутник с вершиной в точке приема.

В (2.14) знак «плюс» берется, если спутник расположен западнее ЗС, и знак «минус» – если восточнее.

Величина азимутального смещения больше, чем разность между позицией ИСЗ и долготой ЗС, т.е. $\Delta\beta \geq |\Phi_{с} - \varphi_з|$. Это означает, что при наведении ан-

тенны на требуемый спутник азимутальный угол её поворота относительно южного направления устанавливается большим, чем разность между позицией ИСЗ и долготой ЗС (берется по абсолютной величине).

3 АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОГО ПРИЕМА

3.1 Типы используемых антенн и их характеристики

Для приёма сигналов спутникового вещания с различных ИСЗ используют как фиксированные, так и перестраиваемые антенные системы. В их состав входят: антенна, опорноповоротное устройство, электропривод и позиционер. В приемных установках индивидуального и коллективного пользования наибольшее применение получили однозеркальные осесимметричные (прямофокусные) и неосесимметричные (офсетные) антенны. Реже используют двухзеркальные антенны [4].

Основными элементами однозеркальной антенны являются облучатель и отражающее зеркало (рефлектор) параболической формы с образующей вида

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

где F_ϕ – фокусное расстояние, м; y, x – ортогональные оси.

Зеркало антенны С-диапазона выполняется сплошным или сетчатым. В Ку-диапазоне зеркало всегда сплошное, из алюминия, стали, сплавов или реже из стеклопластика. Сетчатые антенны устойчивы к ветровым нагрузкам, однако, их применение в диапазонах частот свыше 5...6 ГГц неэффективно.

У осесимметричных антенн плоскость раскрытия зеркала перпендикулярна его оси симметрии, у офсетных антенн она наклонена (рисунки 3.1, 3.2).



Рисунок 3.1 – Однозеркальная прямофокусная антенна

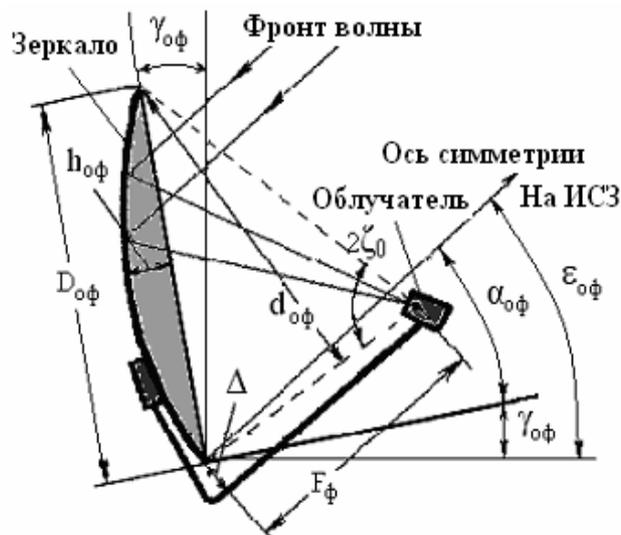


Рисунок 3.2 – Однозеркальная офсетная антенна

Облучателем антенны является отрезок круглого волновода с внутренним диаметром $(0,65...0,75)\lambda$. Круглый волновод обеспечивает прием сигналов с ор-

тогональным направлением поляризации волн. Для улучшения характеристик антенн облучатели оснащаются насадками в виде конического рупора, дроссельного фланца, диэлектрической линзы и др. Насадки способствуют сужению и формированию приемлемой диаграммы направленности (ДН) на выходе круглого волновода. Ширина ДН облучателя с простыми видами насадок составляет $50...60^\circ$ по уровню минус 3 дБ и $90...120^\circ$ по уровню минус 10 дБ. Фазовый центр облучателя совмещается с фокусом зеркала, в котором происходит синфазное сложение электромагнитных волн, переотражённых от поверхности зеркала.

Положение точки фокуса зеркала осесимметричной антенны определяется диаметром d_A и глубиной h зеркала:

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

Полный угол раскрыва зеркала, наблюдаемый из точки фокуса прямофокусной антенны, составляет

$$2\xi_0 = 2\arctg [d_A / 2(F_\phi - h)]. \quad (3.3)$$

В зависимости от величины $2\xi_0$ антенны условно делятся 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 $F_\phi / d_A \approx 0,3...0,4$. В соответствии с (3.2) и (3.3) глубина зеркала этих антенн в 5...6 раз меньше его диаметра и полный угол раскрыва $2\xi_0$ составляет $100...120^\circ$. С учетом направленных свойств облучателя уровень собираемой мощности с краев зеркала на 10...15 дБ меньше, чем с его центральной части. Вследствие этого эффективная площадь зеркала $S_{\text{эф}}$ меньше геометрической S_Γ . Другими причинами, снижающими $S_{\text{эф}}$ и коэффициент использования поверхности (КИП) зеркала $k_u = S_{\text{эф}} / S_\Gamma$, являются: затенение центра зеркала облучателем и конвертором, рассеяние принимаемой энергии неровностями его поверхности, отсутствие синфазности волн в фокусе зеркала из-за отклонения его формы от расчётной. Величина КИП и размер антенны определяют ее усиление G_0 в главном направлении и ширину диаграммы направленности (по уровню минус 3 дБ) в горизонтальной Θ_1 и вертикальной Θ_2 плоскостях:

$$g_0 = 20\lg(f_p \cdot d_A) + 10\lg k_u + 20,4, \text{ дБ;} \quad (3.4)$$

$$\Theta_1 = 21,18 / d_A \cdot f_p, \text{ град;} \quad \Theta_2 = 18,7 / d_A \cdot f_p, \text{ град,} \quad (3.5)$$

где f_p – частота принимаемых колебаний, ГГц; d_A – диаметр зеркала, м.

Для повышения КИП и усиления антенн можно увеличить отношение F_ϕ / d_A и перейти к длиннофокусному типу антенн, для которых характерно более полное использование её поверхности. Однако такое решение ведет к снижению помехозащищенности антенн и нарушению норм на допустимое усиление

ние с боковых направлений. Согласно рекомендациям [4], для приёмных антенн с отношением $d_A / \lambda \leq 50$ их усиление с боковых направлений не должно превышать значений

$$g(\Theta) = 49 - 10 \lg(d_A / \lambda) - 20 \lg \Theta, \text{ при } 1^\circ < \Theta < 48^\circ, \quad (3.6)$$

где Θ – угол, отсчитываемый от линии максимального усиления, град.

Таким образом, выбор конструктивных параметров прямофокусных антенн осуществляется оптимально исходя из компромиссного обеспечения требований на совокупность характеристик. Значения КИП серийно выпускаемых прямофокусных антенн находятся в пределах 0,55...0,65.

Зеркало офсетной антенны является частью условного осесимметричного зеркала, у которого базовый диаметр более чем в два раза превышает требуемый (рисунок 3.2). Контур раскрытия зеркала при его реализации представляет собой эллипс. Со стороны спутника зеркало офсетной антенны видится круглым с диаметром $d_{O\phi}$.

Соотношение между большой $D_{O\phi}$ и малой $d_{O\phi}$ осями зеркала составляет

$$D_{O\phi} = d_{O\phi} \sqrt{1 + [(d_{O\phi} + 2\Delta) / 4 \cdot F_\phi]^2}, \text{ м}, \quad (3.7)$$

где Δ – конструктивное смещение края офсетного зеркала относительно оси симметрии условного зеркала, м.

Конструктивное смещение большинства офсетных антенн составляет 0,1 м и может быть рассчитано по формуле

$$\Delta = 1/2 \cdot \left[(d_{O\phi}^2 / 4h_{O\phi}) \cdot \left(\sqrt{1 - (d_{O\phi} / D_{O\phi})^2} \right) - d_{O\phi} \right], \text{ м}, \quad (3.8)$$

где $h_{O\phi}$ – глубина офсетного зеркала.

За счет конструктивного смещения Δ расположенные в фокусе антенны облучатель и конвертор не затеняют поверхность зеркала. Входящее в (3.8) отношение $d_{O\phi} / D_{O\phi}$ обычно составляет 0,85...0,9. Если принять $d_{O\phi} / D_{O\phi} = 1$, то величина Δ равна $0,5 \cdot d_{O\phi}$ и данная антенна становится осесимметричной с круглым раскрытием зеркала.

Для получения требуемых характеристик антенны конструкция облучателя оптимизируется под параметры зеркала. Распространенной конструкцией облучателя является конический рупор с гладкой или ребристой внутренней поверхностью. Фазовый центр облучателя совмещается с фокусом условного зеркала. Раскрытие облучателя ориентирован в сторону рабочей поверхности антенны.

Фокусное расстояние офсетной антенны может быть рассчитано через параметры ее зеркала по формуле

$$F_\phi = d_{O\phi}^3 / 16 \cdot h_{O\phi} \cdot D_{O\phi}, \text{ м}. \quad (3.9)$$

Для большинства офсетных антенн отношение F_ϕ / d_A составляет 0,5...0,6 и величина КИП 0,7...0,8. Высокий КИП этих антенн обусловлен более полным

использованием периферии рабочей поверхности зеркала (антенна является длиннофокусной) и отсутствием в ней радиозатенения облучателем. Последний фактор улучшает также ДН антенны, снижая уровень боковых лепестков на 4...5дБ за счет исключения рассеяния поля на облучателе и конверторе. Зеркало офсетных антенн менее глубокое (глубина в 8...10 раз меньше диаметра) и его раскрыв при наведении на требуемый спутник располагается вертикальнее по отношению к горизонту, чем в случае использования прямофокусных антенн (рисунок 3.2).

Угловое отклонение раскрыва зеркала от вертикали $\gamma_{оф}$ зависит от конструкции антенны и требуемого угла места:

$$\gamma_{оф} = \varepsilon - \alpha_{оф}; \quad (3.10)$$

$$\alpha_{оф} = \arctg((d_{оф} + 2D)/4 \cdot F_{ф}) \text{ или}$$

$$\alpha_{оф} = \arctg\left(\left(D_{оф}/d_{оф}\right) \cdot \sqrt{1 - (d_{оф}/D_{оф})^2}\right), \text{ град,} \quad (3.11)$$

где $\alpha_{оф}$ – офсетный угол между направлением на ИСЗ и нормалью к плоскости раскрыва зеркала, град.

Из (3.11) следует, что при $\Delta = 0$ и отношениях $F_{ф}/d_{оф}$ от 0,5...0,6 или при отношениях $d_{оф}/D_{оф}$ от 0,85 до 0,9 офсетный угол $\alpha_{оф}$ составляет $27^{\circ} \dots 22^{\circ}$ и зависит только от параметров зеркала. Это означает, что при наведении антенны на ИСЗ под углами мест, близкими к конструктивному углу $\alpha_{оф}$, раскрыв офсетной антенны располагается почти вертикально или даже наклоняется к поверхности Земли. При этих условиях снижается вероятность накопления осадков на поверхности зеркала и исключается их влияние на КИП. Однако облучатель офсетной антенны обязательно должен быть герметичным.

Усиление офсетной антенны в главном направлении рассчитывается, как и для прямофокусной антенны, по (3.4) или по формуле

$$g_0 = 46,9 - 10 \lg \Theta_1 - 10 \lg \Theta_2 + 10 \lg k_u, \text{ дБ.} \quad (3.12)$$

Согласно Рекомендациям МСЭ-Р 580-5 и 465-5 усиление офсетных антенн с боковых направлений при отношении $d_A/\lambda > 22$ (в диапазоне 10,7...11,7 ГГц) и приемопередающих антенн при $d_A/\lambda > 35$ (в диапазоне 10...14 ГГц) не должно превышать значений (дБ)

$$g(\Theta) = \begin{cases} 29 - 25 \lg \Theta, & \text{при } 1^{\circ} < \Theta \leq 20^{\circ}; \\ -3,5, & \text{при } 20^{\circ} < \Theta \leq 26,3^{\circ}; \\ 32 - 25 \lg \Theta, & \text{при } 26,3^{\circ} < \Theta \leq 48^{\circ}; \\ -10, & \text{при } \Theta > 48^{\circ}. \end{cases} \quad (3.13)$$

Эти соотношения (3.13), определяющие форму огибающей ДН, справедливы также для прямофокусных антенн с $d_A/\lambda \geq 50$.

Если сравнить осесимметричные антенны с офсетными по критериям сложности изготовления, сборки и настройки, то по мере увеличения их разме-

ров $d_A \geq 2$ м предпочтения имеют осесимметричные антенны. Офсетные антенны по всем показателям лучше прямофокусных при малых размерах.

В системах спутникового вещания с поляризационным уплотнением сигналов важным показателем антенн с линейной поляризацией является кроссполяризационная развязка (РПК). Этот показатель характеризуется разностью между уровнями сигналов с требуемой и ортогональной поляризацией. Появление кроссполяризационной составляющей обусловлено отклонением профиля зеркала от параболической формы, наличием неровностей на его поверхности, несимметричностью поля на выходе облучателя и др.

Согласно Рекомендациям 580-5 МСЭ-Р величина РКП для приемных антенн должна превышать 25 дБ, а для передающих – 30 дБ в контуре с ослаблением их усиления относительно максимального на 0,5 дБ.

Угловой размер контура

$$\Theta_{РКП} = 4,286/f_p \cdot d_A, \text{ град}, \quad (3.14)$$

где f_p – рабочая частота, ГГц; d_A – диаметр антенны, м.

Величина этого угла приблизительно равна допустимой угловой ошибке в наведении антенны на ИСЗ.

При использовании круговой поляризации развязка между каналами с ортогональной поляризацией (правосторонней и левосторонней) характеризуется коэффициентом эллиптичности χ – отношением малой и большой полуосей эллипса поляризации.

Величина поляризационной развязки

$$L_{кр.пол} = 10 \lg \left[(\chi - 1)^2 / (1 + \chi)^2 \right], \text{ дБ}. \quad (3.15)$$

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

С точки зрения пользователя снижение диаметра приемной антенны всегда целесообразно. Однако из-за малого углового разнесения позиций спутников на ГО (около $2...3^\circ$) возникает опасность приема сигналов с мешающих ИСЗ. Поэтому размеры приемной антенны нельзя бесконтрольно уменьшать, даже если по энергетическим показателям такая возможность имеется.

Минимально допустимый диаметр приёмной антенны составляет

$$d_{А.МИН} = \lambda \cdot 10^{(\Delta g - 20 \lg \Theta_{РАЗ} - 10 \lg k_n + 39,1)/30}, \text{ м}, \quad (3.16)$$

где $\Delta g = g_0 - g(\Theta_{РАЗ})$ – уровень ослабления антенной сигналов от мешающих ИСЗ, дБ; $\Theta_{РАЗ}$ – угловое разнесение между спутниками на ГО, град.

Если в (3.16) принять, что $\Delta g = 8,0$ дБ (соответствует отношению несущая/шум на входе приёмника), $\Theta_{РАЗ} = 3^\circ$, $k_n = 0,7$, то значения $d_{А.МИН}$ на частотах 4 и 12 ГГц составят 1,5 и 0,5 м соответственно.

3.2 Эквивалентная шумовая температура приемной антенны

Мерой мощности собственных и внешних шумов, действующих на выходе приемной антенны $P_{ш.А}$, является ее эквивалентная шумовая температура (ЭШТ):

$$T_A = P_{ш.А} / k \cdot \Delta f_{ш}, \text{ К}, \quad (3.17)$$

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

Величина ЭШТ антенны зависит от многих факторов – уровня шума внешних источников, размеров антенны, ее возвышения, состояния окружающей среды, диапазона частот и др. Общая ЭШТ приемной антенны может быть представлена четырьмя основными компонентами:

$$T_A = T_{пог} + T_3 + T_{кос} + T_{соб}, \text{ К}, \quad (3.18)$$

где $T_{пог}$, T_3 , $T_{кос}$, $T_{соб}$ – составляющие шума, обусловленные тепловым излучением среды распространения, фоновым излучением земной поверхности, радиоизлучением космоса и собственными шумами антенны.

Тепловое излучение среды, в которой распространяются сигналы от ИСЗ, обусловлено поглощением их мощности атмосферой и гидрометеорами (дождь, туман, снег и др.) Вследствие термодинамического равновесия мощность сигнала, поглощенная средой, переизлучается (рассеивается) в виде теплового шума. Составляющая $T_{пог}$ носит статистический характер, связанный с нестационарностью поглощения парами влаги, газами, дождями и др.

Величина $T_{пог}$ в зависимости от потерь энергии сигнала в атмосфере и осадках рассчитывается по формуле

$$T_{пог} = T_{ср} \cdot \left(1 - 10^{-0,1(a_{атм} + a_d)} \right), \text{ К}, \quad (3.19)$$

где $T_{ср}$ – средняя термодинамическая температура среды для сухой и ясной погоды, равная 260 К для угла мест $\epsilon \geq 5^\circ$; $a_{атм}$, a_d – потери энергии сигнала в спокойной атмосфере и осадках соответственно, дБ.

Значения потерь $a_{атм}$ и a_d зависят от рабочей частоты и длины пути радиосигнала в атмосфере и дождях. Потери в дождях не постоянны во времени, поскольку не постоянны интенсивность осадков и вероятность их выпадения. Обычно a_d вычисляют для $T = 1\%$ и $T = 0,1\%$ времени наихудшего месяца года. Необходимые соотношения для расчета представлены в разд. 4.

В диапазоне частот $f_p \leq 8$ ГГц потери в среде распространения незначительные ($a_{атм} + a_d \leq 1,5$ дБ) и формула (3.19) приводится к виду

$$T_{пог} \approx 54 \cdot (a_{атм} + a_d), \text{ К}. \quad (3.20)$$

Другая составляющая ЭШТ антенны обусловлена воздействием на неё теплового излучения Земли, которое сказывается через боковые лепестки ДН антенны

$$T_3 = c \cdot T_0, \text{ К}, \quad (3.21)$$

где c – коэффициент, учитывающий долю попадания теплового излучения Земли в антенну; T_0 – температура земной поверхности, равная 290 К.

Коэффициент c зависит от размеров антенны, глубины зеркала, угла места ϵ и определяется из приближенного соотношения

$$c = 0,1(0,5 + (1/d_A) + (6/\epsilon)). \quad (3.22)$$

Компонента $T_{\text{КОС}}$ зависит от радиоизлучения точечных источников (Солнце, Луна, планеты и др.) и фонового шума космоса. Наибольшей интенсивностью радиоизлучения среди точечных источников обладают Солнце и Луна. В Ку-диапазоне ЭШТ Солнца составляет $5 \cdot 10^3$ К, а Луны – 230 К. Однако прямое попадание их излучений в главный лепесток ДН антенны наблюдается кратковременно (для Солнца в дни весеннего и осеннего равноденствия) и составляет незначительную долю времени от суммарного времени вещания. Поэтому эти и другие точечные источники радиоизлучения в расчетах могут не учитываться. Фоновый шум космического пространства обусловлен в основном радиоизлучением Галактики, интенсивность которого нестационарна во времени и имеет частотную зависимость, снижающуюся с её ростом. Фоновый шум космоса слабо поляризован.

При наличии в приемном устройстве селектора поляризации

$$T_{\text{КОС}} = 13,5/f_p^{2,4}, \text{ К}, \quad (3.23)$$

где f_p – рабочая частота, ГГц.

Составляющая $T_{\text{СОБ}}$ обусловлена собственными шумами антенны вследствие потерь на ее элементах и определяется по формуле

$$T_{\text{СОБ}} = T_0 \left(1 - 10^{-0,1 a_{\text{СОБ}}} \right), \text{ К}. \quad (3.24)$$

Здесь $a_{\text{СОБ}}$ – потери из-за неровностей поверхности зеркала:

$$a_{\text{СОБ}} \approx (\delta/\lambda)^2, \text{ дБ}, \quad (3.25)$$

где δ/λ – усредненная по поверхности зеркала относительная высота неровностей; δ – высота неровностей, м.

Для значений $a_{\text{СОБ}} \leq 1$ дБ формула (3.24) с учётом (3.25) приводится к виду

$$T_{\text{СОБ}} = 60 \cdot (\delta/\lambda)^2, \text{ К}. \quad (3.26)$$

В серийно выпускаемых антеннах относительная высота неровностей δ/λ находится в пределах от 0,02 до 0,04 и согласно (3.26) $T_{\text{СОБ}} \ll 1$ К.

Представленные в паспортных данных значения ЭШТ антенн обычно указываются на основании экспериментальных измерений, выполненных в сухую и ясную погоду в отсутствие излучений со стороны ИСЗ. Для таких бла-

гоприятных условий приёма величина ЭШТ антенны в основном определяется компонентами T_3 и $T_{\text{СОБ}}$ и рассчитывается по формуле

$$T_{\text{А.МИН}} = 29 \cdot \left[0,5 + (1/d_A) + (6/\varepsilon) + 2,07 \cdot (\delta/\lambda)^2 \right], \text{ К.} \quad (3.27)$$

3.3 Опорно-поворотное устройство с полярной подвеской

ОПУ служит для дистанционного перенацеливания антенны с одного спутника на другой и удержания её в выбранном направлении. Угловая точность наведения антенны на спутник не должна быть хуже 10 % от ширины её ДН. В отличие от профессиональных систем наведения, оборудованных отдельными приводами по углу места и азимуту, ОПУ индивидуального приёма имеют только один привод. В этом классе устройств получили применение ОПУ с полярной подвеской антенны и моторизованные подвески типа «горизонт-горизонт» (Super Mount). Электроприводом ОПУ с полярной подвеской является актуатор, который перемещает антенну вокруг оси вращения, направленной на Полярную Звезду (ПЗ). Благодаря наклону оси вращения антенны при азимутальном изменении координат с помощью привода происходит автоматическое изменение углов наведения антенны на требуемые спутники. При установке и настройке ОПУ ось вращения антенны располагается в плоскости север-юг под углом к плоскости горизонта, равным широте местности ψ (рисунок 3.3).

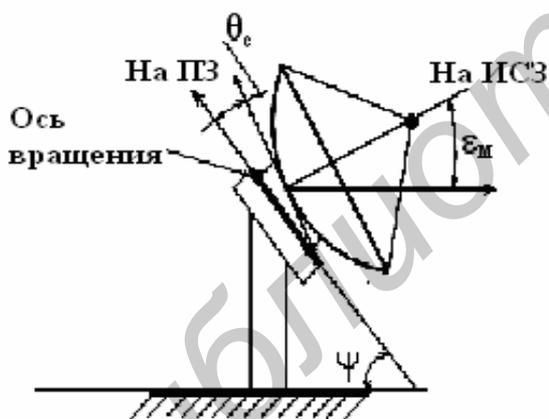


Рисунок 3.3 – ОПУ с полярной подвеской

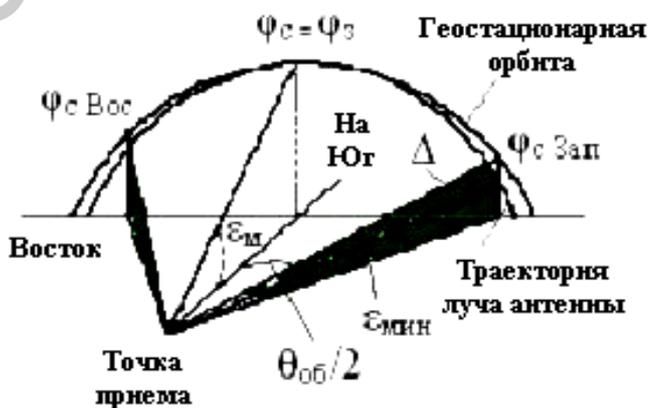


Рисунок 3.4 – Траектории ГО и луча антенны

Антенна ориентируется в южном направлении под максимальным углом места ε_M для данной широты. Между осью вращения и нормалью к направлению на спутник устанавливается угол склонения (деклинация), определяемый как

$$\theta_C = 90^\circ - (\varepsilon_M + \psi) \text{ или } \theta_C \approx \arcsin(A \cdot \cos \varepsilon_M), \text{ град.} \quad (3.28)$$

Этот угол зависит только от географической широты точки приёма и изменяется от 0 до $8,7^\circ$ при изменении широты ψ от 0 до $81,3^\circ$.

Недостатком ОПУ с полярной подвеской является то, что с увеличением азимутального смещения относительно южного направления возрастает расхождение между траекториями ГО и луча антенны с полярной подвеской (рисунок 3.4). Погрешность наведения антенны на требуемые ИСЗ увеличивается с уменьшением угла мест ϵ и, как результат, снижается уровень принимаемых сигналов с удаленных для точки приема спутников.

Величину угловой ошибки в наведении антенны на спутники, видимые с точки приема под углами мест $\epsilon_{\text{мин}}$ (см. рисунок 3.4), можно определить из приближенных соотношений:

$$\Delta = \theta_{\text{ОБ.М}} \cdot (\xi - \eta) / 360, \text{ град}; \quad (3.29)$$

$$\xi = \arctg \left[(1 + A \cdot \cos \psi) / A \cdot \sin \psi \right], \text{ град}; \quad (3.30)$$

$$\eta = \arctg \left[(1 - A \cdot \cos \psi) / A \cdot \sin \psi \right], \text{ град}, \quad (3.31)$$

где ξ, η – углы, получаемые из геометрических построений (рисунок 3.5).

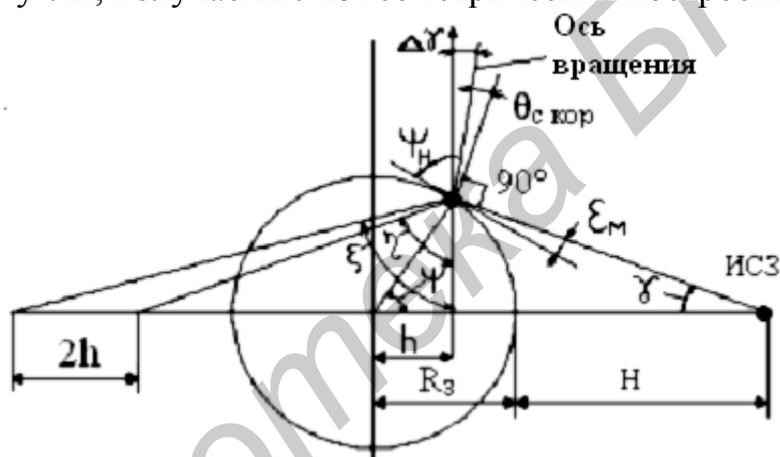


Рисунок 3.5 – Геометрические построения для описания ОПУ

Для компенсации неточностей в наведении ОПУ на удалённые спутники используют модифицированные конструкции, у которых ось вращения незначительно наклоняется в сторону ГО на корректирующий угол:

$$\Delta\gamma = (\xi - \eta) / 2, \text{ град}. \quad (3.32)$$

На рисунке 3.6 приведены зависимости угловой ошибки Δ , углов коррекции $\Delta\gamma$ и склонения θ_c от географической широты точки приёма. В соответствии с зависимостями параметры Δ и $\Delta\gamma$ принимают максимальные значения на широтах приёма около 40° .

Коррекция оси вращения антенны в модифицированных ОПУ осуществляется за счёт уменьшения угла склонения, который равен

$$\theta_{\text{С.КОР}} = \theta_c - \Delta\gamma \approx 8,6 \cdot \sin \psi, \text{ град}. \quad (3.33)$$

Угол наклона оси вращения антенны в модифицированном ОПУ возрастает и составит относительно горизонтальной плоскости

$$\psi_H = \psi + \Delta\gamma, \text{ град}. \quad (3.34)$$

Модифицированная конструкция ОПУ с полярной подвеской с указанием необходимых углов для наведения антенн на ИСЗ приведена на рисунке 3.7.

Работоспособность и точность позиционирования ОПУ во многом определяется параметрами электропривода. В его состав входят электродвигатель, питаемый напряжением 24 или 36 В, датчик угла поворота, редуктор, понижающий обороты, и выдвижной шток (в актуаторе) с механизмом преобразования вращательного движения в поступательное. Мощность двигателя и размеры выдвигаемой части штока выбираются в зависимости от требуемого диапазона азимутальной перестройки и используемого диаметра антенны. Управление работой двигателя осуществляется через микропроцессор (МП) системы позиционирования (рисунок 3.8).

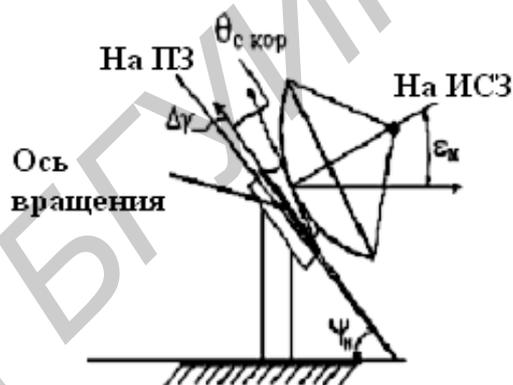
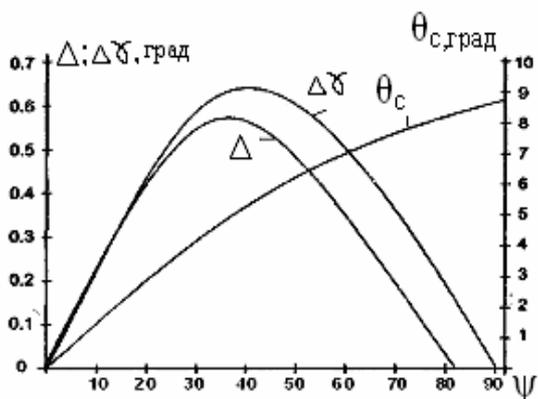


Рисунок 3.6 – Зависимости Δ , $\Delta\gamma$, θ_c от ψ Рисунок 3.7 – Модифицированное ОПУ

Датчик угла поворота контролирует перемещение антенны и результаты изменения её положения поступают на микропроцессор. Типы и принципы работы датчиков достаточно разнообразны (потенциометрические, герконовые, оптические и др.).



Рисунок 3.8 – Упрощённая структурная схема системы позиционирования

Потенциометрический датчик имеет механическую связь с редуктором. При работе редуктора изменяется сопротивление датчика и величина тока, регистрируемая МП. Герконовый датчик размещается вблизи вала двигателя, на котором закреплён небольшой магнит. При каждом обороте вала двигателя геркон замыкает и размыкает электрическую цепь, подключённую к МП. По числу импульсов тока, считываемых в МП, определяется угловое перемещение антенны. Оптический датчик содержит светодиод и фоторезистор, между кото-

рыми вращается закреплённый на валу двигателя непрозрачный диск с отверстием. По импульсам тока, возникающим при засветке фоторезистора, определяются показатели позиционирования.

4 ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ СПУТНИКОВОЙ РАДИОЛИНИИ

Спутниковому вещанию присущи существенные потери мощности сигнала на радиолинии, ограниченная выходная мощность бортового ретранслятора, деполяризация радиоволн в осадках, рефракция, временная задержка сигналов, шумы, помехи и др. Однако на спутниковой радиолинии отсутствуют кратковременные замирания сигналов, связанные с интерференцией радиоволн, что упрощает её расчёт. В первом приближении спутниковый радиоканал (рисунок 4.1) можно считать гауссовским каналом, для которого характерно наличие тепловых шумов.

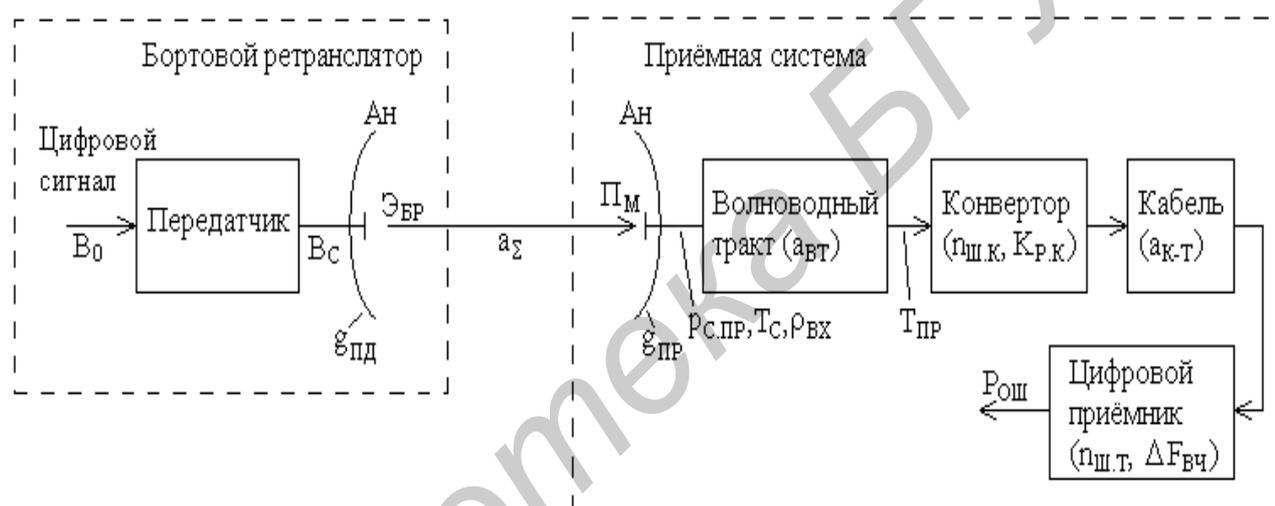


Рисунок 4.1 – Спутниковый радиоканал на линии ИСЗ – ЗС

Отличительной особенностью цифровых методов передачи сигналов по спутниковым каналам является многопрограммность (по одному каналу передаётся 6...10 программ), унифицированность для разных видов информации, помехозащищенность, высокое качество. Однако при цифровой передаче может наблюдаться пороговый эффект, заключающийся в полном прекращении приёма данных. Этот эффект обусловлен падением на входе приёмной станции (ПС) отношения несущая-шум (ОНШ) ниже номинального значения. В результате возникает резкий рост неисправленных ошибок, потеря служебной информации и срыв синхронизации. Учитывая возможность этого явления, нормами на тракты первичной сети установлены требования к обеспечению вероятности ошибки на бит $P_{0ш} \leq 10^{-10}$ в течение 99,8 % времени года, что превышает нормы (99 %), принятые для аналогового вещания.

На этапе проектирования необходим полный учёт всех составляющих потерь мощности сигнала при его распространении от ИСЗ к ЗС, поскольку от энергетических показателей зависят многие сетевые и системные параметры.

Например, уровень сигнала в полосе принимаемого канала на входе ПС напрямую зависит от энергетических показателей радиолинии и определяется эффективной площадью антенны $S_{\text{эф}}$ и величиной ППМ (1.4), создаваемой БР у поверхности Земли:

$$p_{\text{вх. пр}} = \Pi_M + 10 \lg S_{\text{эф}} = \mathcal{E}_{\text{БР}} - a_{\Sigma} + g_{\text{ПР}}, \text{ дБВт}, \quad (4.1)$$

где $\mathcal{E}_{\text{БР}}$ – ЭИИМ ретранслятора (1.1); a_{Σ} – общие потери мощности сигнала в полосе частот спутникового канала, дБ.

Величина потерь a_{Σ} складывается из потерь в свободном пространстве a_0 (вследствие расходимости луча) и дополнительных потерь $a_{\text{доп}}$ на радиолинии:

$$a_{\Sigma} = a_0 + a_{\text{доп}}, \text{ дБ}; \quad (4.2)$$

$$a_0 = 92,4 + 20 \cdot \lg f_{\text{р}} + 20 \cdot \lg r, \text{ дБ}; \quad (4.3)$$

$$a_{\text{доп}} = a_{\text{АТМ}} + a_{\text{д}} + a_{\text{н}} + a_{\text{п}}, \text{ дБ}, \quad (4.4)$$

где $f_{\text{р}}$ – частота спутниковой несущей, ГГц; r – наклонная дальность, км; $a_{\text{АТМ}}$, $a_{\text{д}}$, $a_{\text{н}}$, $a_{\text{п}}$ – потери мощности сигнала в атмосфере, осадках, из-за неточного наведения антенны на ИСЗ и вследствие поляризационных потерь.

Потери мощности сигнала в спокойной атмосфере $a_{\text{АТМ}}$ определяются в основном ее поглощением в кислороде и водяных парах тропосферы. Они зависят от рабочей частоты и угла места ε , под которым виден спутник. С уменьшением этого угла потери увеличиваются, что объясняется увеличением длины пути радиосигнала в слоях атмосферы. Эквивалентная толщина слоя кислорода принята равной 5,3 км, водяного пара – 2,1 км.

На частотах 22 и 165 ГГц наблюдается резонансный рост потерь в водяных парах, а на частотах 60 и 120 ГГц – в кислороде. Вследствие существенного роста потерь эти частоты для вещания не используются, а применяются на межспутниковых линиях связи.

В диапазоне частот от 3,5 до 18 ГГц при углах мест от 3 до 70° потери мощности сигнала в атмосфере вычисляются по приближенной формуле:

$$a_{\text{АТМ}} = \left[2,5 / (\varepsilon_M - 1) \right] \cdot \left[0,7 + e^{0,2 \cdot (f_{\text{р}} - 8)} \right], \text{ дБ}. \quad (4.5)$$

При организации приема сигналов в Ку-диапазоне с углами мест антенн от 8 до 60° можно использовать более простое соотношение:

$$a_{\text{АТМ}} = 0,6 \cdot f_{\text{р}} / \varepsilon, \text{ дБ}. \quad (4.6)$$

Потери мощности сигнала в осадках $a_{\text{д}}$ зависят от интенсивности и продолжительности осадков, размеров зоны их выпадения, распределения интенсивности по зоне и др. Все эти факторы не постоянны во времени, носят случайный характер и для оценки потерь требуется статистика экспериментальных

измерений в соответствующих климатических зонах. Потери в осадках, как и потери в атмосфере, зависят от частоты и угла места ε антенны. Кроме этого, величина потерь a_d зависит от допустимого процента времени снижения качественных показателей на радиолинии. С уменьшением допустимого процента времени величина a_d растёт. Исследования показали, что основной вклад в величину потерь вносят жидкие гидрометеоры (дождь, туман, мокрый снег) и гораздо меньший – твёрдые структуры (град, сухой снег). Эквивалентная длина пути радиоволн в осадках зависит от интенсивности осадков и угла места. Усредненная толщина дождевой зоны принята 2 км, тумана – 0,5...0,6 км [3].

При организации приёма сигналов в районах с умеренным климатом на частотах от 3,5 до 30 ГГц с углами мест антенн от 3 до 70° затухание радиоволн в дожде, не превышаемое в течение 1 и 0,1 % времени наилучшего месяца года, можно рассчитать по приближённым формулам:

$$a_{d(\tau=1\%)} = \left[\frac{(f_p^2 - 18)}{(\varepsilon + 3) \cdot 5,5} \right] + 0,1, \text{ дБ}; \quad (4.7)$$

$$a_{d(\tau=0,1\%)} = \left[\frac{(f_p^2 - 18)}{(\varepsilon + 3) \cdot 1,8} \right] + 0,1, \text{ дБ}. \quad (4.8)$$

Для радиолиний Ku-диапазона с углами мест антенн от 8 до 60° можно использовать более простые соотношения:

$$a_{d(\tau=1\%)} = 3 \cdot a_{\text{АТМ}}, \text{ дБ}; \quad a_{d(\tau=0,1\%)} = 7 \cdot a_{\text{АТМ}}, \text{ дБ}. \quad (4.9)$$

Потери в уровне мощности сигнала из-за неточного наведения приемной антенны на ИСЗ определяются угловым отклонением φ_Σ главной оси ДН антенны от истинного направления на спутник (рисунок 4.2,а).

$$a_n = 10 \cdot \lg \left[1 + \left(2 \cdot \varphi_\Sigma / \theta_{0,5} \right)^2 \right], \text{ дБ}, \quad (4.10)$$

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

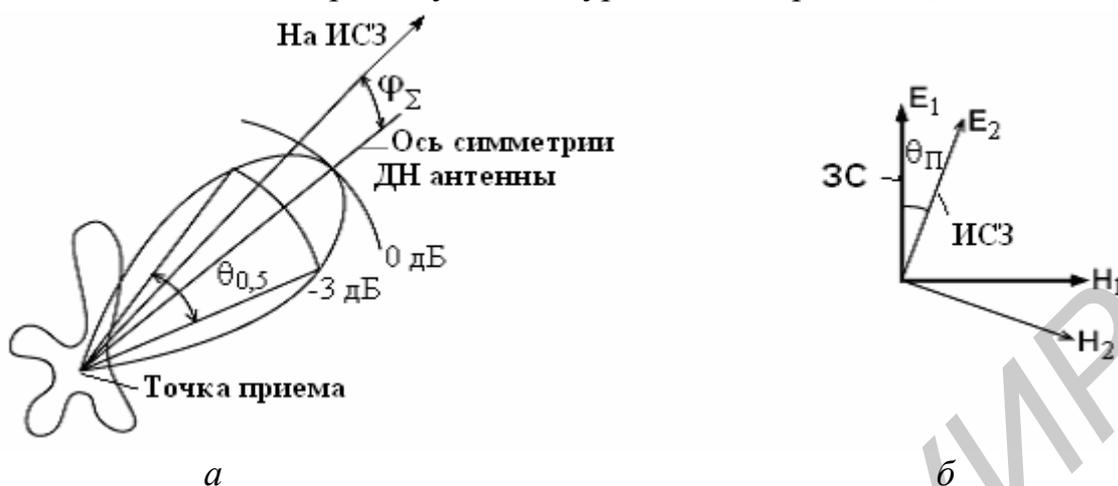
Причины угловой ошибки в наведении антенны на спутник обусловлены погрешностью механизма наведения, рефракцией радиоволн (искривлением их траектории), нестабильностью положения ИСЗ на орбите и др. Величина углового отклонения радиоволн из-за атмосферной (ионосферной и тропосферной) рефракции увеличивается с уменьшением угла места ε , под которым виден спутник. На частотах $f_p \geq 4$ ГГц ионосферная рефракция проявляется слабее тропосферной и во внимание принимается только последняя.

Угол отклонения вследствие тропосферной рефракции не зависит от частоты и для малых углов мест ($\varepsilon \leq 15^\circ$):

$$\delta_{\text{ТР}} = \left[\left(\sqrt{\varepsilon^2 - 4,12} \right) - \varepsilon \right] / 2, \text{ град}. \quad (4.11)$$

Неточное наведение антенн с линейной поляризацией сказывается также на величине кроссполяризационной развязки, которая при $a_n = 1$ дБ снижается на 6,1 дБ [4]. Указанное значение ($a_n = 1$ дБ) соответствует норме на этот вид

потерь в канале приёма при использовании антенн с диаметром менее 4 м. Для антенн большего диаметра допустимый уровень потерь $a_n = 0,4$ дБ.



a – при неточном наведении антенны ЗС на ИСЗ; *б* – при несовпадении плоскостей поляризации антенн ЗС и ИСЗ

Рисунок 4.2 – Угловые ошибки на спутниковой радиолинии

Для перестраиваемых антенн отношение $2\varphi_{\Sigma}/\theta_{0,5}$ может составлять 0,15...0,35; для фиксированных – 0,1...0,2; для антенн с автослежением за спутником – 0,05...0,15. Величина $2\varphi_{\Sigma}$ должна быть меньше угла $\theta_{РКЛ}$, согласно (3.14), для реализации требуемой кроссполяризованной развязки.

Поляризационные потери мощности сигнала при линейной поляризации сигналов являются следствием углового расхождения θ_{Π} векторов поляризации антенн ИСЗ и ЗС (рисунок 4.2, б) и рассчитываются по формуле

$$a_{\Pi} = 10 \cdot \lg \left[\frac{2}{(1 + \cos 2 \cdot \theta_{\Pi})} \right], \text{ дБ.} \quad (4.12)$$

Угловое расхождение плоскостей поляризации антенн ИСЗ и ЗС обусловлено: неточной ориентацией вектора N антенны ИСЗ относительно экватора Земли, погрешностью в установке положения конвертора на приёмной антенне, поворотом плоскости поляризации принимаемых радиоволн магнитным полем Земли (эффект Фарадея), деполяризацией радиоволн в осадках и др. Угловое смещение векторов электромагнитного поля вследствие эффекта Фарадея обратно пропорционально квадрату частоты и для $f_p \geq 5$ ГГц обычно мало ($\theta_{\Pi} \leq 3^\circ$).

Основные потери a_{Π} наблюдаются при использовании перестраиваемой антенны, когда сигналы принимаются с разных ИСЗ с неодинаковой ориентацией векторов поляризации их антенн относительно экватора Земли. Для компенсации потерь этого вида на приёмной стороне применяются электрически управляемые корректоры поляризации (КП) на эффекте Фарадея. В отсутствие КП значения θ_{Π} могут составлять 10...25°. При использовании фиксированного наведения антенн на ИСЗ $\theta_{\Pi} \leq 10^\circ$.

Суммарные потери a_{Σ} мощности сигнала на спутниковой радиолинии довольно существенные и составляют 195...198 дБ в С-диапазоне и 205...209 дБ в Ku-диапазоне. Для приёма с ИСЗ сигналов с низким уровнем мощности используют приёмные системы, обладающие низким значением собственных шумов включая шумы антенны. Удобной характеристикой для учёта всей совокупно-

сти шумов, действующих на входе ПС (на выходе облучателя антенны), является её эквивалентная шумовая температура.

ЭШТ системы, состоящей из антенны, волноводного тракта, конвертора, цифрового приёмника (тюнера), соединительного кабеля и устройств между конвертором и тюнером (см. рисунок 4.1), определяется из соотношений:

$$T_C = T_A + T_0 \cdot \left(10^{0,1 \cdot a_{BT}} - 1 \right) + T_{\text{ПР}} \cdot 10^{0,1 \cdot a_{BT}}, \text{ К}; \quad (4.13)$$

$$T_{\text{ПР}} = T_0 \cdot \left[10^{0,1 \cdot n_{\text{ш.к}}} + 10^{0,1 \cdot (a_{\text{к-т}} + n_{\text{ш.т}} - K_{\text{р.к}})} - 1 \right], \text{ К}, \quad (4.14)$$

где $n_{\text{ш.к}}$, $K_{\text{р.к}}$ – коэффициент шума и усиление конвертора, дБ; $a_{\text{к-т}}$ – потери между конвертором и приёмником, дБ; $n_{\text{ш.т}}$ – коэффициент шума цифрового приёмника, дБ; a_{BT} – потери в волноводном тракте, дБ.

При условии $(K_{\text{р.к}} - n_{\text{ш.т}} - a_{\text{к-т}}) \geq 20$ дБ выражение (4.13) с учётом (4.14) упрощается и приводится к виду

$$T_C = T_A + T_0 \left[10^{0,1(a_{\text{BT}} + n_{\text{ш.к}})} - 1 \right], \text{ К}. \quad (4.15)$$

Из (4.15) следует, что ЭШТ системы в равной мере зависит от коэффициента шума конвертора и потерь в волноводном тракте. Поэтому при разработке ПС следует не только выбирать конвертор с низким значением $n_{\text{ш.т}}$, но прежде всего минимизировать потери a_{BT} . С этой целью обычно корректор поляризации (если он необходим) и конвертор располагают вместе с облучателем в фокусе антенны, что позволяет свести к минимуму длину отрезков волноводного тракта.

5 СИСТЕМНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ РАДИОТРАКТОВ ЦИФРОВОГО СПУТНИКОВОГО ВЕЩАНИЯ

5.1 Цифровой тракт передачи сигналов

При цифровом вещании основным критерием качества всей системы является вероятность ошибки $P_{\text{ОШ}}$ на выходе декодера тракта приёма. Для обеспечения квазибезошибочного приема сигналов в цифровых системах используют каскадное помехоустойчивое кодирование различной структуры с прямым исправлением ошибок на стороне приема. В схемах каскадного кодирования внешний кодек является блочным, внутренний – сверточным, причем каждый из них оптимизирован для работы с разным уровнем входных ошибок. Внутренний декодер работает с большим уровнем ошибок на входе ($P_{\text{ОШ}} \leq 7 \times 10^{-2}$) и низким значением ОНШ, внешний – с невысоким уровнем ошибок ($P_{\text{ОШ}} \leq 2 \times 10^{-4}$) и высоким уровнем их исправления. Выбор схем защиты от ошибок определя-

ется уровнем эффективности от кодирования и достигнутым уровнем реализации кодеков.

Для повышения эффективности использования полосы частот радиотракта в цифровых системах вещания получили применение полососберегающие виды модуляции: 4-позиционная квадратурная фазовая модуляция QPSK, фазовая 8-ФМ и M-позиционная квадратурная амплитудная модуляция M-КАМ. При установлении вида и порядка модуляции исходят из особенностей тракта, его чувствительности к линейным и нелинейным искажениям, помехам и др. В системах спутникового вещания обычно порядок $M \leq 16$. Это ограничение объясняется ростом потерь радиосигналов в трактах ИСЗ и ЗС с повышением M.

Обобщенная структурная схема линейного тракта передачи сигналов и данных цифровых систем семейства MPEG-2/DVB приведена на рисунке 5.1.

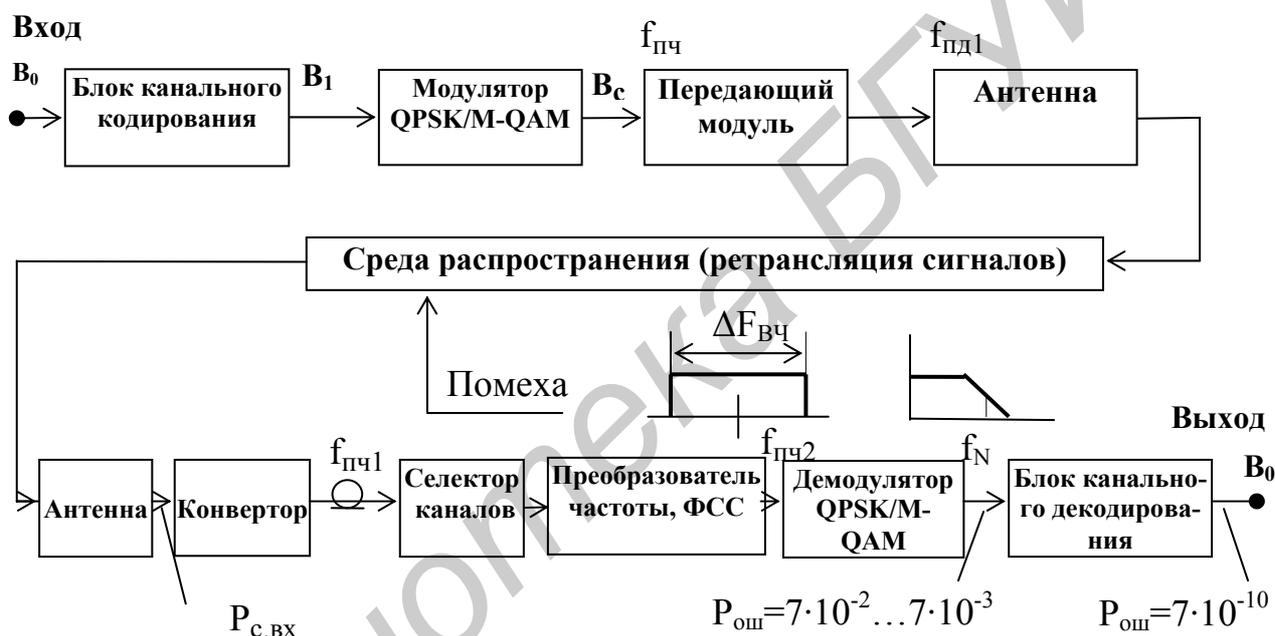


Рисунок 5.1 – Цифровой тракт передачи сигналов

Здесь транспортный поток с информационной скоростью V_0 поступает на блок канального помехоустойчивого кодирования. В этом блоке осуществляется скремблирование, кодирование кодом Рида-Соломона (РС), перемежение и кодирование сверточным кодом с относительной скоростью $R_{СК}$ 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 или 7/8. Длина кодового ограничения СК составляет $K = 7$. За счет внесенной избыточности скорость передачи данных на выходе блока составит $V_1 = V_0 / R_{СК} R_{РС}$. В модуляторе происходит преобразование цифрового сигнала в радиосигнал с определенным видом модуляции (QPSK, 8-ФМ, M-КАМ). Изменение состояний фаз или амплитуд модулированных радиосигналов характеризуется символьной скоростью:

$$V_c = V_0 / R_K (\log_2 M), \text{ симв./с}, \quad (5.1)$$

где $R_K = R_{СК} \cdot R_{РС}$ – относительная кодовая скорость при каскадном кодировании сверточным кодом и кодом РС.

Благодаря применению М-позиционной модуляции полоса пропускания радиотракта сокращается в $m = \log_2 M$ раз, поскольку одним радиосимволом передается m бит информации. При условии согласования скорости передачи с параметрами тракта ширина полосы Δf_C , занимаемая модулированным сигналом с двумя боковыми полосами без несущей, совпадает с величиной символьной скорости V_C . В реальных условиях работы для снижения межсимвольных искажений (МСИ) ширина полосы радиотракта составляет:

$$\Delta F_{вч} = V_C \cdot b_P = \Delta f_C \cdot b_P = 2 \cdot f_N \cdot b_P, \text{ Гц}, \quad (5.2)$$

где f_N – частота Найквиста, равная $\Delta f_C/2$, Гц; b_P – коэффициент расширения полосы.

В цифровых системах разных стандартов величина $b_P = 1 + \alpha_C$ задается коэффициентом α_C скругления спектра сигнала (см. (6.4) и рисунок 6.18) за счет использования фильтра Найквиста. В системах DVB-S и DVB-DSNG $\alpha_C = 0,28$ (реже 0,35), в системах DVB-МC и DVB-MS $\alpha_C = 0,15$.

Преобразованный и усиленный в модуле передачи радиосигнал на частоте несущей излучается антенной в направлении ретранслятора ИСЗ или приемной станции микроволновой распределительной сети. Для ограничения уровня внеполосных помех на выходе передатчика устанавливается полосовой фильтр.

На приемной стороне радиосигнал с помощью антенны и малошумящего конвертора усиливается и преобразуется на частоту первой ПЧ. Затем по соединительному кабелю радиосигнал, состоящий из совокупности канальных сигналов, поступает на цифровой приемник. В нем осуществляется канальная селекция сигнала и преобразование на вторую ПЧ, полосовая фильтрация в фильтре сосредоточенной селекции (ФСС), когерентная демодуляция и исправление ошибок в блоке канального декодирования. Ширина полосы пропускания приемного тракта (на входе демодулятора) составляет $\Delta F_{вч}$, а полоса, сформированная фильтром Найквиста – $\Delta f_N = \Delta f_C b_P / 2$. В блоке канального декодирования первой ступенью исправления ошибок является декодер Витерби с мягким принятием решения о символе. Значение $P_{ош}$, с которых начинается его эффективная работа, составляет $7 \cdot 10^{-2}$ для $R_{CK} = 1/2$ и $7 \cdot 10^{-3}$ для $R_{CK} = 7/8$ при обеспечении на выходе $P_{ош.в} = 2 \cdot 10^{-4}$. После процедуры дегерережевания символов (используется для разбиения пакетных ошибок) осуществляется декодирование данных в блочном декодере Рида-Соломона с получением на его выходе квазибезошибочных условий работы с $P_{ош.РС} \leq 10^{-10}$. Последним устройством блока является дескремблер, который исключает внесенную на передающей стороне псевдослучайность и восстанавливает исходный транспортный поток с информационной скоростью V_0 .

5.2 Спектральная и энергетическая эффективность цифровых систем

Спектральная эффективность, или удельная скорость передачи цифрового сигнала, является мерой использования ширины полосы радиотракта в зависимости от объема передаваемой информации:

$$\gamma_C = B_0 / \Delta F_{ВЧ}, \text{ бит/с} \cdot \text{Гц}. \quad (5.3)$$

Ширина полосы $\Delta F_{ВЧ}$ обычно измеряется по уровню -30 дБ и превышает полосу частот, занимаемую модулированным сигналом Δf_C . В зависимости от скорости передачи цифровых данных используемая ширина полосы $\Delta F_{ВЧ}$ может совпадать с шириной полосы радиотракта или составлять её часть. В системах ЦСВ приняты следующие значения полос радиостволов: 18,0; 27,0; 33,0; 36,0; 42,0; 54,0; 72,0 МГц.

С учётом (5.1) и (5.2) спектральная эффективность γ_C системы с многопозиционной модуляцией и помехоустойчивым кодированием определяется по формуле

$$\gamma_C = B_C (\log_2 M) \cdot R_K / \Delta F_{ВЧ} = \log_2 M \cdot R_K / b_P, \text{ бит/с} \cdot \text{Гц}. \quad (5.4)$$

Из (5.4) следует, что для увеличения γ_C необходимо повышать порядок модуляции M , кодовую скорость R_K и снижать коэффициент расширения полосы b_P . Однако с этими изменениями растёт требуемое значение ОНШ, при котором обеспечивается заданная достоверность приёма, снижается исправляющая способность кода и увеличивается уровень межсимвольных искажений. Поэтому величина эффективности γ_C выбирается компромиссно с учётом назначения проектируемой системы, особенностей радиоканала, требуемой энергетической эффективности, достоверности приёма и др. Например, в системах с ограниченной полосой используют полосноберегающие методы модуляции, требующие увеличения расхода энергии ради повышения спектральной эффективности γ_C . Напротив, в спутниковых системах с ограниченной мощностью экономят энергию сигнала и снижают γ_C , используя эффективное кодирование с избыточным кодом.

Показателем энергетической эффективности цифровой системы является отношение средней энергии E_0 , приходящейся на бит передаваемого сигнала, к спектральной плотности мощности шума N_0 :

$$h_0 = 10 \cdot \lg(E_0/N_0) = 10 \cdot \lg[(P_C/P_{Ш}) \cdot (\Delta f_{Ш}/B_0)], \text{ дБ}, \quad (5.5)$$

где $P_C, P_{Ш}$ – средняя мощность сигнала и теплового шума на выходе фильтра Найквиста с полосой $\Delta f_{Ш} = f_N$, Вт; $N_0 = k \cdot T_C$ – мощность теплового шума системы в полосе 1 Гц, Вт/Гц.

Отношение h_0 является безразмерной величиной и удобной мерой для сравнения эффективности различных методов модуляции, кодирования и способов исправления ошибок. Величина h_0 считается критерием помехоустойчивости систем. Её можно рассчитать по известной вероятности ошибки $P_{ОШ}$ или определить на основании измерений отношения мощности сигнала к шуму (ОНШ) на приёме:

$$\rho_0 = 10 \cdot \lg(P_C/P_{Ш}), \text{ дБ}. \quad (5.6)$$

Базовой точкой для измерения ОНШ является выход фильтра Найквиста демодулятора. Однако из-за отсутствия во многих моделях цифровых приёмни-

ков доступа к этой контрольной точке измерения величины ОНШ производят в устройствах промежуточной или входной частоты (при наличии селективных устройств).

При использовании в системе вещания двухполосных М-позиционных видов модуляции и помехоустойчивого кодирования с кодовой скоростью R_K величина ОНШ в соответствии с (5.6), (5.5), (5.2) и (5.1) равна

$$\rho_{0,K} = h_{0,K} + 10 \cdot \lg(B_0/B_C) = h_{0,K} + 10 \cdot \lg(\log_2 M) \cdot R_K, \text{ дБ}, \quad (5.7)$$

где $h_{0,K}$ – пороговое отношение h_0 при наличии кодирования.

Если в (5.7) подставить (5.4), то становится очевидным, что уменьшение

$$\rho_{0,K} = h_{0,K} + 10 \cdot \lg \gamma_C \cdot b_P$$

находиться в противоречии с увеличением спектральной эффективности.

В реальных каналах вещания скорость передачи цифрового потока данных B_0 ниже пропускной способности канала C , определяемой формулой Шеннона:

$$C = \Delta F_{\text{вч}} \cdot \log_2 [1 + (P_C/P_{\text{ш}})]. \quad (5.8)$$

Величина отношения пропускной способности C к скорости B_0 определяется отношением нормированной пропускной способности к спектральной эффективности:

$$C/B_0 = \left[\log_2 \left(1 + 10^{0,1 \cdot \rho_{0,K}} \right) \right] / \gamma_C. \quad (5.9)$$

Согласно (5.9) скорость передачи данных совпадает с пропускной способностью цифрового канала ($C = B_0$), если выполняется условие

$$\rho_{0,K} = 10 \cdot \lg(2^{\gamma_C} - 1), \text{ дБ}. \quad (5.10)$$

Теоретически условие (5.10) выполняется для сколь угодно малой вероятности ошибки только при использовании сложных схем кодирования. Для принятого в семействе стандартов MPEG-2/DVB кодирования (свёрточного и блочного) условие (5.10), как показано ниже, выполняется для $\rho_{\text{ОШ}}$ существенно превышающих требуемые и в результате $C/B_0 > 1$.

Показателем эффективности принятых способов кодирования является энергетический выигрыш от кодирования (ЭВК):

$$G_{\text{код}} = h_0 - h_{0,K}, \text{ дБ}. \quad (5.11)$$

Этот показатель является мерой снижения величин $h_{0,K}$ за счёт кодирования при сохранении вероятности возникновения битовых ошибок и типа модуляции. Величина ЭВК зависит от свойств корректирующего кода и алгоритма его кодирования. Чем выше ЭВК, тем выше исправляющая способность выбранных кодов или их сочетаний.

Приведённые выше формулы для спектральных и энергетических показателей цифровых систем даны в общем виде и не содержат прямой зависимости

от параметров модуляции, кодирования и величины ошибки. Поэтому ниже получим необходимые расчётные соотношения.

Для вывода уравнения, увязывающего пороговое отношение h_0 с вероятностью ошибки $P_{\text{ош}}$ и параметрами модуляции, воспользуемся выражением вероятности возникновения битовой ошибки $P_{\text{ош}}$ при когерентной демодуляции M-QAM сигналов с чётным значением кратности $m = \log_2 M$ [5]:

$$P_{\text{ош}} = 2 \cdot \left[1 - \left(1/\sqrt{M} \right) \right] \cdot \text{erfc } z / \log_2 M; \quad (5.12)$$

$$\text{erfc } z = \frac{2}{\pi} \cdot \int_z^{\infty} \exp(-u^2) \cdot du; \quad (5.13)$$

$$z = \sqrt{(3 \cdot \log_2 M \cdot h_0) / 2 \cdot (M - 1)}, \quad (5.14)$$

где $\text{erfc } z$ – дополнительный интеграл вероятностей.

Применив к (5.13) приближение вида [5]

$$\text{erfc } z \cong 10^{-z^2/2,3} / z \cdot \sqrt{\pi}, \quad (5.15)$$

после двухступенчатых преобразований (5.12) получим

$$h_0 = 10 \cdot \lg(1,53(M - 1) / \log_2 M) \cdot [A_M - 0,5 \cdot \lg A_M - 0,18], \text{ дБ}; \quad (5.16)$$

$$A_M = \lg \left[\left(1 - \left(1/\sqrt{M} \right) \right) / 0,89 \cdot P_{\text{ош}} \cdot \log_2 M \right]. \quad (5.17)$$

Расчётная формула для определения порогового отношения h_0 в зависимости от $P_{\text{ош}}$ и M пригодна также в случае использования M-QAM с нечётной кратностью модуляции m (1, 3, 5...), если в (5.17) принять $1/\sqrt{M} = 0$.

На рисунке 5.2 и в таблице 5.1 приведены рассчитанные по (5.16) и (5.17) значения h_0 для различных $P_{\text{ош}}$ и порядков модуляции M (4, 8, 16, 32, 64 и 128).

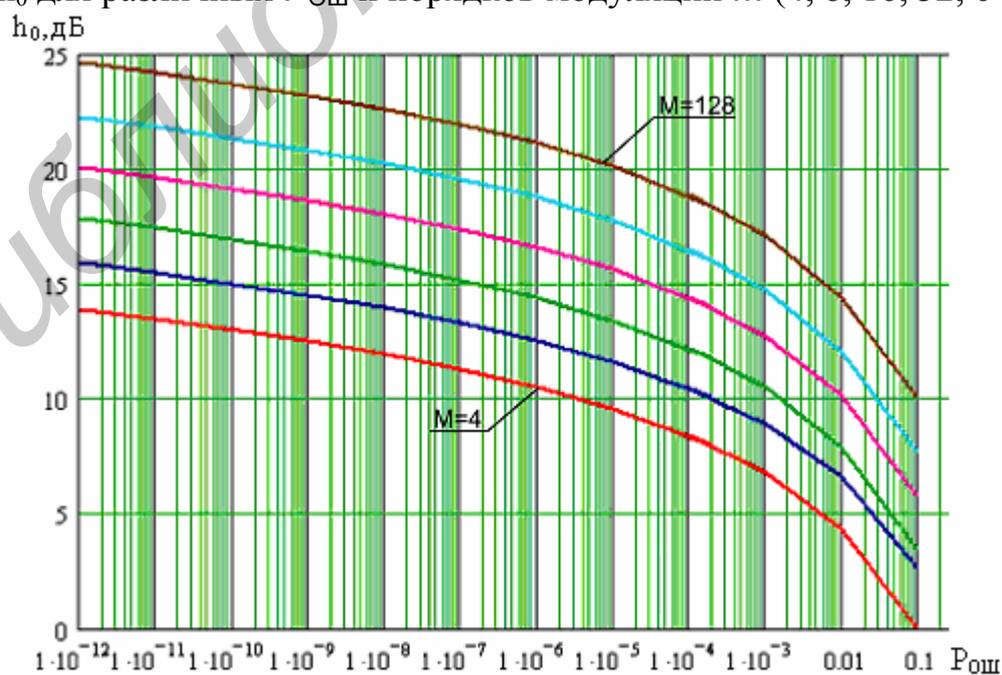


Рисунок 5.2 – Зависимости пороговых отношений h_0 от $P_{\text{ош}}$ и M

Для значений $P_{\text{ош}} \leq 10^{-3}$ величина $0,5 \cdot \lg A_M \ll A_M$ и уравнение (5.16) приводится к более простому виду

$$h_0 = 10 \cdot \lg(1,53(M-1)/\log_2 M) \cdot \lg \left[\left(1 - \left(1/\sqrt{M}\right)\right) / 1,35 \cdot P_{\text{ош}} \cdot \log_2 M \right], \text{дБ.} \quad (5.18)$$

Из (5.18) следует, что для сохранения в системах с высоким порядком M требуемой вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ необходимо по сравнению с системой с QPSK модуляцией ($M = 4$) увеличивать отношение h_0 на

$$\Delta h_0 \cong 10 \cdot \lg \left[0,66 \cdot (M-1) / \log_2 M \right], \text{дБ.} \quad (5.19)$$

Условие (5.19) эквивалентно увеличению h_0 примерно на 2 дБ при увеличении кратности модуляции m на единицу.

Таблица 5.1 – Значение h_0 в зависимости от $P_{\text{ош}}$ и M

$P_{\text{ош}}$	$M = 4$	$M = 8$	$M = 16$	$M = 32$	$M = 64$	$M = 128$
0,01	4,36	6,65	7,93	10,21	12,03	14,37
10^{-3}	6,78	8,93	10,51	12,75	14,76	17,11
$2 \cdot 10^{-4}$	7,95	10,05	11,74	13,97	16,04	18,40
10^{-4}	8,38	10,46	12,19	14,41	16,50	18,86
10^{-5}	9,57	11,62	13,41	15,63	17,77	20,13
10^{-6}	10,51	12,53	14,38	16,59	18,76	21,12
10^{-7}	11,29	13,30	15,18	17,38	19,57	21,94
10^{-8}	11,95	13,95	15,86	18,06	20,26	22,63
10^{-9}	12,53	14,52	16,44	18,64	20,85	23,22

В цифровых системах с каскадным кодированием, M -КАМ модуляцией, когерентной демодуляцией и декодированием по алгоритму Витерби расчётное выражение для определения отношения $h_{0,К}$ в зависимости от $P_{\text{ош,В}}$ на выходе декодера Витерби (входе декодера РС) может быть следующим:

$$h_{0,К} = 10 \cdot \lg \left[0,085 \cdot M \cdot (2 - \lg P_{\text{ош,В}}) / (\log_2 M) \cdot R_K \cdot (1,45 - R_{\text{СК}})^2 \right], \text{дБ,} \quad (5.20)$$

где $R_K = R_{\text{СК}} \cdot R_{\text{РС}}$ – относительная кодовая скорость.

В расчётном соотношении (5.20) величина $P_{\text{ош,В}}$ задаётся на выходе декодера Витерби, что объясняется возможностью оперативного измерения (время измерения составляет около 1с) в цифровых приёмниках этих значений. Для оценки исправляющей способности декодера РС или пересчёта $P_{\text{ош,В}}$ на выход декодера РС можно использовать приближённое соотношение

$$P_{\text{ош,РС}} = 10^{7,2 \cdot (2,3 + \lg P_{\text{ош,В}})} \quad (5.21)$$

Из анализа (5.20) следует, что для фиксированного значения $P_{\text{ош,В}}$ различие в величине $h_{0,К}$ при пошаговом изменении $R_{\text{СК}}$ (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8) составляет около 0,5дБ, а при увеличении порядка M относительно $M = 4$ на

$$\Delta h_{0,К} \cong 10 \cdot \lg \left[0,5 \cdot M / \log_2 M \right], \text{дБ.} \quad (5.22)$$

Условие (5.22) схоже с условием (5.19) и характеризует приращение $h_{0,K}$ примерно на 2 дБ при увеличении кратности модуляции m на единицу.

В таблице 5.2 (слева) приведены результаты расчёта по (5.20) значений $h_{0,K}$ для $R_{PC} = 188/204$, $M = 4$, различных $R_{СК}$ (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8) и вероятностей $P_{ОШ,В}$ на выходе декодера Витерби. На рисунке 5.3 приведены зависимости пороговых отношений h_0 и $h_{0,K}$ от $P_{ОШ}$ на выходе демодулятора, декодеров Витерби и Рида-Соломона для тех же значений.

Таблица 5.2 – Пороговое значение $h_{0,K}$ и отношение несущая/шум $\rho_{0,K}$ в зависимости от $P_{ОШ,В}$ для пяти значений $R_{СК}$ (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)

$P_{ОШ}$	Пороговое отношение $h_{0,K}$, дБ					Отношение несущая/шум $\rho_{0,K}$, дБ				
	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
10^{-3}	3,10	3,52	3,99	4,63	5,03	2,74	4,41	5,39	6,49	7,10
$2 \cdot 10^{-4}$	3,66	4,09	4,56	5,20	5,59	3,30	4,98	5,96	7,06	7,66
10^{-4}	3,89	4,31	4,78	5,42	5,82	3,53	5,20	6,18	7,28	7,89
10^{-5}	4,56	4,98	5,45	6,09	6,49	4,20	5,87	6,85	7,95	8,56
10^{-6}	5,14	5,56	6,03	6,67	7,07	4,78	6,45	7,43	8,53	9,14
10^{-7}	5,65	6,07	6,54	7,18	7,58	5,29	6,96	7,94	9,04	9,65
10^{-8}	6,11	6,53	7,00	7,64	8,04	5,75	7,42	8,40	9,50	10,11
10^{-9}	6,52	6,95	7,41	8,05	8,45	6,16	7,83	8,81	9,91	10,52
10^{-11}	7,25	7,67	8,14	8,78	9,18	6,88	8,56	9,54	10,64	11,25
10^{-12}	7,57	7,99	8,46	9,10	9,50	7,21	8,88	9,86	10,96	11,57

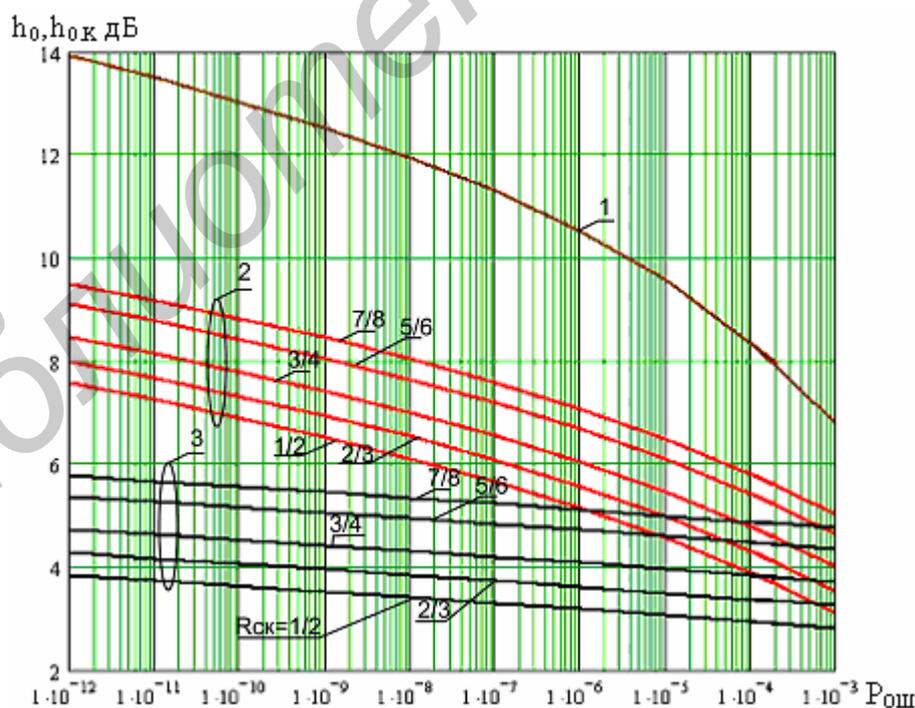


Рисунок 5.3 – Зависимости пороговых отношений h_0 , $h_{0,K}$ от $P_{ОШ}$ на выходе демодулятора (1), декодера Витерби (2) и декодера Рида-Соломона (3) для различных $R_{СК}$

На основании (5.11) и полученных выражений (5.16), (5.17) и (5.20) расчётная формула для определения ЭВК при использовании декодера Витерби с $K = 7$ и декодера РС с $R_{PC} = 188/204$ представляется в виде

$$G_{\text{КОД}} = 20,65 - 10 \lg \left[\frac{M \cdot (31 - \lg P_{\text{ОШ.РС}})}{(M-1) R_{\text{СК}} (1,45 - R_{\text{СК}})^2 (A_M - 0,5 \lg A_M - 0,18)} \right], \text{ дБ. (5.23)}$$

Из (5.23) следует, что для заданной вероятности возникновения битовой ошибки $P_{\text{ОШ.РС}}$ в системах с увеличивающимся порядком M относительно $M = 4$ эффективность от кодирования незначительно уменьшается на величину

$$\Delta G_{\text{КОД}} \cong 10 \cdot \lg \left[0,75 \cdot M / (M-1) \right], \text{ дБ, (5.24)}$$

приближаясь к значению $\Delta G_{\text{КОД}} = -1,25$ дБ. То есть каскадное кодирование в системах с M -КАМ независимо от M даёт примерно равную эффективность.

Для часто используемых систем с QPSK модуляцией ($M = 4$) выражение (5.23) приводится к виду

$$G_{\text{КОД}(M=4)} = 19,45 - 10 \lg \left[\frac{31 - \lg P_{\text{ОШ.РС}}}{R_{\text{СК}} (1,45 - R_{\text{СК}})^2 (-0,73 - \lg P_{\text{ОШ.РС}})} \right], \text{ дБ. (5.25)}$$

На рисунке 5.4 даны зависимости ЭВК от величины $P_{\text{ОШ}}$ для QPSK при использовании двух и (для сравнения) одной ступени декодирования при $R_{\text{СК}} = 1/2, 3/4, 7/8$. Как видно из рисунка 5.4, при обеспечении $P_{\text{ОШ.РС}} = 10^{-10}$ ($R_{\text{СК}} = 1/2$) величина ЭВК составляет 9,5 дБ. Это на 3,4 дБ выше, чем в случае использования только одной ступени декодирования по Витерби.

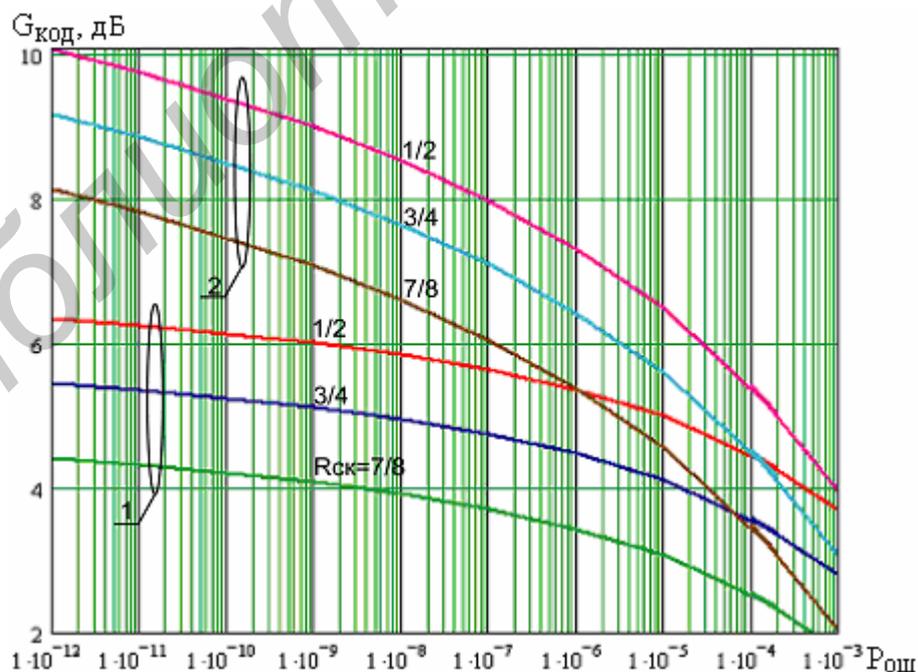


Рисунок 5.4 – Зависимости энергетического выигрыша от кодирования при использовании одной (1) и двух (2) ступеней кодирования для $M = 4$ и $R_{\text{СК}} = 1/2, 3/4, 7/8$

В результате подстановки (5.20) в (5.7) получим расчётную формулу для определения ОНШ на выходе селектора цифрового приёмника (на выходе фильтра Найквиста) системы с М-КАМ модуляцией и каскадным кодированием в зависимости от $P_{\text{ОШ.В}}$ на выходе декодера Витерби:

$$\rho_{0,К} = -10,7 + 10 \cdot \lg \left[\frac{M \cdot (2 - \lg P_{\text{ОШ.В}})}{(1,45 - R_{\text{СК}})^2} \right], \text{ дБ.} \quad (5.26)$$

Из (5.26) следует, что при заданном значении $P_{\text{ОШ.В}}$ и пошаговом изменении $R_{\text{СК}}$ (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8) величина $\rho_{0,К}$ изменяется примерно на 1 дБ. При увеличении M относительно $M = 4$ значение $\rho_{0,К}$ увеличивается на

$$\Delta \rho_{0,К} = 10 \cdot \lg(M/4), \text{ дБ,} \quad (5.27)$$

что эквивалентно добавлению 3дБ при увеличении кратности модуляции на единицу. Численные значения $\rho_{0,К}$ для $M = 4$ приведены в таблице 5.2.

На основании (5.26) и (5.9) получим выражение для определения меры различия между пропускной способностью по Шеннону и скоростью передачи данных в цифровых системах с М-КАМ и каскадным кодированием:

$$C/B_0 \cdot b_P = (1/0,3 \cdot R_K \cdot (\log_2 M)) \cdot \lg \left[1 + \frac{0,085 \cdot M \cdot (2 - \lg P_{\text{ОШ.В}})}{(1,45 - R_{\text{СК}})^2} \right]. \quad (5.28)$$

Соотношение (5.28) имеет оптимум при $M = 16$. Для $P_{\text{ОШ.В}} = 2 \cdot 10^{-4}$, $M = 16$ и $R_{\text{СК}} = 0,5$ величина различия $C/B_0 \cdot b_P$ составляет 1,78. С увеличением $P_{\text{ОШ}}$ различие уменьшается и переходит в равенство при $P_{\text{ОШ}} = 10^{0,28}$. Однако при обеспечении условия $C/B_0 \cdot b_P = 1$ число ошибок слишком велико. Для приближения к критерию Шеннона следует использовать более совершенные способы передачи данных и методы исправления ошибок.

В реальных цифровых системах приёма присутствуют энергетические потери и искажения сигналов из-за неидеальности характеристик устройств преобразования, селекции, демодуляции, неточности восстановления несущей, тактовой частоты и др. Для учёта этих факторов, снижающих помехозащищённость и достоверность приёма, вводят запас на номинальное значение ОНШ и отношение E_0/N_0 . Величина запаса в ПС обычно устанавливается разработчиком оборудования и составляет при использовании QPSK модуляции 1,0...1,2 дБ, 16-КАМ – 1,8...2,0 дБ и 64-КАМ – 2,0...2,6 дБ. Кроме этого на уровень помехозащищённости ПС оказывают влияние шумы и помехи со стороны основного и мешающих ИСЗ. Для учёта их влияния вводят дополнительный запас на ОНШ, величина которого близка к указанным выше значениям. Результирующий запас $\Delta \rho_{\Sigma}$ обычно называют системным энергетическим запасом.

Таким образом, требуемое значение ОНШ, при котором в реальных условиях работы ПС обеспечивается заданная величина $P_{\text{ОШ.В}}$, равно

$$\rho_{\text{тр}} = \rho_{0,К} + \Delta \rho_{\Sigma} = -10,7 + 10 \cdot \lg \left[\frac{M \cdot (2 - \lg P_{\text{ОШ.В}})}{(1,45 - R_{\text{СК}})^2} \right] + \Delta \rho_{\Sigma}, \text{ дБ.} \quad (5.29)$$

Для спутникового приема сигналов с QPSK модуляцией и при величине системного запаса $\Delta\rho_{\Sigma} = 2,4$ дБ расчётная формула представляется в виде

$$\rho_{\text{ТР}(M=4)} = -2,3 + 10 \cdot \lg \left[\frac{(2 - \lg P_{\text{ОШ.В}})}{(1,45 - R_{\text{СК}})^2} \right], \text{ дБ.} \quad (5.30)$$

Если задано значение вероятности ошибки $P_{\text{ОШ.РС}}$ на выходе декодера РС, то согласно (5.21) и (5.30):

$$\rho_{\text{ТР}(M=4)} = -10,9 + 10 \cdot \lg \left[\frac{(31 - \lg P_{\text{ОШ.РС}})}{(1,45 - R_{\text{СК}})^2} \right], \text{ дБ.} \quad (5.30a)$$

5.3 Влияние помех мешающих ИСЗ на помехозащищённость приёмных систем

Необходимой составной частью расчёта при выполнении технической координации вновь создаваемых спутниковых систем является определение меры влияния помех новых систем на РС работающих сетей [3]. Вопрос влияния помех мешающих ИСЗ актуален и для действующих сетей, поскольку наличие помех ограничивает минимальные размеры приемных антенн. Влияние помех проявляется в снижении помехозащищённости РС и характеризуется уменьшением ОНШ на её входе.

Величина ОНШ определяется отношением мощности полезного сигнала P_C к сумме мощностей помех $\sum_{j=1}^N P_{\text{п}j}$ в рассматриваемом канале приёма:

$$A_{3\Sigma} = 10 \cdot \lg \frac{P_C}{\sum_{j=1}^N P_{\text{п}j}} = -10 \cdot \lg \sum_{j=1}^N 10^{-0,1 \cdot A_{3j}}, \text{ дБ,} \quad (5.31)$$

где $A_{3\Sigma}$, A_{3j} – защищённость РС от действия помех со стороны всех мешающих ИСЗ и j -го ИСЗ соответственно; N – число мешающих ИСЗ.

К числу мешающих ИСЗ можно отнести спутники, которые отстоят на дуге ГО от информационного менее чем на 10° и работают в полосах частот информационного спутника. Характеристики мешающих ИСЗ как и информационных выбираются по справочным материалам.

Уровень снижения ОНШ на входе РС от совокупного действия помех мешающих ИСЗ рассчитывается по формуле

$$\Delta\rho_{\text{ПОМ}} = 10 \cdot \lg \left[1 + 10^{0,1 \cdot (\rho_{\text{ТР.}} + A_{3\Sigma})} \right], \text{ дБ.} \quad (5.32)$$

Для нахождения $A_{3\Sigma}$ и $\Delta\rho_{\text{ПОМ}}$ определяют значения A_{3j} для каждого принятого во внимание мешающего ИСЗ:

$$A_{3j} = 10 \cdot \lg \frac{P_C}{P_{\text{п}j}} = \Delta g(\theta_{mj}) + \Delta a_{\Sigma j} + \Delta \mathcal{E}_{\text{БР}j} + L_{\text{Р}j}, \text{ дБ,} \quad (5.33)$$

где $\Delta g(\theta_{mj})$ – разность в усилении приёмной антенной сигналов от информационного и мешающего j -го ИСЗ, дБ; $\Delta a_{\Sigma j}$ – разность в уровнях ослабления

сигналов на путях их распространения от информационного и j -го ИСЗ, дБ; $\Delta \mathcal{E}_{\text{БР}j} = \mathcal{E}_{\text{БР}} - \mathcal{E}_{\text{БР}j}$ – разность в значениях ЭИИМ информационного и j -го мешающего ИСЗ, дБ; $L_{\text{P}j}$ – развязка по поляризации между полезным и мешающим сигналами в совпадающем канале, дБ.

В соответствии с нормами (Рекомендации 580-5 и 465-5 МСЭ-Р) на уровень ослабления сигналов с боковых направлений для прямофокусных антенн с $d_A/\lambda > 35$ (в диапазоне частот 10,0...14,0 ГГц):

$$\Delta g(\theta_{mj}) = g_{\text{ПР}} - 29 + 25 \cdot \lg \theta_{mj} \quad \text{при } 1^\circ < \theta_{mj} < 48^\circ, \quad (5.34)$$

где $g_{\text{ПР}}$ – усиление приёмной антенны в главном направлении, дБ; θ_{mj} – топоцентрический угол между позициями информационного и мешающего ИСЗ.

Для прямофокусных приёмных антенн с $d_A/\lambda < 50$:

$$\Delta g(\theta_{mj}) = g_{\text{ГД}} - 49 + 10 \cdot \lg(d_A/\lambda) + 20 \cdot \lg \theta_{mj} \quad \text{при } 1^\circ < \theta_{mj} < 48^\circ. \quad (5.35)$$

Разность в уровнях ослабления полезного и мешающего сигналов на путях их распространения составляет

$$\Delta a_{\Sigma j} = 10 \lg \left[\frac{(1 - 0,295 \cos \psi \cos |\varphi_{\text{И}} - \varphi_{\text{С}}|)}{(1 - 0,295 \cos \psi \cos |\varphi_{mj} - \varphi_{\text{С}}|)} \right], \quad (5.36)$$

где $\psi, \varphi_{\text{З}}$ – широта и долгота размещения ЗС, град; $\varphi_{\text{С}}, \varphi_{mj}$ – позиция информационного и мешающего j -го ИСЗ, град.

Согласно (5.36) при разнесении ИСЗ на $|\varphi_{\text{С}} - \varphi_{\text{З}}| \leq 6^\circ$ величина $a_{\Sigma} = 0$.

Поляризационная развязка $L_{\text{P}j}$ между полезным и мешающими сигналами зависит от типа поляризаций этих сигналов. При полном совпадении плоскостей поляризаций $L_{\text{P}j} = 0$. При ортогональных поляризациях гарантированное значение $L_{\text{P}j}$ считается 6...8 дБ. В случае приёма помех с круговой поляризацией на оборудование с линейной поляризацией $L_{\text{P}j}$ берется 1,5 дБ. Гарантированные значения вводятся для учета различных направлений действия полезного сигнала и помех, наличием деполяризации радиоволн в атмосфере и др.

Полученное значение защищённости $A_{\text{ЗС}}$ от совокупного действия помех на входе ПС должно превышать установленные нормами защитные отношения по совпадающему $R_{\text{ЗАЩ},1} = 21$ дБ и соседнему $R_{\text{ЗАЩ},2} = 17$ дБ каналам. Разность сравниваемых величин характеризует защитный запас:

$$A_{\text{ЗАП}} = A_{\text{ЗС}} - R_{\text{ЗАЩ}}, \text{ дБ.} \quad (5.37)$$

Положительное значение запаса $A_{\text{ЗАП}}$ свидетельствует о правильном выборе размеров приёмной антенны и соблюдении требований на помехозащищённость.

5.4 Показатели цифровых приёмных систем

Характерной чертой цифровых ПС является пороговый эффект, который проявляется в потере изображения при снижении отношения несущая-шум на

их входе ниже номинального. Началу наступления порога предшествует появление на изображении ошибочных блоков. Это явление возникает при потере около 1 % транспортных пакетов цифрового сигнала. При потере около 6 % транспортных пакетов следует срыв синхронизации (тактовой и пакетной) [8]. Режим порога соответствует росту вероятности ошибочных бит на выходе декодера Витерби до значений $P_{\text{ОШ.В}} = 10^{-3}$ и на выходе декодера РС до значений $P_{\text{ОШ.РС}} = 10^{-5}$. Время восстановления изображения после прекращения действия помех зависит от типа помех, схем синхронизации, скорости передачи данных, порядка модуляции и составляет в различных моделях ПС от 2 до 10 с.

Пороговое значение ОНШ, при котором происходит срыв изображения в виду роста $P_{\text{ОШ}}$, согласно (5.29) определяется по формуле

$$\rho_{\text{ПОР}} = -3,7 + 10 \cdot \lg \left[M / (1,45 - R_{\text{СК}})^2 \right] + \Delta\rho_{\Sigma}, \text{ дБ.} \quad (5.38)$$

Из (5.38) следует вывод о том, что по измеренному пороговому ОНШ $\rho_{\text{ПОР}}$ можно рассчитать системный запас $\Delta\rho_{\Sigma}$ для различных моделей цифровых приёмников и их режимов работы. В [8] указывается, что при отсутствии помех со стороны ИСЗ в цифровом приёмнике с $M = 4$, $R_{\text{СК}} = 7/8$, срыв изображения возникает при $h_{0,К} = 6$ дБ. С учётом (5.7) и (5.38) $\Delta\rho_{\Sigma}$ составит 0,95 дБ, что соответствует принятому значению 1,0...1,2 дБ в отсутствие внешних помех.

На основании (5.29) и (5.38) несложно установить энергетический запас в ОНШ между номинальным и пороговым режимами работы ПС:

$$\Delta\rho_3 = \rho_{\text{ТР}} - \rho_{\text{ПОР}} = -7 + 10 \cdot \lg(2 - \lg P_{\text{ОШ.В}}). \quad (5.39)$$

Согласно (5.39) запас в ОНШ не зависит от порядка модуляции M и кодовой скорости R_K и определяется только величиной ошибок $P_{\text{ОШ.В}}$ на выходе декодера Витерби при номинальном режиме работы ПС. Причём величина запаса $\Delta\rho_3$ в ОНШ равна аналогичной величине запаса в отношении E_0/N_0 . Простая взаимосвязь между величиной $\Delta\rho_3$ и значением $P_{\text{ОШ.В}}$ указывает на возможность задания номинального режима работы ПС не только вероятностью ошибки на выходе декодера Витерби, но и величиной запаса $\Delta\rho_3$ относительно наступления срыва изображения. В соответствии с данными таблицы 5.3, полученными по (5.39), различие между номинальным и пороговым режимами работы цифровых ПС составляет несколько децибел и, следовательно, проектирование и расчёт цифровых систем необходимо выполнять тщательно.

Таблица 5.3 – Энергетический запас $\Delta\rho_3$ в зависимости от $P_{\text{ОШ.В}}$:

$P_{\text{ОШ.В}}$	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}
$\Delta\rho_3, \text{ дБ}$	0	0,8	1,45	2,0	2,55	3,0	3,4	3,8

Уровень сигнала входе ПС, при котором реализуется требуемое отношение $\rho_{\text{ТР}}$, определяется по формуле

$$\rho_{\text{С.ВХ}} = \rho_{\text{ТР}} + 10 \lg k T_C V_C = \rho_{\text{ТР}} + 10 \lg T_C + 10 \lg V_C - 228,6, \text{ дБВт.} \quad (5.40)$$

Если заданы параметры радиолинии, то необходимый уровень сигнала устанавливается выбором усиления приёмной антенны:

$$g_{\text{ПР}} = p_{\text{С.ВХ}} - \mathcal{E}_{\text{БР}} + a_{\Sigma} + \Delta g_{\text{А}} + \Delta g_{\text{Э}}, \text{ дБ}; \quad (5.41)$$

$$\Delta g_{\text{А}} = 10 \cdot \lg \left[\exp(4 \cdot \pi \cdot \delta / \lambda)^2 \right] = 685,8 \cdot (\delta / \lambda)^2, \text{ дБ}, \quad (5.42)$$

где $\Delta g_{\text{А}}$ – потери в усилении антенны, обусловленные неровностью её поверхности, дБ; $\Delta g_{\text{Э}}$ – эксплуатационный запас в усилении антенны, равный 0,4...1,0 дБ; δ / λ – относительная высота неровностей.

На основании формулы (3.4) при известной величине усиления антенны несложно определить ее диаметр:

$$d_{\text{А}} = \left(1/f_{\text{Р}} \cdot \sqrt{k_{\text{И}}} \right) \cdot 10^{0,05 \cdot (g_{\text{ПР}} - 20,4)}, \text{ м}. \quad (5.43)$$

Выразив из потерь a_0 (4.3) частоту можно исключить зависимость $d_{\text{А}}$ от частоты. С учетом (5.41)

$$d_{\text{А}} = \frac{r}{\sqrt{k_{\text{И}}}} \cdot 10^{0,05 \cdot (p_{\text{С.ВХ}} - \mathcal{E}_{\text{БР}} + a_{\text{ДОП}} - \Delta g_{\text{А}} - \Delta g_{\text{Э}} + 72)}, \text{ м}. \quad (5.44)$$

где r – наклонная дальность, км.

Энергетический потенциал приёмной системы обычно характеризуется величиной её добротности, т.е. мерой чувствительности к приему сигналов

$$D_{\text{ПР}} = g_{\text{ПР}} - 10 \cdot \lg T_{\text{С}}, \text{ дБ/К}. \quad (5.45)$$

Чем выше $D_{\text{ПР}}$, тем выше усиление антенны или ниже значение ЭШТ ПС. Часто по величине $D_{\text{ПР}}$ и назначению ПС классифицируют станции. В Ку-диапазоне станции типа К1...К6 имеют добротность от 31 до 12 дБ/К. Величину добротности станции обычно измеряют на средней частоте $f_{\text{СР}}$ рабочего диапазона ПС в сухую и ясную погоду при угле места антенны $\varepsilon = 5^\circ$.

Значение ЭШТ ПС для определения добротности станции (для $\varepsilon \approx 5^\circ$ и отсутствии дождей) можно рассчитать по формуле

$$T_{\text{С.МИН}} = T_0 \left[(0,1/d_{\text{А}}) + 0,14 \lg f_{\text{СР}} + 10^{0,1 \cdot (a_{\text{В.Т}} + n_{\text{Ш.К}})} - 0,83 \right], \text{ К}, \quad (5.46)$$

При известных параметрах и структуре приемной системы (рисунок 4.1) уровень принимаемого сигнала на входе цифрового приемника составит

$$p_{\text{ВХ.Т}} = p_{\text{С.ВХ}} + K_{\text{РК}} - a_{\text{В.Т}} - a_{\text{К-Т}}, \text{ дБВт}, \quad (5.47)$$

Величина напряжения, создаваемая принимаемым каналом, на входе ЦПСВ с входным сопротивлением $R_{\text{ВХ}}$

$$U_{\text{ВХ.Т}} = p_{\text{ВХ.Т}} + 10 \cdot \lg R_{\text{ВХ}} + 120, \text{ дБмкВ}. \quad (5.48)$$

6 ПРИНЦИПЫ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ЦИФРОВОГО ВЕЩАНИЯ

6.1 Структура передающего комплекса ЦСВ

В типовой конфигурации цифровой передающей системы (рисунок 6.1) можно выделить пять подсистем, отображающих процессы сбора, обработки, формирования и передачи многопрограммных сигналов. Это подсистемы подготовки программ, предварительной обработки и цифрового сжатия сигналов, мультиплексирования и формирования транспортного потока, помехоустойчивого кодирования и модуляции, а также передачи.

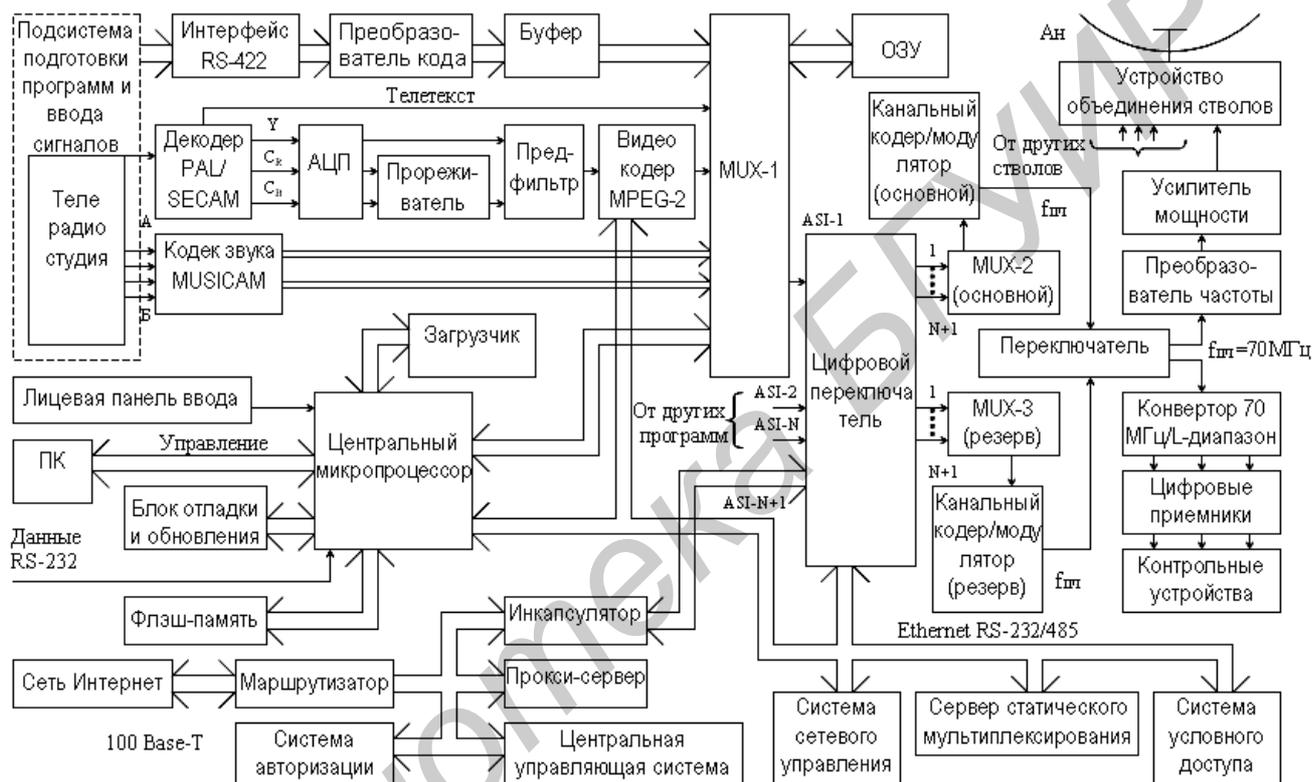


Рисунок 6.1 – Структура передающего комплекса ЦСВ

Подсистема подготовки программ охватывает все стадии их производства: планирование, ввод информации, монтаж сюжетов, графическое оформление, вещание, архивирование и др. Ядром подсистемы являются видеосерверы, с помощью которых осуществляется автоматизированная подготовка материалов, их загрузка, эфирное оформление, редактирование и формирование медиафайлов. Многие современные серверы пригодны для работы в форматах студийного (SD) и высокого (HD) качества при использовании стандартов MPEG-2, MPEG-4 (H-264), J-MPEG и др.

Основой подсистемы предварительной обработки и цифрового сжатия сигналов является цифровой кодер. Он решает задачи обработки, сжатия и кодирования видео- и аудиосигналов, а также объединения всех элементарных цифровых сигналов, включая служебные PCI/SI, телетекст и др. в единый программный поток. Современные цифровые кодеры имеют модульный принцип построения с возможной сменой отдельных устройств. Они содержат централь-

ный микропроцессор, видеокодер, один или несколько кодеров звука, программируемый мультиплексор, устройства памяти, ввода и отображения информации.

Стандартным для цифровых кодеров решением является возможность его работы с аналоговыми или цифровыми сигналами звука и изображения, а также дополнительными синхронными (скорость от 2 до 20 Мбит/с) и асинхронными низкоскоростными данными (до 115,2 Кбит/с).

В цифровом кодере полный ТВ-сигнал стандартов PAL, SECAM или NTSC декодируется до уровня компонентных сигналов основных цветов R, G, B и затем они матрицируются в сигнал яркости Y и два цветоразностных сигнала C_B и C_R, согласно соотношениям:

$$\begin{aligned} Y &= 0,299 \cdot R + 0,587 \cdot G + 0,114 \cdot B; \\ C_R &= 0,713 \cdot (R - Y); \\ C_B &= 0,564 \cdot (B - Y). \end{aligned} \quad (6.1)$$

Переход от формата RGB к YC_RC_B объясняется возможностью сокращения объема передаваемой информации путем удаления из компонент цветности C_R и C_B некоторой доли информации. Ее потеря может быть незамечена глазом, поскольку чувствительность зрения к цвету предметов ниже, чем к их яркости. На приемной стороне осуществляется обратный переход к формату RGB путем восстановления требуемых компонент из принятых на основании соотношений

$$R=Y+1,402C_R; \quad G=Y-0,344C_B-0,714C_R; \quad B=Y+1,772C_B.$$

В соответствии с Рекомендациями BT.601.МСЭ-Р на профессиональное качество для формата кадра 4:3 (внутренний стандарт 4:2:2) сигнал яркости с полосой 5,75 МГц и сигналы цветности с полосами 2,75 МГц оцифровываются в 10-разрядных АЦП с частотами дискретизации 13,5 и 6,75 МГц соответственно. Данные частоты дискретизации выбраны с учётом требований теоремы Котельникова и кратности частотам строчных развёрток стандартов 625/50 и 525/60. Частота 13,5 МГц является 864-й гармоникой частоты 15625 Гц строчной развёртки стандарта 625/50 и 858-й гармоникой частоты 15734 Гц строчной развёртки стандарта 525/60. В результате дискретизации в активной части строки изображения создаётся 720 отсчётов для Y сигнала и по 360 отсчётов для C_R и C_B при общем числе строк 576. Суммарное число бит, приходящихся на активную часть кадра, составляет $1440 \cdot 576 \cdot 10 = 8294400$, а базовая скорость данных $(2 \cdot 6,75 + 13) \cdot 10^6 \cdot 10 = 270 \text{ Мбит/с}$. В формате изображения 16:9 частоты дискретизации выбраны 18 и 9 МГц соответственно при полосах частот ФНЧ яркостного и цветоразностных сигналов 7,67 и 3,67 МГц. В системе ТВ высокой четкости (HDTV) частоты дискретизации равны 74,25 и 37,125 МГц соответственно. Из 1024 разрешённых уровней квантования каждого отсчета уровни 0...3 и 1020...1023 резервируются для цифровой синхронизации. Для яркостного сигнала Y выделяется 877 уровней от 64 (уровень чёрного) до 940 (уровень белого), а для цветоразностных сигналов – 897 уровней, причём нулевому значению сигнала соответствует уровень квантования 512.

В системах цифрового вещания стандартного качества основой для видеокодирования служит внутренний стандарт 4:2:0, который в отличие от исходного 4:2:2 предусматривает прореживание (децимацию) отсчётов сигналов C_R и C_B по вертикали кадра. В результате прореживания отсчётов снижается разрешающая способность по цветности (более чем в два раза), но и уменьшается скорость данных результирующего потока на 25 % относительно скорости 219 Мбит/с, полученной при исключении интервалов гашения. Отметим, что результирующая скорость видеоданных в последовательном коде SDI для формата кадра 16:9 составляет 360 Мбит/с, а для HDTV – 1,485 Гбит/с.

Все устройства аналого-цифрового тракта, начиная от источника видеосигнала, вносят искажения и шумы, имеющие аналоговое и цифровое происхождение. Для удаления побочной информации, которая затрудняет последующую процедуру кодирования видеоданных и увеличивает расход бит на передачу, применяют специальную предфильтровую обработку и шумоподавление. Для этого имеются устройства шумоподавления с пространственно-временной фильтрацией и компенсацией движения из-за дрожаний видеокамеры или киноленты. Эти устройства могут эффективно подавлять шумы, вызванные зернистостью киноплёнки, пылью, царапинами, шумами видеозаписи и др. Однако порог их подавления должен постоянно оптимизироваться, чтобы не привести к потере качества изображения. В этом отношении перспективными считаются алгоритмы нелинейного адаптивного шумоподавления, которые применены в видеокодерах DVS 3115/01 компании Philips. Они позволяют увеличить степень сжатия данных на 15 %. Кроме указанных функций предфильтровое устройство обеспечивает синхронизацию кадров и возможность ввода тестовых сигналов и заставок.

С выхода предпроцессора цифровой поток видеоданных поступает на видеокодер MPEG-2, представляющий собой однокристалльный процессор, реализующий функции стандарта ISO/IEC 13818. В видеокодере осуществляется цифровое сжатие видеоданных за счёт исключения пространственной (внутрикадровой), временной (межкадровой) и психовизуальной избыточностей. Пространственную избыточность составляют одинаково окрашенные однотонные фрагменты изображения, временную – последовательность кадров с мало отличающимися друг от друга изображениями. Психовизуальная избыточность обусловлена разной чувствительностью человеческого глаза к яркости и цвету изображений, а также к их деталям. Суммарный коэффициент сжатия данных в видеокодере может составлять от 10 до 100 раз. Максимальное его значение ограничивается допустимыми потерями в снижении исходного качества изображения.

Сжатый в видеокодере цифровой поток поступает по высокоскоростной шине PCI на блок буферной памяти и затем на первую ступень мультиплексирования MUX-1. Значение скорости данных на выходе видеокодера стандартного качества (основной профиль – основной уровень) составляет от 1,5 до 15 Мбит/с. Мультиплексор MUX-1 осуществляет синхронное объединение отдельных сигналов видео, аудио и данных служебной информации PCI/SI в общий программный поток. Выходная скорость программного потока определя-

ется суммой скоростей отдельных потоков и вспомогательных данных. Используемая скорость при организации ТВ-вещания обычно составляет 4,5...6 Мбит/с на программу.

Отметим, что алгоритм работы видеокодера и его построение не регламентируются рамками стандарта. Стандартом определены только требования к выходному потоку данных (так называемый синтаксис) для согласованной работы видеокодера и декодера. Поэтому у разработчиков имеется возможность совершенствования характеристик видеокодеров, применяя различные усовершенствованные алгоритмы. Например, в видеокодерах компании Philips используется двойная обработка кадра, где на первом этапе анализируется сложность кадра, движение, скорость потока и др., а на втором по результатам первого этапа осуществляется кодирование. Следствием этого решения является более высокая эффективность работы видеокодера в условиях быстрых движений в кадре и его смены. Очевидно, что качество видеокодеров у различных производителей может быть различным.

Аудиокодеры цифрового сжатия сигналов звукового сопровождения или вещания строятся на базе цифровых сигнальных процессоров и содержат два или более стереоканала. Входные сигналы на аудиокодеры поступают в аналоговом или цифровом (AES/EBU) форматах. Для аналоговых сигналов в звуковом кадре осуществляется аналого-цифровое преобразование с разрядностью 18 бит на отсчёт и частотой дискретизации 32, 44,1 или 48 кГц. В некоторых моделях в ущерб качеству, но ради снижения скорости аудиоданных используют половинные значения частот дискретизации (16; 22,05 или 24 кГц).

Цифровое сжатие звуковой информации в аудиокодере осуществляется в соответствии с принципами стандарта MPEG-1 Уровень 2 (Musicam). Он основывается на устранении избыточности в сигнале исходя из особенностей человеческого слуха. В частности во внимание принимаются два эффекта: маскирование слабого по уровню тона близким по частоте сильным тоном и инерционность слуха. Весь исходный спектр звукового сигнала (20Гц...20кГц) разделяется на 32 субполосы, в каждой из которых разрядность кодирования устанавливается динамически в соответствии с кривой маскирования, полученной путём внешнего спектрального анализа психоакустической модели слуха. В большинстве субполос разрядность кодирования снижается и уменьшается результирующая скорость данных. Скорость выходного потока в стереоканале зависит от выбранных режимов обработки сигналов и может составлять 32, 64, 112, 128, 192, 256 или 384 Кбит/с. При выходной скорости 256 и даже 192 Кбит/с качество звучания соответствует качеству звучания с компакт-диска.

В цифровом кодере высокоскоростные данные (до 20 Мбит/с) поступают на последовательный синхронный интерфейс RS-422, который связан через устройство распараллеливания потока и буфер с мультиплексором (MUX-1). Низкоскоростные асинхронные данные могут быть поданы для обработки через порт RS-232 на центральный микропроцессор (ЦМП). ЦМП выполняет функции управления работой цифрового кодера и контроля его устройств. При включении питания кодера по хранящимся в энергонезависимой памяти (флэш) данным ЦМП конфигурирует и устанавливает рабочие параметры всех уст-

ройств кодера и заносит программу их работы в оперативную память. Программа является инструкцией по выполнению всех операций внутри кодера. Для обновления ПО существует отдельная энергонезависимая память, хранящая предыдущие загрузочные версии ПО. ЦМП осуществляет также взаимодействие с внешними по отношению к цифровому кодеру устройствами. При наличии локальной сети Ethernet параметры кодера можно изменить от общей системы управления. В частных случаях управление и диагностику осуществляют с помощью ПК, подключённого к интерфейсу RS-232. Используя ЦМК, можно создать минимально необходимый набор таблиц служебной информации PSI/SI и присвоить персональные идентификаторы (PID) различным элементарным потокам (видео, аудио, данные). Ввод таблиц и назначение PID производится с передней панели кодера. В полностью укомплектованном передающем центре необходимые данные программно зависимой PSI и сервисной информации SI поступают от системы сетевого управления через интерфейс Ethernet.

Сформированный программный поток данных с выхода 1-й ступени мультиплексирования поступает через асинхронный последовательный интерфейс DVB-ASI на подсистему мультиплексирования и транспортировки. Подсистема состоит из цифрового ASI-переключателя, двух системных мультиплексоров (рабочего и резервного) и устройств взаимодействия. Системный мультиплексор MUX-2 является многовходовым с асинхронным объединением цифровых потоков других программ, имеющих различную временную базу и полученных в общем случае в разных местах. Кроме ТВ-программ объединению подлежат сжатые цифровые программы звукового вещания, данные Интернет (прямой канал), сигналы обязательной служебной информации и дополнительных данных электронного путеводителя по программам (ЭПП), а также сигналы от системы условного доступа (УД). При необходимости в системном мультиплексоре может осуществляться замена идентификатора PID входных потоков на другие значения.

Системный мультиплексор имеет встроенный скремблер, управляемый по протоколу Simulcrypt, и может работать с любой системой условного доступа (Nagravision, Viacsis, Power-Vu и др.), поддерживающей данный протокол. Система УД состоит из устройств формирования сообщений управления доступом (СУД), сообщений разрешения доступа (СРД), а также систем управления подпиской (СУП) и авторизации абонентов (САА).

Поступившие по сети Ethernet (интерфейс 100 Base-T) данные Интернет вводятся в системный мультиплексор через инкапсулятор, который преобразует IP-дейтограммы в пакеты транспортного потока DVB/MPEG-2. На выходе инкапсулятора используется универсальный интерфейс DVB-ASI. Инкапсулятор может располагаться вблизи MUX-2 и MUX-3 или у Интернет-провайдера рядом с системой авторизации и тарификации (САТ), центральной управляющей системой (ЦУС), прокси-сервером и маршрутизатором доставки данных Интернет.

Практически все современные системные мультиплексоры поддерживают функцию статистического мультиплексирования. Она позволяет увеличить

пропускную способность радиоканала благодаря экономии полосы пропускания на программу. Суть данного принципа основывается на непрерывном контроле и управлении коэффициентами сжатия каждого видеокодера путём установления для них определённой скорости передачи данных в зависимости от сложности и качества обрабатываемого в данный момент изображения. То есть статистический мультиплексор отслеживает соотношение скорости передачи и величины допустимого качества по каждой программе и соответствующим образом перераспределяет между ними полосу частот (уменьшая скорость и полосу для сигналов с низким качеством и увеличивая – для сигналов с высоким качеством). Скорость обмена данными между кодером и процессором мультиплексора достаточно высокая (25,6 Мбит/с), что позволяет до 4 раз изменять уровень сжатия за время одного кадра. Общий уровень эффективности системы растёт с ростом количества программ и при 8...10 программах может составлять 20...25 %. На контрольном мониторе подсистемы отображаются значения скоростей потоков данных, процесс заполнения буферов кодера, сложность изображений, а также гистограммы и графики уровней компрессии.

С выхода системного мультиплексора многопрограммный транспортный поток поступает на подсистему помехоустойчивого кодирования и модуляции. В блоке канального кодирования производится скремблирование, внешнее кодирование кодом Рида-Соломона, перемежение символов и внутреннее кодирование свёрточным кодом. Скремблирование позволяет распределить энергию цифрового сигнала в пределах полосы и удовлетворить требованиям Регламента МСЭ на величину ППМ, создаваемую передающей станцией. Благодаря каскадному кодированию удаётся существенно снизить (на 6...10 дБ) требования к энергетическому потенциалу спутниковой радиолинии и обеспечить заданную достоверность передачи.

В блоке модуляции осуществляется преселекция сигналов в фильтрах Найквиста и 4-позиционная квадратурно-фазовая модуляция с постоянной огибающей – QPSK. Это двухполосный вид модуляции без несущей с шириной полосы модулированного сигнала, примерно равной символьной скорости V_C . Величина V_C ограничена полосой пропускания ΔF_{CT} спутникового ретранслятора и для $\Delta F_{CT} = 36$ МГц составляет 27...31 Мсимв./с. Требуемый QPSK сигнал формируется на промежуточной частоте 70 МГц, а при $\Delta F_{CT} = 72$ МГц – на частоте 140 МГц. В спутниковой системе сбора новостей стандарта DSNG наряду с QPSK модуляцией используют более экономичные по требуемой ширине полосы виды модуляции: 8-PSK и 16-QAM.

Конструктивно блоки канального кодирования и модуляции выполнены в виде единого устройства, называемого модулятором. Выходы основного и резервного модуляторов соединены с электронным переключателем, который осуществляет коммутацию сигналов на ПЧ (70 или 140 МГц).

Подсистема выходного тракта передачи обеспечивает преобразование модулированного сигнала в область радиочастот передачи С-, Ку- или Ка-диапазонов, усиление СВЧ-сигнала по мощности, фильтрацию (с целью ослабления внеполосных излучений) и его передачу через устройство объединения стволов (УОС) на антенну. Повышающий преобразователь частоты имеет вы-

сокую стабильность частоты, низкий уровень фазовых шумов и интермодуляционных продуктов. Усилители СВЧ-мощности подсистемы выполнены на транзисторах или электровакуумных приборах. Транзисторные усилители обладают лучшей линейностью, чем электровакуумные, но они значительно дороже и используются в системах передачи малой мощности (менее 100 Вт). В системах средней мощности (от 0,1 до 1 кВт) применяют усилители на ЛБВ, а в системах большой мощности (свыше 1 кВт) – усилители на клистродах.

Передающий комплекс работает под контролем системы сетевого управления (ССУ). Она обеспечивает конфигурирование передающего тракта и его отдельных устройств (кодера, мультиплексора, модулятора), контроль параметров, управление пропускной способностью и переключение на резерв при наличии сбоев. Параллельно производится регистрация всех событий в системе при возможности её дистанционного управления.

Для постоянного контроля за качеством передаваемых программ с контрольного выхода модулятора снимается ФМ-сигнал, который после его преобразования в диапазон 0,95...2,15 ГГц подаётся на цифровые приёмники.

6.2 Компрессирование цифрового видеосигнала в формате MPEG-2

6.2.1 Особенности стандарта MPEG-2

Первый стандарт с аббревиатурой MPEG был разработан международной группой специалистов по подвижным изображениям (Moving Pictures Experts Group) подкомиссии ISO/IEC (Международная организация по стандартизации /Международная электротехническая комиссия). Теперь название MPEG используется для обозначения международных стандартов кодирования аудиовизуальной информации с применением сжатия. Это MPEG-1(ISO/IEC 11172), MPEG-2 (ISO/IEC 13818), MPEG-4 (ISO/IEC 14496) и MPEG-7 (ISO/IEC 15938).

Для передачи высококачественного телевидения по современным телекоммуникационным средам широкое применение получил международный стандарт MPEG-2 (зарегистрирован в 1996 г. под номером ISO/IEC 13818). Заложенные в нём принципы удовлетворяют требованиям различных применений, включая видеосъёмку, компоновку программ, архивирование и обработку видеoinформации от телемультимедиа до телевидения высокой четкости (ТВЧ). Принятый в MPEG-2 набор процедур позволяет реализовать пять профилей кодирования сигналов яркости и цветности и четыре уровня качества ТВ-изображения в зависимости от формата разложения кадра. Формирование ТВ-сигналов стандартной чёткости, применяемое в системах спутникового вещания, выполняется в соответствии с основным профилем и основным уровнем (MP@ML) при структуре представления видеоданных 4:2:0 и скорости потока от 1,5 до 15 Мбит/с. В звеньях ТВ-производства используется формат сжатия 4:2:2 P@ML (профессиональный профиль и основной уровень) при скорости потока до 50 Мбит/с.

MPEG-2 – полностью открытая технология сжатия и упаковки данных в цифровую форму с равными возможностями для производителей микросхем и

устройств. По своей сложности кодер MPEG-2 на 50 % сложнее кодера MPEG-1 и он работает как с чересстрочной, так и с прогрессивной развёртками при частотах полей 50 и 60Гц.

Телевизионный сигнал избыточен, и при его оцифровке встречаются часто повторяющиеся одинаковые группы данных. Процедура цифрового сжатия сигнала (компрессия) предусматривает сокращение объёма передаваемой информации при сохранении исходной структуры сигнала без заметного снижения зрительного восприятия качества изображения.

Сокращение объёма передаваемой информации, как отмечалось, основывается на устранении структурной, психовизуальной, пространственной и временной избыточностей, содержащихся в видеосигнале. Устранение структурной избыточности достигается исключением из состава цифрового ТВ-сигнала гасящих импульсов строк и полей и их восстановление в декодере по опорным сигналам синхронизации. Благодаря этому решению скорость передачи видеоданных снижается примерно на 23%. Устранение психовизуальной избыточности строится на особенностях зрения, которое имеет более низкое цветовое разрешение по сравнению с яркостным и пониженную чувствительность к восприятию мелких цветовых элементов изображения и шумов на участках изображения с мелкими деталями. Эти особенности зрения позволили при видеокодировании использовать профиль 4:2:0 и пренебречь высокочастотными компонентами сигналов цветности.

Устранение пространственной избыточности основывается на использовании дискретного косинусного преобразования (ДКП), а временной – на применении дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (ДИКМ) с предсказанием. Дальнейшее сжатие строится на привлечении специальных кодов, обеспечивающих энтропийное кодирование информации без потерь, например кодов Хаффмана с переменной длиной кодового слова.

6.2.2 Внутрикадровое кодирование

Целью применения внутрикадрового кодирования является сокращение пространственной избыточности в пределах кадра (или поля) ТВ-изображения, которая проявляется в сходстве (корреляции) близлежащих элементов. Чем выше в фрагментах изображения сходство между элементами, тем больший объём данных из этих фрагментов можно исключить без заметного снижения качества изображения при его восстановлении на приемной стороне.

Процедура сокращения пространственной избыточности состоит в математическом преобразовании фрагментов изображения в новый формат представления исходных данных, в котором реализуется декорреляция между элементами. Способы математических преобразований выбираются из соображений выполнения несложных линейных процедур, однозначности восстановления исходных данных, эффективной декорреляции, реализации высокой скорости вычислений и др.

Среди известных решений можно выделить преобразования Адамара-Уолша, ДКП, Хаара, Кархунена-Лоэве. К числу эффективных и хорошо изученных относится ДКП, которое получило применение в JPEG, MPEG-1, MPEG-2 и как вариант в MPEG-4 и H-264.

Устранение внутрикадровой избыточности с помощью ДКП в MPEG-2 осуществляется по блокам размером 8×8 пикселей для яркостной и каждой цветоразностной компонент в отдельности. Общее число яркостных блоков в кадре составляет 6336, цветоразностных C_R и C_B по 1584.

Процесс внутрикадровой компрессии включает: ДКП (математическое преобразование отсчетов изображения в коэффициенты); квантование (уменьшение точности представления данных); зигзагообразное сканирование коэффициентов для их группирования в одномерную последовательность и энтропийное кодирование с использованием кодов Хаффмана.

Математическая операция перехода от статистически зависимых отсчетов в блоках изображения ($N \times N$) к относительно независимым коэффициентам в блоках той же размерности осуществляется по формуле двумерного ДКП [2].

$$Y(u, v) = \frac{2}{N} C(u)C(v) \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} x(i, j) \cos\left(\frac{(2i+1)u\pi}{2N}\right) \cdot \cos\left(\frac{(2j+1)v\pi}{2N}\right);$$

$$C(u), C(v) = \begin{cases} 1/\sqrt{2}, u = 0; \\ 1, u \neq 0, \end{cases} \quad (6.2)$$

где $Y(u, v)$ – значения коэффициентов блока ДКП с координатами u, v ; $x(i, j)$ – значения отсчетов блока яркости или цветности с координатами i, j ; N – показатель размерности блока.

Для лучшего понимания процедуры двумерного ДКП целесообразно (6.2) представить в матричной форме

$$Y = W * A * W^T, \quad (6.3)$$

где Y – результирующая матрица коэффициентов ДКП; W, W^T – прямая и транспонированная матрицы преобразования; A – матрица отсчетов блока изображения.

Элементами матрицы W являются дискретные значения косинусоидальных функций вида

$$W_{n,m} = C_n \cos\left(\frac{(2m+1)n\pi}{2N}\right);$$

$$C_0 = \sqrt{1/N}; \quad C_n = \sqrt{2/N},$$
(6.4)

где n, m – координаты элементов матрицы W .

Аргумент функции $\cos n\theta$ в (6.4) принимает 8 дискретных значений θ на интервале от $\pi/16$ до $15\pi/16$ с шагом $\pi/8$ ($22,5^\circ$) и 8 значений n от 0 до 7, где n означает нулевую, первую и более высокие гармоники косинусоидальной

функции. В матрице \mathbf{W} номер вектора-строки растет сверху вниз, а в матрице \mathbf{W}^T номер вектора-столбца растет слева направо.

С учетом периодичности функции $\cos n\theta$ и ее симметрии, после несложных вычислений по (6.4) матрица \mathbf{W} размерностью 8×8 представляется в виде

$$\mathbf{W} = 1/2 \begin{pmatrix} 0,707 & 0,707 & 0,707 & 0,707 & 0,707 & 0,707 & 0,707 & 0,707 \\ 0,981 & 0,831 & 0,556 & 0,195 & -0,195 & -0,556 & -0,831 & -0,981 \\ 0,924 & 0,383 & -0,383 & -0,924 & -0,924 & -0,383 & 0,383 & 0,924 \\ 0,831 & -0,195 & -0,981 & -0,556 & 0,556 & 0,981 & 0,195 & -0,831 \\ 0,707 & -0,707 & -0,707 & 0,707 & 0,707 & -0,707 & -0,707 & 0,707 \\ 0,556 & -0,981 & 0,195 & 0,831 & -0,831 & -0,195 & 0,981 & -0,556 \\ 0,383 & -0,924 & 0,924 & -0,383 & -0,383 & 0,924 & -0,924 & 0,383 \\ 0,195 & -0,556 & 0,831 & -0,981 & 0,981 & -0,831 & 0,556 & -0,195 \end{pmatrix}. \quad (6.5)$$

Из (6.5) следует, что в матрице \mathbf{W} содержится только 7 разнотипных по величине элементов и она удовлетворяет всем требованиям эффективной декорреляции исходных данных, суть которых состоит в следующем:

- матрица \mathbf{W} должна быть ортогональной, то есть скалярное произведение ее векторов-строк друг на друга равняется нулю, а произведение векторов-строк на себя – отлично от нуля (то же верно и для векторов-столбцов);

- все значения элементов нулевого вектора-строки $W_{0,m}$ равны или близки по величине;

- векторы-строки с $n \geq 1$ содержат одинаковое число значений с различными знаками и частота их чередования увеличивается с ростом номера вектора-строки;

- матрицы \mathbf{W} и \mathbf{W}^T в результате ДКП не изменяют суммарную энергию блока исходных данных, т.е. выполняется условие $\sum a_{i,j}^2 = \sum y_{u,v}^2$, где $a_{i,j}$, $y_{u,v}$ – элементы матрицы \mathbf{A} и \mathbf{Y} соответственно;

- элементы матрицы не зависят от исходных данных.

Указанным требованиям удовлетворяют многие преобразования, в том числе ортогональная матрица Адамара-Уолша (например 4×4), по которой легко проследить всю совокупность отмеченных требований

Однако преобразование Адамара-Уолша по показателю декорреляции данных уступает ДКП.

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}^T = 1/2 \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix}. \quad (6.6)$$

Перейдем к рассмотрению результатов применения ДКП к блоку яркостных отсчетов, заданных матрицей \mathbf{A} (таблица 6.1, слева).

Таблица 6.1– Блоки яркостных отсчетов (слева) и коэффициентов ДКП после их округления (справа)

139	144	149	153	155	155	155	155	1260	-1	-12	-6	2	-2	-2	2
144	151	153	156	159	156	156	156	-22	-17	-6	-3	-3	0	1	-1
150	155	160	163	158	156	156	156	-11	-10	-1	2	1	-1	-1	-1
159	161	165	160	160	159	159	159	-7	-2	0	2	1	0	0	0
159	160	161	162	162	155	155	155	0	-1	1	1	-1	-1	1	2
161	161	161	161	160	157	157	157	2	0	1	-1	-1	2	2	0
162	162	161	163	162	157	157	157	-1	-1	0	-1	0	2	1	-1
162	162	161	161	163	158	158	158	-3	1	-3	-1	2	1	-1	-1

На основании расчетов по (6.3) можно установить, что в матрице Y (таблица 6.1, справа) из 64 коэффициентов многие близки к нулю и убывают по величине слева направо и сверху вниз. Основная энергия исходных отсчетов блока $\sum a_{i,j}^2$ концентрируется в сравнительно небольшом числе коэффициентов, расположенных в левом верхнем углу матрицы Y . Доля энергии в доминирующем коэффициенте $y_{0,0}$ с координатами (0,0) согласно

$$(y_{0,0}^2 / \sum y_{u,v}^2) \cdot 100\% \quad (6.7)$$

составляет 99,9 % от общей энергии $\sum y_{u,v}^2$ всех коэффициентов матрицы Y .

Значительный вес коэффициента $y_{0,0}$ при нулевой гармонике по отношению к другим коэффициентам свидетельствует о хорошей декорреляции данных в результате ДКП. По величине коэффициента $y_{0,0}$ можно определить среднее значение всех исходных отсчетов в блоке:

$$a_{cp} = \sum a_{i,j} / N^2 = y_{0,0} / N. \quad (6.8)$$

В данном примере $a_{cp} = 1260/8 = 157,5$.

Из (6.8) следует, что при равенстве всех отсчетов блока после применения ДКП в результирующей матрице Y будет присутствовать только один коэффициент $y_{0,0}$. Таким образом, при незначительном изменении яркости или цветности в пределах блока в матрице Y будет присутствовать несколько значимых по величине коэффициентов, а остальные равны или близки к нулю. При высокой детальности изображения доминирующий вес коэффициента $y_{0,0}$ сокращается, возрастает вес остальных коэффициентов и снижается эффективность сжатия данных.

Обратное преобразование осуществляется в декодере в соответствии с формулой

$$X = W^T * Y * W. \quad (6.9)$$

Теоретически обратное ДКП однозначно восстанавливает исходное изображение без потерь. Однако для повышения уровня сжатия данных часто полученные коэффициенты после прямого ДКП округляют, применяя к ним процедуру квантования. Вследствие этого возникает расхождение между истинными отсчетами и полученными после обратного ДКП. Поэтому шаг квантования задается оптимально в соответствии с допустимыми потерями на качество изображения.

Дальнейшее повышение уровня сжатия в видеокодере строится на учете двух эффектов: снижения зрительного восприятия высокочастотных компонент и маскирования погрешностей в восстановленных фрагментах изображения. Эффект маскирования проявляется в уменьшении заметности ошибок на фоне сложных изображений. Возникновение ошибок является следствием отбрасывания или обнуления после ДКП небольших по величине коэффициентов. Практически в кодере реализуется масштабирование путем деления коэффициентов яркостной и цветоразностных матриц ДКП на элементы взвешивающих матриц квантования, различных для Y-, C_R-, C_B-сигналов. Матрицы квантования либо заданы (рисунок 6.2, слева), либо их получают опытным путем на основе психовизуальных тестов. Значения элементов этих матриц возрастают от левого верхнего к правому нижнему углу. После операции деления коэффициенты результирующей матрицы с помощью простого квантования округляются до ближайших целых чисел, многие из которых становятся равными нулю (рисунок 6.2, справа). На приемной стороне по имеющимся в декодере матрицам квантования значения коэффициентов восстанавливаются (с некоторой ошибкой). Для P- и B-кадров (о которых будет сказано ниже) взвешивающие матрицы квантования не используются, а осуществляется простое деление всех коэффициентов ДКП на 16.

Следующей операцией является зигзагообразное считывание (сканирование) квантованных коэффициентов в линейную последовательность. Считывание ведется из верхнего левого в правый нижний угол (см. рисунок 6.2) с возможностью представления нулевых значений в виде одномерного массива.

8	16	19	22	26	27	29	34
16	16	22	24	27	29	34	37
19	22	26	27	29	34	34	38
22	22	26	27	29	34	37	40
22	26	27	29	32	35	40	48
26	27	29	32	35	40	48	58
26	27	29	34	38	46	56	69
27	29	35	38	46	56	64	83

158	0	-1	0	0	0	0	0
-2	-1	0	0	0	0	0	0
-1	-1	0	0	0	0	0	0
-1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0

Рисунок 6.2 – Матрица квантования и блок коэффициентов яркости после масштабирования

Этот массив заменяется символом EOB (End of Block – окончание блока) и кодируется самой короткой кодовой комбинацией, например 10. Ненулевые коэффициенты представляются парой чисел («серия», «значение»), где первое

означает число нулей, предшествующих данному коэффициенту в линейной последовательности, а второе – значение коэффициента. Каждой такой паре назначается кодовая комбинация (слово) переменной длины в соответствии с кодом Хаффмана. Причем наиболее вероятным малым значениям коэффициентов и малым сериям нулей присваиваются короткие кодовые слова (таблица 6.2). Вместо кодирования коэффициента с координатами (0,0) кодируется разность между ним и аналогичным коэффициентом из предыдущего блока.

Таблица 6.2 – Фрагмент поисковой таблицы кодов Хаффмана

Число нулей	0	1	0	2	0	3	4	1	5	
Абсолютная величина коэффициента	1	1	2	1	3	1	1	2	1	EOB
Кодовая комбинация	11S	011S	0100S	0101S	00101S	00111S	00110S	000110S	000111S	10

В таблице 6.2 для положительных значений квантованных коэффициентов принято $S = 0$, для отрицательных – $S = 1$. Причем ни одно кодовое слово в поисковой таблице (присутствует на передаче и приеме) не является началом другого кодового слова. Это означает, что каждая кодовая последовательность будет однозначно декодироваться при ее чтении слева направо.

Для примера покажем, что если в предыдущем блоке $y_{0,0} = 125$ и после зигзагообразного считывания коэффициентов условной матрицы 4×4 получена последовательность значений: 127; 2; 1; -2; 0; 1; -1; -2; 1; 0; -1; 0; 0; 0; 0; 0, то можно сформировать пары чисел (0 2); (0 2); (0 1); (0 -2); (1 1); (0 -1); (0 -2); (0 1); (1 -1); (EOB). После замены пар соответствующими данными таблицы 6.2 получим: 01000; 01000; 110; 01001; 0110; 111; 01001; 110; 0111; 10. В результате использования кода Хаффмана объем представленной информации составил 39 бит. При прямом 12-разрядном кодировании объем равнялся бы 192 битам.

Недостатком кодов Хаффмана является их чувствительность к ошибкам, проявляющаяся в неправильном декодировании и даже возможном срыве синхронизации. Альтернативой этим кодам являются обратимые коды, исправляющие ошибки за счет их декодирования в прямом и обратном направлениях, а также арифметические коды, получившие применение в стандартах MPEG-4 Visual и H.264.

Образованная цифровая последовательность поступает в блок буферной памяти (рисунок 6.3). Для поддержания на выходе этого блока постоянной скорости осуществляется управление по цепи обратной связи значениями коэффициентов квантования. В зависимости от сложности изображения все элементы матрицы квантования умножаются на множитель от 0,25 до 8. Величина множителя больше 1 означает увеличение числа бит при передаче, меньше 1 – его уменьшение. Благодаря такому решению отсутствует переполнение буферной памяти при изображениях с высокой детальностью и ее опустошение при почти однородном изображении. Как обычно, буфер накапливает биты при сложных изображениях и отдает их в периоды относительного спокойствия. То есть бу-

фер заполняется со стороны квантователя неравными порциями, а опустошается в сторону канала равномерно. Объем памяти буфера чаще всего определяется допустимой величиной задержки сигнала в кодере.



Рисунок 6.3 – Схема видеокодера для внутрикадрового кодирования

Таким образом, типовая эффективность компрессии за счет ДКП и сокращения психовизуальной избыточности находится в среднем от 8 до 16, а за счет кодирования по Хаффману от 1,5 до 2,0. Если повысить эффективность компрессии до 50:1, то на экране станет просматриваться блочная структура и начнут проявляться искажения на резких яркостных и цветовых переходах, а также шумовые импульсы в окрестности контуров изображения. При наличии сопутствующих шумов увеличивается интенсивность высокочастотных коэффициентов блока ДКП. Для кодера с постоянной скоростью это проявляется в заметных искажениях и артефактах (посторонние узоры и муар на изображении), а для кодера в режиме с постоянным качеством (обратная связь отсутствует) – к увеличению объема данных.

6.2.3 Межкадровое кодирование с компенсацией движения

Целью межкадрового кодирования является сокращение избыточности, которая проявляется в относительно малом отличии соседних кадров ТВ-изображения. Основой сокращения временной избыточности является ДИКМ, в соответствии с которой определяется остаточный (разностный) кадр путем вычисления из текущего кадра предсказанного. Предсказанный кадр или кадр-прогноз получается из предшествующего или предшествующего и последующего кадров. Для повышения уровня компрессии дополнительно применяется процедура компенсации движения, которая предусматривает формирование группы векторов движения, указывающих координаты перемещения объектов изображения. Данная процедура особенно важна для изображений с быстрым перемещением объектов, поскольку растут отличия в соседних кадрах. Далее к полученному остаточному кадру применяют вышерассмотренные операции: ДКП, квантование и кодирование с переменной длиной кодового слова (рисунок 6.4). Такой комбинированный алгоритм кодирования получил название гибридного ДКП (ДИКМ/ДКП).

В основу межкадрового кодирования положены три типа кадров: I (Intra – базовый), P (Predicted – предсказанный) и B (Bidirectionally Predicted – двунаправленный), которые объединены в повторяющиеся группы (обычно по 12 кадров) изображений (Group of Pictures, GOP).

I-кадр кодируется независимо от других видов кадров и передается в группе кадров один раз. Он является опорным для кодирования и восстановле-

ния остальных. К I-кадру применяется вышеуказанный алгоритм исключения пространственной избыточности.

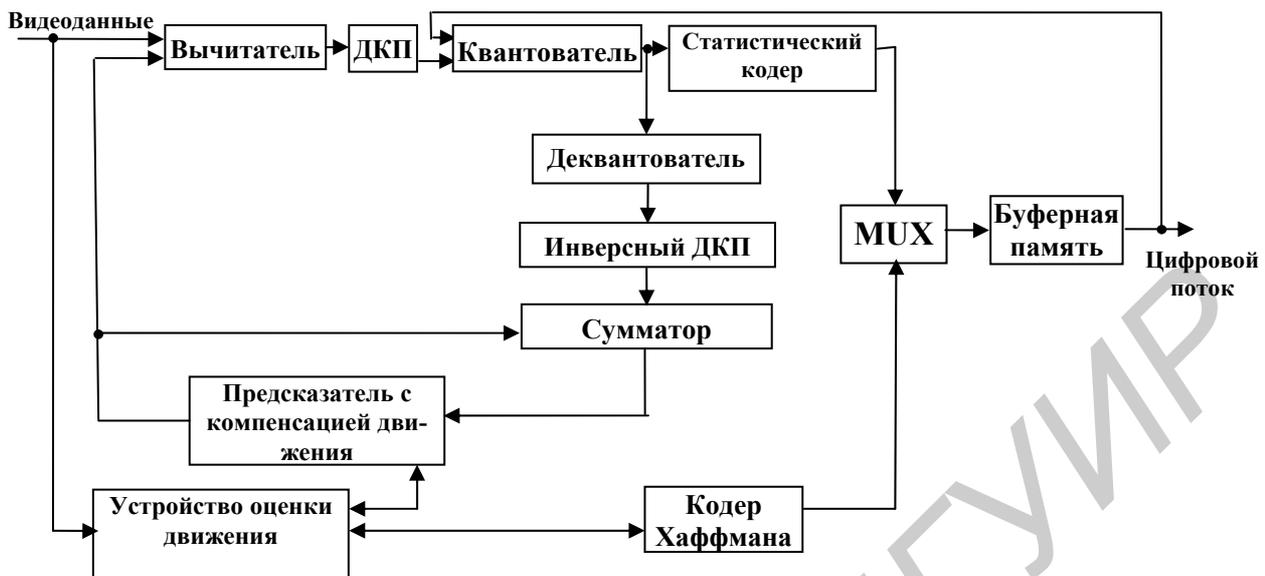


Рисунок 6.4 – Структурная схема кодера с компенсацией движения

P-кадр – это разностный (остаточный) кадр, сформированный на основании текущего и предсказанного I- или P-кадра путем вычитания из текущего предсказанного. Предсказание может строиться на основе предыдущего или последующего I- и P-кадров. Реконструкция видеокадров на приемной стороне осуществляется на основании I- и P-кадров. При формировании P-кадра все изображение разбивается на макроблоки размером 16x16 пикселей, каждый из которых содержит 4 блока яркости (8x8) и по одному блоку цветности C_R и C_B в формате 4:2:0 и по два C_R и C_B в формате 4:2:2 (рисунок 6.5).

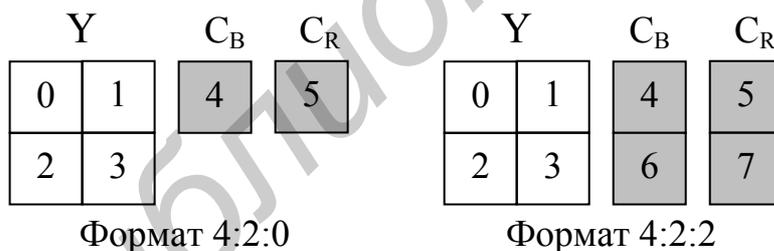


Рисунок 6.5 – Макроблоки изображения

Общее число яркостных макроблоков – 1584, цветоразностных – 396. Каждому яркостному макроблоку ставится в соответствие подходящая область изображения (обычно 64x64) из предсказанного (декодированного) кадра. Процедура поиска сопряженного макроблока в выделенной области сравнения стандартом MPEG-2 не оговорена и обычно ведётся по критерию минимальной абсолютной или среднеквадратичной ошибки. При достижении минимума расхождений между элементами сравниваемых макроблоков устанавливаются значения координат (по горизонтали и вертикали) вектора движения. Этот вектор указывает смещение макроблока относительно положения сопряженного блока в предсказанном кадре. Поиск схожего макроблока ведётся

по яркостным макроблокам с полупиксельной точностью. Найденный схожий макроблок поступает на вычитатель. Благодаря процессу анализа с компенсацией движения можно примерно в два раза уменьшить объем данных. Очевидно, что для неподвижных изображений векторы движения равны нулю.

Полученные на выходе вычитателя (см. рисунок 6.4) разностные (остаточные) макроблоки яркости и цветности поступают на устройство ДКП, где выделяются блоки отсчетов (8x8), производится ДКП, квантование и кодирование по Хаффману. Данные о векторах движения также кодируются в кодере с переменной длиной кодового слова и складываются с цифровыми данными основной цифровой последовательности. В цепи обратной связи кодера включены деквантователь и инверсный ДКП, которые реконструируют блоки изображения (точно так же, как это будет в декодере) и заносят их в сумматор и предсказатель с компенсацией движения.

В-кадр является разностным кадром, сформированным из текущего и двух смежных кадров. В-кадр может быть предсказан на основании Р- или I-кадров. Компенсация движения для В-кадра производится в обе стороны по времени, для чего используются два вектора движения и два опорных I- или Р-кадра. Макроблок В-кадра получается как массив разностных отсчетов текущего макроблока и средних значений отсчетов соответствующих участков изображения в соседних кадрах. При обработке В-кадров достигается самая высокая степень сжатия видеoinформации. Для типичных сюжетов вещательного ТВ уровень компрессии В-кадра в 4,5 раза выше, чем I-кадра и в 1,5 выше раза, чем Р-кадра. Стандартом допускается использование нескольких следующих друг за другом В-кадров. Часть макроблоков в Р- и В-кадрах может кодироваться без компенсации движения, если она для этих макроблоков не эффективна. Обычно процессор кодера выбирает оптимальное решение, обеспечивающее наивысшее качество декодирования. На статических изображениях размеры Р- и В-кадров равны нулю, поскольку для их фрагментов движение отсутствует и весь объем данных занимает I-кадр.

Кадры различных типов объединяются в повторяющиеся группы, которые начинаются с I-кадра и содержат Р- и В-кадры (рисунок 6.6).

Чем больше длина группы и больше в группе В-кадров, тем выше эффективность сжатия видеоданных за счет более частого использования Р- и В-кадров. Однако большое число В-кадров вносит задержку в обработку при декодировании, поскольку В-кадры восстанавливаются только после приема I- и Р-кадров. Чтобы сократить задержку и не устанавливать в декодере буферной памяти, на стороне передачи изменяют порядок следования кадров внутри группы так, чтобы первыми приходили I- и Р-кадры. Для группы кадров, приведенной на рисунке 6, порядок их следования при передаче будет следующий: I1, P1, B1, B2, P2, B3, B4, P3, B5, B6, I2, B7, B8.

Группы кадров могут быть закрытыми, если последним её элементом является Р-кадр, предсказанный по элементам своей группы, и открытыми, если последний элемент – В-кадр, который предсказан с участием I-кадра следующей группы. Применение закрытых групп упрощает монтаж и редактирование

программ, однако усложняет кодер. В системах ТВ-вещания чаще используют открытые группы.

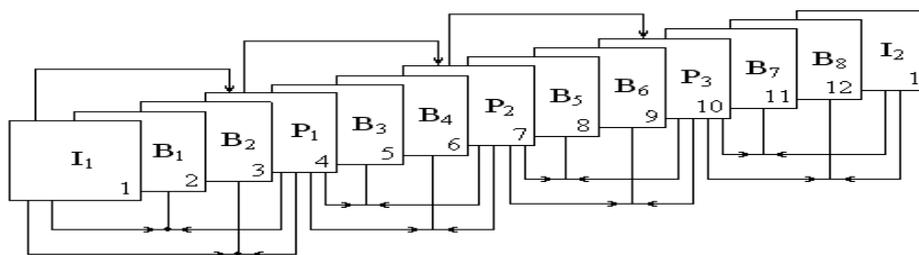


Рисунок 6.6 – Фрагмент формирования группы кадров

Серия последовательных групп кадров образует последовательность видеокадров, которая может быть организована на базе построения или чересстрочного разложения. Каждое изображение делится на срезы (слайсы), состоящие из макроблоков (16×16 пикселей). Срезы, кадры, группы и видеопоследовательности дополняются специальными и уникальными стартовыми кодами. Каждый из указанных структурных элементов содержит заголовок, за которым следуют данные элементов более низкого уровня. В заголовке видеопоследовательности указываются сведения о формате кадра (4:3 или 16:9), его профиле (4:2:0, 4:2:2), уровне, параметрах матриц квантования (Y , C_R , C_B), скорости потока данных и др.

6.3 Транспортировка данных в цифровых системах вещания

В подсистеме мультиплексирования и транспортировки данных из принятых видео- и аудиоданных, а также служебной информации и дополнительных данных (телетекст, страницы Интернет, программное обеспечение) формируется групповой транспортный поток цифровых данных. Подсистема назначает код пакетам по типу переносимой информации (видео, звук, служебная информация, данные пользователя) и указывает временные метки для правильного распознавания, восстановления и представления информации на приемной стороне.

Процедура мультиплексирования в цифровом телевидении, как отмечалось, происходит на двух различных уровнях – программном и системном. На первом уровне формируется транспортный поток (ТП) одной программы с использованием синхронного объединения компонент. На втором уровне формируется системный транспортный поток (СТП) группы программ с использованием асинхронного их объединения. Отдельные программы всегда снабжаются кодозащитой для передачи по каналам с ошибками и содержат элементы синхронизации ТП.

Перед началом мультиплексирования сжатые данные отдельных компонент вещания (видео, звук, данные) буферизуются и передаются в виде цифровых элементарных потоков (ЭП). Длина этих потоков часто ограничивается объемом одного видеокадра или звукового кадра и составляет от единиц до 64 Кбайт. Формат элементарного потока включает (рисунок 6.7) заголовок длиной

40 бит, данные полезной нагрузки переменной длины (дескриптор) и данные (32 бит) циклической проверки на четность (CRC – Cyclic Redundancy Check). В заголовке указывается тип ЭП «stream_id» (8 бит), его номер «PID» (13 бит) и длина в байтах данных полезной нагрузки (12 бит).

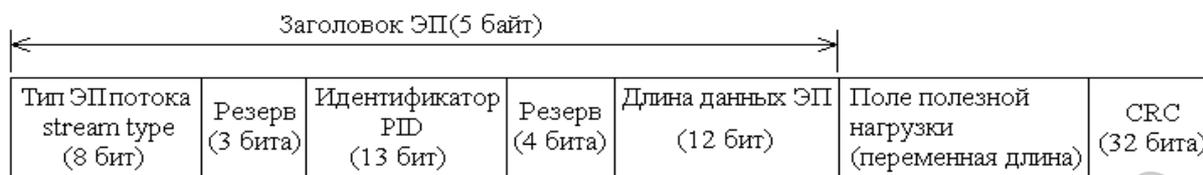


Рисунок 6.7 – Структура элементарного потока

Для обеспечения совместимости с потоком MPEG-1 элементарный поток может трансформироваться в промежуточный пакетированный элементарный поток (ПЭП), который сегментируется на транспортные пакеты фиксированной длины по 188 байт.

Сегментирование ПЭП на транспортные пакеты длиной по 188 байт обусловлено совместимостью с принятым пакетированием по 47 байт в стандарте асинхронной передачи данных (АТМ). В транспортном пакете укладывается 4 АТМ пакета. Число транспортных пакетов с видеоданными обычно превышает их число с аудиоданными, поскольку объем видеоданных в ПЭП больше, чем аудиоданных.

В каждом транспортном пакете имеется идентификатор PID, указывающий на принадлежность пакета к соответствующему потоку данных. По значению PID на приемной стороне осуществляется сортировка пакетов на отдельные компоненты требуемой программы. Длина ПЭП, как и ЭП, составляет от единиц до 64 Кбайт. Транспортный пакет стандарта MPEG-2 длиной 188 байт состоит (рисунок 6.8) из канального заголовка фиксированной длины (32 бита), поля адаптации (переменной длины) и поля полезной нагрузки.

Канальный заголовок и поле адаптации (если оно есть) не шифруются. Началом канального заголовка является синхробайт (0100 0111), который на приемной стороне служит для вхождения в режим синхронизма. Затем следует три однобитных флага, идентификатор PID вида данных (вещание, сервис, условный доступ и др.) длиной 13 бит, индикаторы режима скремблирования (2 бита) и наличия поля адаптации в пакете (2 бита). Завершает заголовок поле счетчика непрерывности пакетов (4 бита). Положение флагов характеризует наличие ошибки в пакете («1»- есть ошибка), начало полезной нагрузки и приоритет данного пакета («1») по отношению к другим пакетам с таким же PID. Идентификатор PID является основным признаком для сортировки пакетов на приемной стороне. Первые 16 значений PID из числа возможных ($2^{13} = 8192$) зарезервированы для сервисной информации, предпоследний 8191 закреплен за байтами стаффинга, а остальные являются указателями компонент программ. Двухбитный индикатор режима скремблирования при значении (00) указывает на отсутствие шифрования полезной нагрузки в пакете. Если индикатор «наличие поля адаптации» имеет значение (01), то поле адаптации отсутствует. При значениях (10) и (11) поле адаптации присутствует и за ним следуют биты

стаффинга или полезные данные соответственно. Счетчик непрерывности пакетов ведет подсчет пакетов (от 0 до 15) с одинаковыми PID и обнуляется после каждого 15-го пакета. На приемной стороне по результатам счета устанавливается потеря пакета.

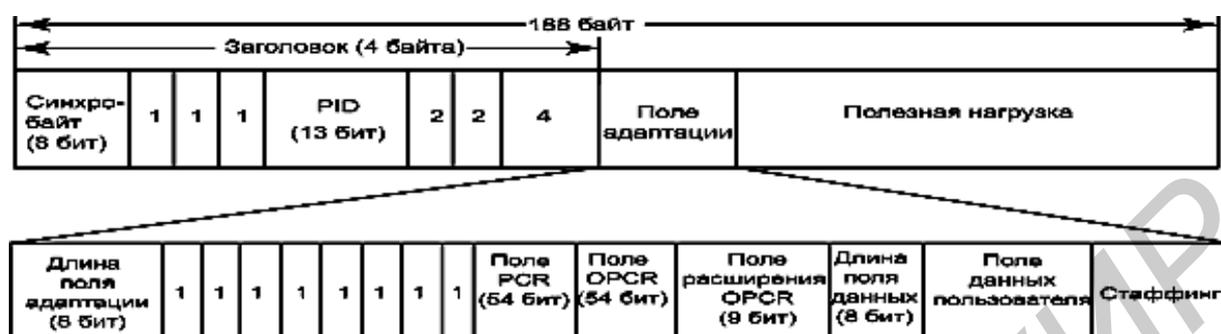


Рисунок 6.8 – Структура транспортного пакета

В поле адаптации передаются сигналы синхронизации и данные пользователя. Если длина этой информации велика, то она разбивается на секции и передается в отдельных пакетах. Поле адаптации начинается с указания его длины (8 бит) и трех однобитных индикаторов: непрерывность счета времени, наличие случайного доступа и приоритет. Затем следует 5 однобитных флагов и поле меток PCR, которые занимают 33 бита для собственного поля, 6 бит для будущих применений и 9 бит для поля расширения. В поле расширения ведется счет импульсов тактовой частоты 27 МГц с шагом 90 кГц. При числе импульсов 300 поле обнуляется, и значение PCR увеличивается на единицу. Аналогичный формат имеет поле OPCR (original PCR), в котором указана метка времени программы, взятой из другого транспортного потока. Значение OPCR в процессе передачи изменяется и может использоваться при записи и воспроизведении программы. Метки времени PCR, PTS, DTS отражают связь между фактической скоростью передачи данных ТП и частотой строк передаваемого ТВ-сигнала. На приемной стороне с помощью меток времени декодер из тактовой частоты (т.е. скорости) синтезирует частоты строк, полей и кадров восстановленного изображения, а также частоты тактирования ЦАП видео и звука.

В поле данных пользователя располагается дополнительная и вспомогательная информация. Поле полезной нагрузки содержит либо данные ПЭП, либо сервисную (SI) информацию. Начало полезных данных ПЭП должно совпадать с началом поля полезных данных ТП, а конец ПЭП – с концом данных в замыкающем ТП.

6.4 Передача сервисной информации в транспортном потоке

Для правильного восстановления на приёмной стороне полезной информации стандартом MPEG-2 предусмотрена передача специальной служебной информации, образующей канал управления вещанием. Этот канал формируется на базе транспортных пакетов, содержащих специфическую информацию о

программах (PSI-Program Specific Information) и дополнительных служебных данных, о характеристиках сетей, событий, времени и т.д. Информация PSI и дополнительные данные объединены в общую так называемую сервисную информацию (SI-Service Information). За счёт введения в цифровой поток этой информации осуществляется автоматическое конфигурирование приёмника по указаниям пользователя на конкретные программы, а также устанавливается режим электронного путеводителя по программам.

Сервисная информация упаковывается в поле адаптации транспортных пакетов в виде таблиц. Стандартом предусмотрены обязательная и вспомогательная группы таблиц. В обязательную группу таблиц, без которых не возможно обойтись при выделении требуемых программ на приёмной стороне, входят следующие: таблица объединения программ (PAT – Program Association Table); таблица состава программ (PMT – Program Map Table); таблица условного доступа (CAT – Conditional Access Table); таблица сетевой информации (NIT – Network Information Table). К основным таблицам вспомогательной группы 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).

Все таблицы имеют свой код `table_id` и передаются в отдельных транспортных пакетах без промежутка между ними с зарезервированными значениями идентификаторов PID. Объем таблиц в зависимости от их назначения составляет от сотен байт до сотен килобайт.

Указателем местоположения таблиц в транспортном пакете является поле `pointer_field`. Если значение этого поля равно нулю (0x00), 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 чётность. Содержание всех таблиц, за исключением таблицы EIT (переносит информацию о расписании), не скремблируется. Если окончание секции не заполняет до конца транспортный пакет, то оставшаяся его часть дополняется стаффинговыми байтами.

В таблице объединения программ PAT указываются номера всех программ, передаваемых в транспортном потоке, а также значения идентификаторов PID – транспортных пакетов конкретной программы. Таблица PAT в системах спутникового вещания чаще всего ограничена одной секцией, которая состоит (рисунок 6.9) из заголовка длиной 8 байт, данных таблицы (переменная длина) и кода CRC_32 длиной 4 байта.

Началом заголовка является номер таблицы, который определяет её тип `table_id = 0(0x00)` и занимает поле 8 бит. Следующими важными указателями являются длина секции в байтах с учётом CRC_32 (12 бит), условный номер транспортного потока, в котором передаётся секция PAT (16 бит), номер версии (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», принятый как действующий, равен 1, а как вступающий в действие в ближайшее время – 0.



Рисунок 6.9 – Структура секции таблицы PAT

В поле данных таблицы PAT попарно указываются номера программ в транспортном потоке (по 16 бит) и значения программных идентификаторов PID (по 13 бит), относящихся к пакетам соответствующих программ. Число пар может составлять от нескольких единиц до нескольких десятков. Это число определяется числом вещательных программ и потоков дополнительных данных. Нулевым номером программы обозначена таблица NIT сетевой информации с PID = 16 (0x0010).

Поле кода циклической проверки CRC_32 длиной 4 байта служит для контроля ошибок во всей секции таблицы. Для циклической проверки четности CRC используется генераторный полином:

$$x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1.$$

Отдельно для каждой программы транспортного потока создаются таблицы PMT, в которых представлены указатели всех компонент программы (видео, звук, данные). Структура секции таблицы PMT дана на рисунке 6.10.

В заголовке этой таблицы (12 байт) указаны номер таблицы «table_id» = 2(0x02), длина секции (12 бит), номер программы (16 бит), номер версии (5 бит), номер секции, номер последней секции (8 бит), идентификатор (PID) пакетов потока, в котором переносятся значения PCR (13 бит), а также число байт, заменяемых дескрипторами программы (12 бит).

В поле данных таблицы PMT приводятся сведения о программе со всеми её компонентами. Это перечень всех типов элементарных потоков, составляющих программу. Тип потока (stream_id) отмечается условным номером (8 бит). Например: 0x01 – MPEG-1 видео; 0x02 – MPEG-2 видео; 0x03 – MPEG-1 звук; 0x04 – MPEG-2 звук и т.д. Затем указывается идентификатор (elementary_PID) ПЭП, который несёт данный элементарный поток (13 бит), и длина дескриптора ЭП (ES info length). По этим значениям на приёмной стороне из общей цифровой последовательности выделяются нужные элементарные потоки (видео, аудио, доменные сообщения условного доступа). Завершает секцию таблицы PMT контрольная сумма CRC_32. Число секций определяется количеством отдельных программ в системном транспортном потоке.

Table_id (0*02) (8)	"10" (2)	Длина секции (12)	Номер программы (16)	Резерв (2)	Номер версии (5)	0*00 (8)	0*00 (8)	PID-PCR (13)	Длина дескриптов (12)	Данные PMT (переменная длина)	CRC (32)
	Резерв (2)			Резерв (2)	Указатель текущий/ следующий(1)		Резерв (3)		Резерв (4)		

Рисунок 6.10 – Структура секции таблицы PMT

Таблица условного доступа CAT включает заголовок (8 байт) с указанием типа таблицы `table_id = 0x01`, поле данных и код CRC (рисунок 6.11). В поле данных указан номер системы ограниченного доступа (*Viaccess, Irdeto, и др.*), под которым она зарегистрирована в ETSI, и идентификатор `PID = 0x01` транспортных пакетов, переносящих зашифрованные сообщения разрешения на доступ (СРД). В системе спутникового вещания таблица CAT состоит из одной секции и занимает только часть транспортного пакета, включая поле `CRC_32`.

Table_id (0*01) (8)	"10" (2)	Данные секции (12)	Резерв (18)	Номер версии (5)	0*00 (8)	0*00 (8)	Данные CAT (переменная длина)	CRC (32)
	Резерв (2)			Указатель текущий/ следующий(1)				

Рисунок 6.11 – Структура секции таблицы CAT

Таблица сетевой информации (NIT-Network Information Table) включает информацию, относящуюся к системе доставки (спутниковая, кабельная и др.) и взаимосвязи с другими службами или потоками. Она содержит название сети («Astra», «Eutelsat» и т.д.) и служб транспортных потоков и др. Информация в системе доставки с дескриптором «`Satellite_delivery_system`» характеризует (в виде условных обозначений) тип спутника, его позицию, номер ствола, тип поляризации, метод модуляции, чистоту, символьную скорость и относительную скорость кодирования. По данным этой таблицы осуществляется автоматическая настройка устройств приемника. Для минимизации времени доступа к требуемым каналам при их смене информация этой таблицы сохраняется в энергонезависимой памяти.

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 укороченном варианте с расчетом на текущее и следующее событие и в полном - с расчетом на планируемые события (сроком от 1 до 7 суток). Укороченный 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 приёмной стороне эти данные прочитываются и вносятся в соответствующие графы путеводителя. В полном варианте задействовано 16 подтаблиц с 256 секциями в каждой из них.

Таблица объединения букета программ ВАР 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 определённого потока и содержит их названия и параметры: код языка, состояние службы и др.

Таблица времени и даты TDT содержит всемирное координированное время для обновления текущего времени в приёмнике. Длина таблицы – 66 байт.

Таблица смещения времени TOT устанавливает временной сдвиг относительно всемирного времени для различных часовых поясов и используется для коррекции местного времени.

Секции таблиц РАТ и РМТ должны повторяться не реже 100 мс, секции таблиц NIT, ВАР – не реже, чем через 10 с, SDT и EIT – не реже 1 раза в 2 с.

6.5 Условный доступ в системах цифрового вещания

В основу построения системы условного доступа (УД) положен принцип скремблирования (перемешивания) требуемых компонент цифрового потока по псевдослучайному закону и реконструкции этих компонент на приёмной стороне в дескремблере после восстановления исходной кодовой комбинации (кодированного слова), которая управляет скремблером. Для повышения защищённости от несанкционированного доступа к передаваемой по каналу связи информации кодовое слово (КС) всегда шифруется и передаётся в составе цифрового потока. Длина КС составляет около 60 бит, а периодичность его смены – несколько секунд. Шифрование осуществляется долговременным сеансовым ключом, который имеет определённый условный номер. Продолжительность действия сеансового ключа – несколько недель или месяцев и определяется оператором сети цифрового вещания.

В рамках рекомендаций DVB конфигурация и алгоритм работы скремблера един для всех принятых систем кодировок (Vaccess, Irdeto и др.). Различие между кодировками состоит в шифровании кодовых слов и алгоритмов их расшифровки. Зашифрованные КС и условные номера способов шифрования передаются приёмнику в составе специальных сообщений управления доступом (СУД) или в англоязычном написании ECM (Entitlement Control Message). Эти сообщения упаковываются в транспортные пакеты с присвоенными им номерами PID. Значения PID этих сообщений вводятся также в таблицу РМТ. На приёмной стороне из пакетов с соответствующими PID извлекаются зашифрованные КС, которые после дешифрации с помощью абонентской карточки служат для управления дескремблером.

Учитывая довольно большую задержку, в процессе дешифрации (до 1с) СУД вводятся два КС: действующее и следующее. Указания о наличии скремблирования в компонентах потока передаются двумя однобитными флагами, расположенными в заголовках ПЭП или ТП. Первый флаг определяет факт

скремблирования, второй указывает на необходимость использования действующего или следующего КС при декодировании. Заголовки транспортных пакетов, переносящих СУД, не скремблируются, поскольку в данных сообщениях содержатся идентификаторы PID. Для упрощения приемников процедура скремблирования осуществляется только на одном из уровней – ПЭП или ТП (т.е. в программном или в системном мультиплексе).

На рисунке 6.12 приведена структурная схема передающей части цифровой системы с блоком условного доступа (БУД). Текущие кодовые комбинации формируются в генераторе КС, выполненном на группе быстродействующих компараторов, управляемых от источника шума. Это решение соответствует требованиям DVB, суть которых состоит в получении случайных по составу кодовых комбинаций в любой момент времени.

С выхода генератора КС кодовые комбинации под действием МП поступают на скремблер УД и формирователь СУД. В формирователе осуществляется шифрование КС сеансовым ключом и подготовка сообщений управления доступом для передачи на мультиплексор в виде отдельных пакетов с PID-номером. Средняя скорость данных СУД – около 15 Кбит/с на программу, что соответствует передаче одного пакета за 0,1 с. Параллельно в БУД формируются сообщения разрешения доступа (СРД). Эти сообщения санкционируют процедуру дескремблирования, если у пользователя имеются полномочия на просмотр выбранной программы. Исходной базой для образования сообщений разрешения доступа являются данные, поступающие с систем управления подпиской (СУП) и авторизации абонентов (САА). В СУП вносятся и хранятся сведения об абонентах (имя, адрес, тип подписки, номер карточки и др.), а в САА на основании этих сведений выносятся решения о праве просмотра абонентом программ, транслируемых в данный момент.



Рисунок 6.12 – Схема организации условного доступа

Поступающая на формирователь СРД информация упаковывается в соответствующие транспортные пакеты с установленными для СРД значениями PID. Эти значения также заносятся в таблицу PMT. В структуру пакета (рисунок 6.13) входит адрес абонентов сети, сведения об авторизации, зашифрован-

ный номер нового сеансового ключа и проверочная часть для оценки правильности приема адреса, сведений об авторизации и ключах.

Присвоенный номер PID и номер используемой системы УД, зарегистрированной в ETSI, вносятся в содержание таблицы CAT. На приемной стороне по PID, взятым из CAT, определяются соответствующие ТП, из которых извлекается информация о полномочиях абонентов.

Адрес	Сведения об авторизации	Сеансовый ключ	Проверка
-------	-------------------------	----------------	----------

Рисунок 6.13 – Структура сообщений разрешения доступа

6.6 Помехоустойчивое кодирование и модуляция в системе MPEG-2/DVB-S

При передаче цифровых сигналов по спутниковой радиолинии в присутствии шумов и помех важно обеспечить требуемую защищенность передаваемой информации от ошибок при сохранении высокой эффективности по мощности и спектру.

В системе DVB-S для повышения помехозащищенности используется каскадное кодирование кодом Рида-Соломона и сверточным кодом, а также скремблирование и перемежение. Выбранный способ каскадного кодирования обладает надежной исправляющей способностью в широком диапазоне изменения вероятности ошибок при декодировании, начиная с $7 \cdot 10^{-2}$. Благодаря принятому решению требуемое значение ОНШ на приемной стороне снижается на 8...10 дБ и допускается меньшая энергетика на радиолинии.

Первой ступенью обработки данных в устройствах помехоустойчивого кодирования и модуляции является скремблер (рандомизатор). Он преобразует цифровой поток в псевдослучайный. В результате исключаются длинные серии нулей и единиц, действующие на его входе, обеспечивается равномерный энергетический спектр излучаемого радиосигнала в пределах полосы, повышается надежность выделения тактовой частоты и улучшается исправляющая способность декодера. Вследствие скремблирования осуществляется рассосредоточение энергии несущей даже при отсутствии информационных данных и уменьшается влияние выходной мощности цифровой системы на другие радиосредства.

Процедура скремблирования осуществляется сложением по модулю 2 информационных и псевдослучайных данных, полученных в генераторе псевдослучайной последовательности (ПСП). Генератор ПСП представляет собой регистр сдвига на 15-ти ячейках памяти (рисунок 6.14), работа которого описывается полиномом

$$P(x)=1+x^{14}+x^{15}.$$

В соответствии с полиномом данные на выходе 14-й и 15-й ячеек памяти складываются по модулю 2 и поступают на вход регистра. Цикловая синхронизация регистра осуществляется инвертированными стартовыми синхрогруппами транспортных пакетов. Начальное состояние ячеек 100101010000000 устанавливается каждым восьмым пакетом.

Все байты синхронизации транспортных пакетов не скремблируются. На время их действия с помощью электронного ключа генератор ПСП отключается. Таким образом, длительность используемой части ПСП составляет 1503 байта.

Восстановление исходных данных на приемной стороне осуществляется с помощью аналогичного генератора ПСП, который инициализируется в начале каждой группы из 8 пакетов (начало группы – инвертированный синхробайт).

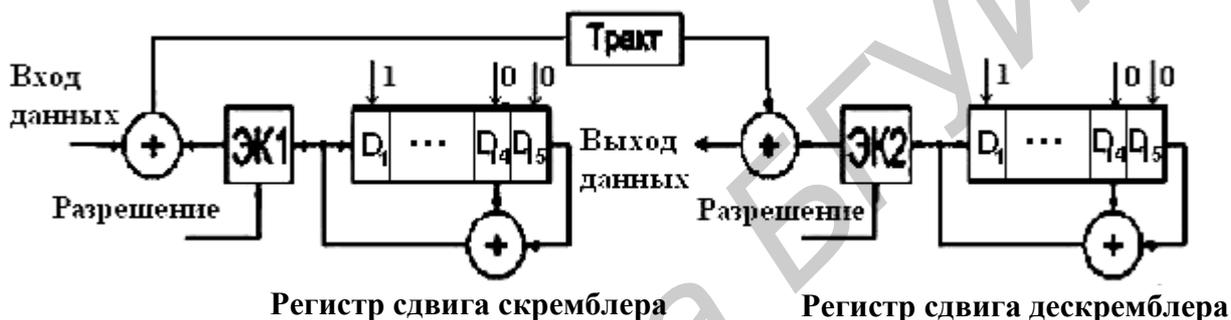


Рисунок 6.14 – Структурные схемы скремблера и дескремблера

После скремблирования все данные, включая данные стартовой синхрогруппы, подвергаются помехоустойчивому кодированию укороченным кодом Рида-Соломона. Кодер является внешним и относится к группе блочных. В нем к 188 байтам пакета добавляется 16 проверочных байт. Укороченный код РС формируется в кодере полного кода путем добавления к началу транспортного пакета группы из нулевых байт (51 байт), которые после окончания кодирования отбрасываются. Работа кодера описывается полиномом

$$P(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1.$$

Кодовая скорость $R_{PC} = 188/204$. Исправляющая способность кода РС $t = (204 - 188)/2 = 8$ байт. Это означает, что декодер способен исправить ошибки в 8 байтах каждого кодового слова длиной в 204 байта.

Если на входе декодера $P_{ош} = 2 \cdot 10^{-4}$, то на его выходе вероятность ошибок равна $10^{-10} \dots 10^{-11}$, что соответствует одной ошибке за час при скорости передачи данных 30 Мбит/с. Необходимость получения на выходе системы столь низких значений $P_{ош}$ объясняется многократным использованием видеоданных при восстановлении изображения в декодере MPEG-2. Также учитывается, что в процессе восстановления видеоданных ошибки могут размножаться, образуя на изображении кратковременные искажения.

Для исключения возможного образования пакетных (групповых) ошибок, возникающих вследствие помех на спутниковой радиолинии, стандартом предусмотрено сверточное перемежение (перестановка) данных путем изменения

порядка следования байт в цифровом пакете. На приемной стороне в деперемежителе осуществляется восстановление исходного порядка следования, благодаря чему байты пакетных ошибок разносятся во времени и действуют как независимые (одиночные). Перемежитель построен по схеме Форни (рисунок 6.15) с глубиной перемежения $I = 12$ байт.

Работа перемежителя основана на поочередном подключении к его входу (с помощью электронного ключа ЭК1) 12 параллельных ветвей. При каждом подключении с ЭК1 снимается 1 байт данных. Во всех ветвях, за исключением нулевой, присутствуют регистры сдвига с временем задержки $n \times M$, где n – номер ветви, M – базовая задержка данных в 17 байт. Цифровой пакет длиной в 204 байта обрабатывается за 17 циклов ($204/12$). Первый синхробайт пакета проходит по нулевой ветви без задержки. В результате поступающие байты разносятся во времени и располагаются в новом порядке. Например, вслед за 1-м следуют 13, 25, 37 и т.д.

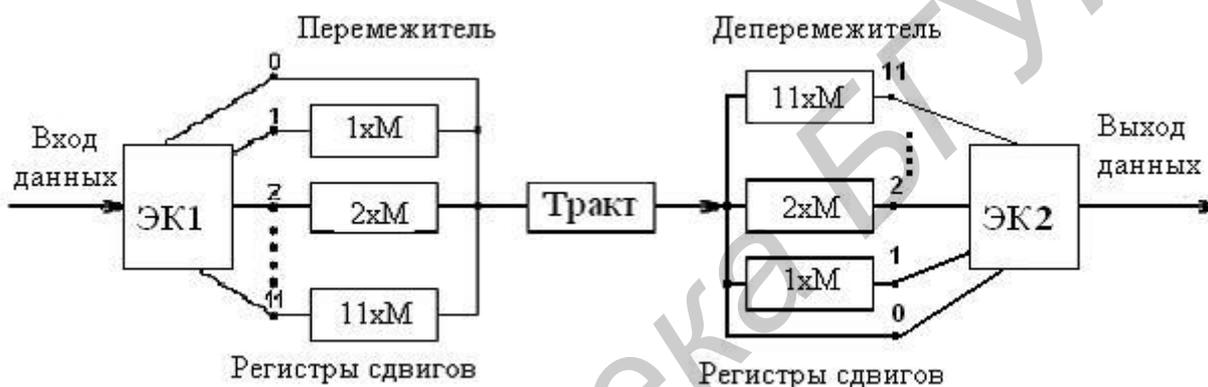


Рисунок 6.15 – Структурные схемы перемежителя и деперемежителя

На приёмной стороне деперемежитель 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.

Внутренняя ступень помехоустойчивого кодирования в семействе стандартов DVB относится к классу несистематического кодирования и строится на базе сверточного кода с длиной кодового ограничения $K = 7$. Для несистематического кода характерно отсутствие в явном виде на выходе кодера исходной последовательности бит. Величина $K = 7$ выбрана из соображений обеспечения высокой помехоустойчивости при соблюдении условий реализации декодера Витерби по низкочастотной технологии.

Относительная скорость кодирования $R_{СК}$ имеет пять значений: $1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$, $7/8$, где числитель означает число бит на входе кодера, а знаменатель – число бит на его выходе. Разность между ними – число проверочных бит. При использовании $R_{СК} = 1/2$ за счет внесенной избыточности для прямой коррекции ошибок (FEC) скорость потока возрастет вдвое. Исправляющая способность декодера для принятых значений $R_{СК}$ будет наилучшей.

В основу построения кодера (рисунок 6.16) положены два цифровых фильтра, которые содержат шесть ячеек памяти, две группы сумматоров по модулю 2 и перфоратор.

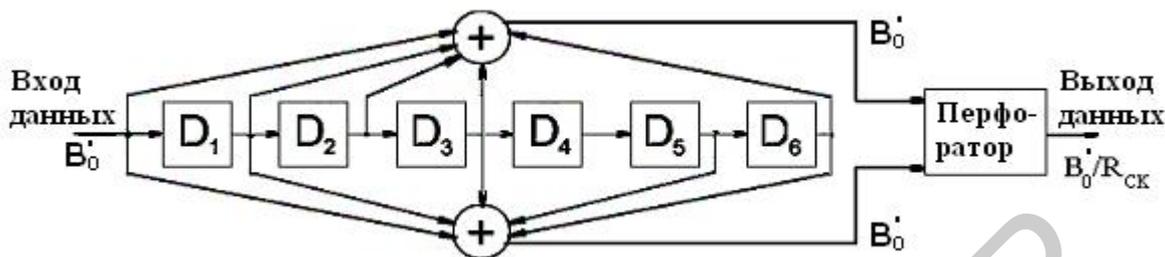


Рисунок 6.16 – Кодер сверточного кодирования

Базовая относительная скорость в кодере выбрана $R_{СК} = 1/2$. Все другие значения скоростей получаются вычеркиванием в перфораторе заданного числа бит по определенной схеме. Например, при $R_{СК} = 3/4$ на входах перфоратора присутствует по три бита. С верхней ветви исключается второй бит, а с нижней – третий. На выходе перфоратора остается четыре бита. Результирующая скорость составит $4V_0'/3$.

В системе MPEG-2/DVB-S предусмотрена 4-позиционная квадратурно-фазовая модуляция QPSK, позволяющая уменьшить символьную скорость на выходе модулятора и увеличить в два раза объем передаваемой информации в пределах выделенной полосы. Процесс модуляции можно рассматривать как способ преобразования цифровой последовательности в радиосигнал. Демультимплексор модулятора QPSK (рисунок 6.17) распараллеливает входной поток на два подпотока. Скорость в каждом из них уменьшается вдвое. Для минимизации межсимвольных искажений и ограничения полосы спектра в ветвях I и Q располагаются фильтры Найквиста. АЧХ фильтров имеет кососимметричный склон относительно частоты Найквиста $f_N = B_1/4$ (рисунок 6.18). Склон характеристики определяется коэффициентом скругления

$$\alpha_C = (f_N - f) / f_N = (f - f_N) / f_N. \quad (6.10)$$

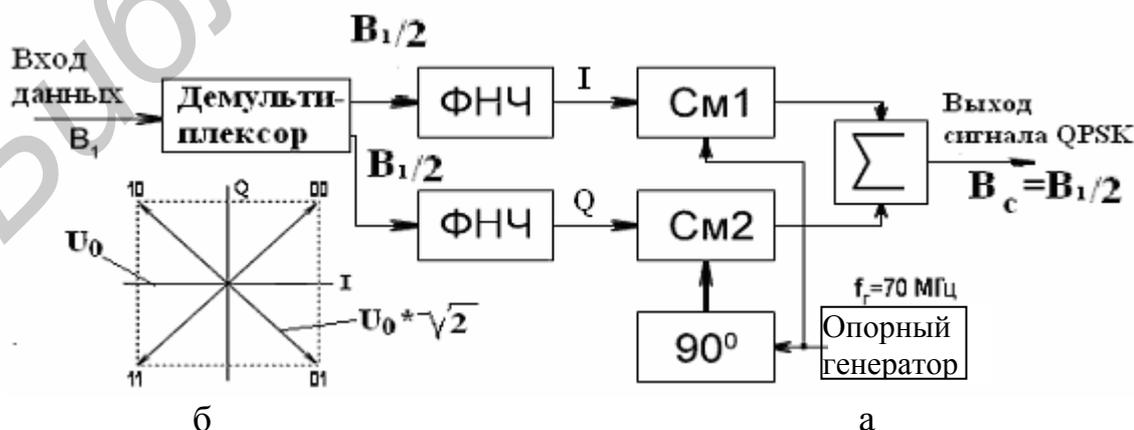


Рисунок 6.17 – QPSK модулятор (а) и его векторная диаграмма (б)

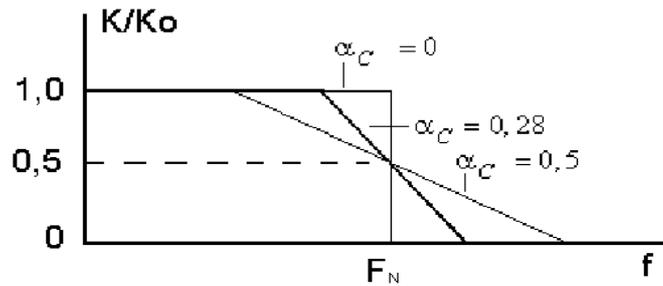


Рисунок 6.18 – АЧХ фильтра Найквиста

В качестве устройств преобразования цифровой последовательности в фазоманипулированный сигнал используются балансные смесители частоты, на которые поступают сдвинутые по фазе на 90^0 опорные колебания с частотой 70 МГц. К опорному генератору предъявляются требования высокой стабильности и низкого уровня фазовых шумов. Спектральная эффективность модулятора QPSK $\gamma = 2/(1+\alpha_C)$. В выходном спектре присутствуют две боковые полосы с существенным ослаблением остатка несущей (более 40 дБ).

7 ИНДИВИДУАЛЬНЫЙ ПРИЁМ ПРОГРАММ ЦИФРОВОГО СПУТНИКОВОГО ВЕЩАНИЯ

7.1 Приёмная установка индивидуального пользования

Индивидуальные приемные установки (ПУ) можно разделить на две группы: с перестраиваемой (позиционируемой) и фиксированной антеннами. ПУ первой группы более универсальны, так как позволяют дистанционно изменять координаты наведения антенны на требуемые ИСЗ, находящиеся в секторе видимой части дуги ГО.

Стандартная по составу индивидуальная ПУ с позиционируемой антенной (рисунок 7.1) включает в себя: антенну с опорно-поворотным устройством (ОПУ); корректор поляризации (КП); полнодиапазонный конвертор; соединительный кабель (СК); цифровой приёмник спутникового вещания (ЦПСВ); телевизор, позиционер и электропривод (актуатор).

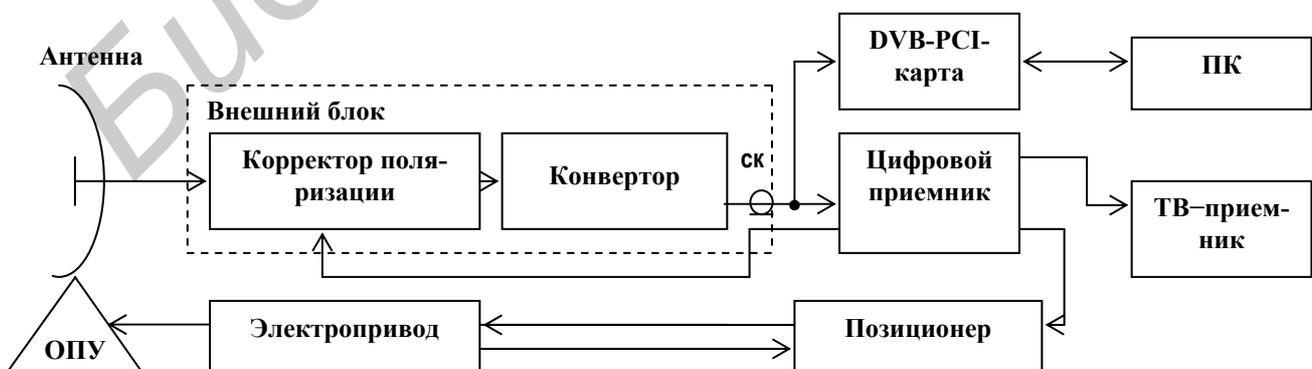


Рисунок 7.1 – Индивидуальная ПУ с позиционируемой антенной

При приеме мультимедийной информации, рассылаемой пользователям через ИСЗ, в состав ПУ добавляется DVB-PCI-карта, устанавливаемая в персональный компьютер (ПК) и программное обеспечение (ПО). Часть из указанных устройств располагается с наружной стороны помещения, другая часть – внутри помещения.

Вторая группа ПУ предполагает прием программ с одного или нескольких спутников на неперестраиваемые антенны и характеризуется простотой построения, низкой стоимостью и отсутствием в их составе корректора поляризации, позиционера, актуатора и ОПУ. В качестве примера возможной реализации ПУ с фиксированной антенной на рисунке 7.2 приведена структурная схема установки с двумя конверторами для приема сигналов с близкорасположенных спутников (в пределах 10°). Конверторы устанавливаются под некоторыми углами к оси симметрии антенны и их выходы соединены с электронным СВЧ-коммутатором, поддерживающим протокол цифрового управления спутниковым оборудованием DiSEqC (digital satellite equipment control).

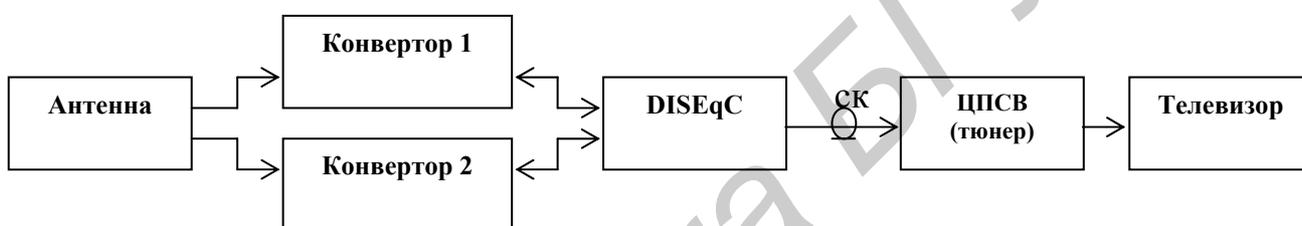


Рисунок 7.2 – Приёмная установка с использованием двух конверторов

Рассмотрим принцип работы типовой ПУ с позиционируемой антенной, предназначенной для приема сигналов с линейной поляризацией в диапазоне частот 10,7...12,75 ГГц. Транслируемые с ИСЗ сигналы принимаются направленной антенной, проходят через корректор поляризации на конвертор и далее по соединительному кабелю (СК) поступают на тюнер. Облучатель антенны, выполненный на базе круглого волновода, расположен в фокусе антенны и жестко соединен с КП и конвертором.

В качестве корректора поляризации обычно применяют магнитный поляризатор на эффекте Фарадея. Основой КП является отрезок круглого волновода, в центре которого расположен ферритовый стержень, а на внешней части волновода находится катушка для создания магнитного поля. Изменяя величину тока в катушке, можно регулировать уровень магнитного поля и намагничиваемость феррита. В результате взаимодействия электромагнитного поля (ЭМП) сигнала с ферритом изменяется направление векторов ЭМП. Причем их угол поворота зависит от величины тока и параметров стержня, а направление поворота – от полярности напряжения. Необходимость в подстройке плоскости поляризации возникает при перенацеливании антенн на разные спутники и при наличии эффектов деполяризации сигналов на радиолинии. В результате подстройки компенсируются потери энергии из-за расхождения плоскостей поляризации антенн ИСЗ и ПУ.

Суммарная мощность сигналов на входе КП составляет

$$P_{M\Sigma} = P_{M\Sigma} \cdot S_{\text{эф}}, \text{ Вт}, \quad (7.1)$$

где $P_{M\Sigma}$ – суммарная ППМ, создаваемая ретрансляторами ИСЗ в точке приема, Вт/м²; $S_{\text{эф}}$ – эффективная площадь раскрытия приемной антенны, м².

В полнодиапазонном конвертере, предназначенном для работы в полосе 10,7...12,75 ГГц, осуществляется выбор сигналов с требуемой поляризацией, их усиление, разделение на две полосы частот и преобразование в диапазон первой ПЧ 0,95...2,15 ГГц. Вследствие разделения сигналов по поляризации и полосам частот на выходе конвертера присутствует примерно четвертая часть сигналов от принятых антенной. Эти сигналы по соединительному кабелю поступают на вход приемника. В нем по команде с пульта дистанционного управления (ПДУ) осуществляется настройка на частоту требуемого канала, преобразование выделенного сигнала на вторую ПЧ, демодуляция, канальное декодирование с прямым исправлением ошибок, демультиплексирование и преобразование цифровых видео- и аудиоданных в аналоговый стандарт PAL/SECAM. Благодаря частотной избирательности ЦПСВ действующая мощность сигнала на входе демодулятора определяется только ППМ конкретного ствола, а не суммарной ППМ. Поэтому при выполнении расчетов принимается во внимание мощность соответствующего канала, на частоту которого настроен приемник.

В выходном блоке ЦПСВ – радиомодуляторе из видео- и аудиосигналов формируется радиосигнал, который используется для его подачи в одном из каналов ТВ-диапазона на антенный вход телевизора. Для исключения просмотра коммерческих программ все модели тюнеров оснащены блоком условного доступа в одной из принятых кодировок. Доступ к закрытым программам возможен только после установки абонентской карты в слот ЦПСВ.

Настройка антенны на требуемый ИСЗ осуществляется по команде с ПДУ на позиционер. Последний подает напряжение питания (36 или 24 В) на электропривод ОПУ антенны (см. подразд. 3.3) для реализации её перемещения. Современные позиционеры позволяют программировать 50 и более позиций ИСЗ на ГО. Микропроцессор позиционера выполняет сравнение текущих значений счетчика угла поворота антенны с содержащимися в памяти данными положения спутника. При совпадении сравниваемых значений электродвигатель останавливается. Для ограничения пределов углового перемещения антенны в позиционере предусматривается возможность задания крайних значений углов ее поворота.

7.2 Полнодиапазонный конвертор

Основной задачей конвертора является приём слабых сигналов в установленных для спутникового вещания диапазонах частот, а также усиление и преобразование этих сигналов в полосу первой ПЧ 0,95...2,15 ГГц. Большинство серийно выпускаемых конверторов для индивидуального приёма сигналов в диапазоне частот 10,7...12,75 ГГц являются полнодиапазонными и универсальными, допускающими равную возможность приёма программ аналогового и

цифрового вещания. Все они содержат встроенный поляризационный селектор для разделения сигналов с ортогональной линейной поляризацией. Современные модели конверторов имеют весьма низкий коэффициент шума (0,5...0,8 дБ), высокое усиление (50...60 дБ), приемлемые значения абсолютной нестабильности частоты (0,5...0,7 МГц) и уровня подавления фазовых шумов гетеродина (минус 55дБ при отстройке на 1кГц, минус 75 дБ при отстройке на 10 кГц, минус 95дБ при отстройке на 100 кГц).

Низкий коэффициент шума $n_{шк}$ в современных конверторах достигнут за счет применения в первых его каскадах малозумящих GaAs-транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT-транзисторов). Адаптация конверторов к цифровому формату вещания реализована за счет улучшения линейности их АЧХ и ФЧХ, снижения уровня фазовых шумов и обеспечения должного согласования с кабелем ($K_{СВн} \leq 2$). Минимизация уровня фазовых шумов в конвертере продиктована опасностью роста ошибок на выходе ЦПСВ из-за добавления в конвертируемый сигнал с QPSK модуляцией дополнительного фазового сдвига. Оценка уровней фазовых шумов обычно производится относительно уровня несущей гетеродина при заданной величине отстройки по частоте от номинального значения несущей.

Для радикального снижения уровня фазовых шумов гетеродина и повышения стабильности частоты некоторые модели конверторов оснащаются системой ФАПЧ. Такие модели используются при приеме узкополосных сигналов, например, сигналов радиовещания.

В состав типовой структурной схемы полнодиапазонного конвертора входят (рисунок 7.3): поляризационный селектор (ПС) с двумя ортогонально расположенными в круглом волноводе электрическими зондами, малозумящие усилители (МШУ), полосовой фильтр (ПФ), смеситель (См), два гетеродина (Г1 и Г2), усилитель промежуточной частоты (УПЧ), преобразователь напряжений (ПН) и два управляемых электронных ключа (ЭК1) и (ЭК2).

Выбор сигналов с требуемой поляризацией осуществляется подачей с ЦПСВ (по соединительному кабелю) управляющего напряжения 13 или 17 В на ЭК1, который подключает напряжение питания на МШУ1 или МШУ2 от ПН. При наличии на ЭК1 напряжения 13 В работает МШУ1 и усиливает наведенные на электрический зонд сигналы с вертикальной поляризацией. При подаче 17 В работает МШУ2 и усиливает сигналы с горизонтальной поляризацией.

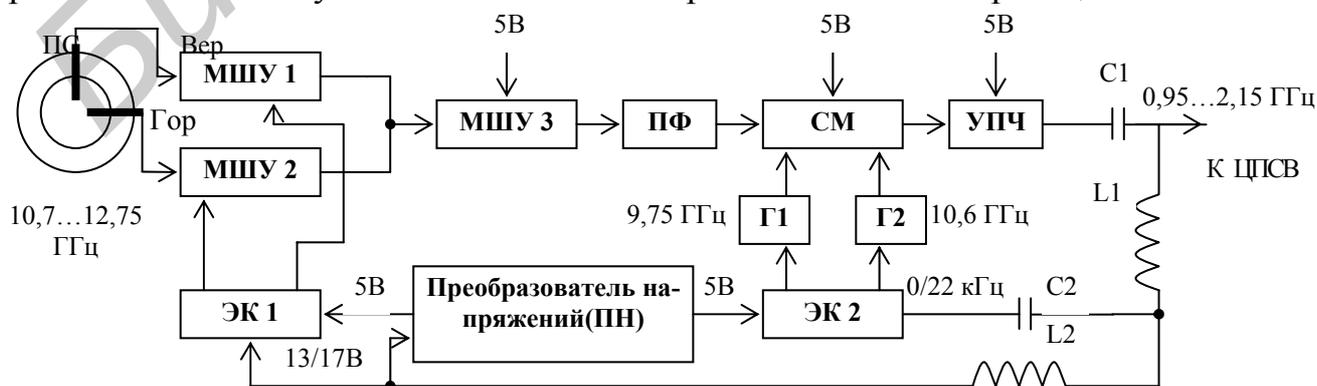


Рисунок 7.3 – Структурная схема полнодиапазонного конвертора

МШУ1 и МШУ2 обеспечивают усиление 13...15 дБ и низкий коэффициент шума. Усилитель МШУ3 выполняется на биполярных транзисторах по схеме максимального усиления. Полосовой фильтр ослабляет сигналы вне полосы пропускания 10,7..12,75 ГГц, в том числе сигналы на зеркальных частотах 7,6...9,65 ГГц. ПФ выполняется многозвенным на отрезках микрополосковых линий. Смеситель СМ строится на СВЧ-диодах или транзисторах по балансной или двойной балансной схеме. Коэффициент передачи смесителя в конвертере не является определяющим показателем, важнее надежность и простота реализации этого устройства.

Гетеродины имеют внешнюю стабилизацию частоты диэлектрическими резонаторами, которые выполнены на основе титаната кальция и алюмината лантана. Эти материалы имеют высокую диэлектрическую проницаемость ($\epsilon_d \approx 35...40$), низкий температурный уход частоты и обеспечивают добротность резонансных элементов около 1...3 тыс. ед. Гетеродин Г1 настроен на частоту 9,75 ГГц, гетеродин Г2 – на частоту 10,6 ГГц. Напряжение питания на требуемый гетеродин поступает с ПН через ЭК2 под действием управляющего сигнала (в виде меандра) с частотой 22 кГц. При нулевой амплитуде этого сигнала включается Г1 и осуществляется преобразование входных сигналов нижнего поддиапазона 10,7...11,9 ГГц в полосу 0,95...2,15 ГГц. При подаче управляющего сигнала 22 кГц с амплитудой 0,7 В включается Г2 и осуществляется преобразование сигналов верхнего поддиапазона частот 11,5...12,75 ГГц в ту же полосу первой ПЧ (рисунок 7.4).

Преобразованные на ПЧ сигналы усиливаются на 30...35 дБ в многокаскадном УПЧ на микросхеме и поступают через разделительный конденсатор С1 на выход конвертера. Питание на УПЧ подается от ПН, в котором требуемое напряжение (5 В) получается из напряжений 13 или 17 В.

Таким образом, в полнодиапазонном конвертере входные сигналы спутниковых каналов в полосе частот $\Delta f_{ВХ} = 12,75 - 10,7 = 2,05$ ГГц селективируются по поляризации и поддиапазнам частот и переносятся в полосу первой ПЧ $\Delta f_{ВЫХ} = 2,15 - 0,95 = 1,2$ ГГц. При частотном разnose между несущими спутниковых каналов 40 МГц в пределах полосы $\Delta f_{ВЫХ} = 1,2$ ГГц можно разместить 30 несущих и передать в цифровом формате 180...270 ТВ-программ (6–9 программ на несущей канала).

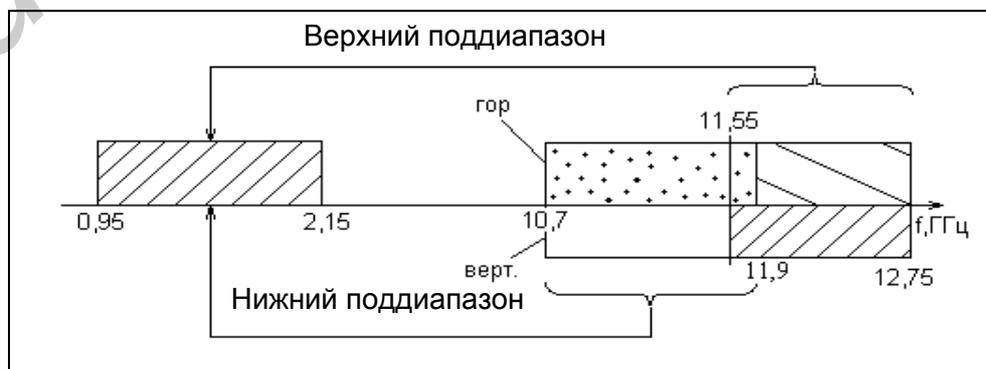


Рисунок 7.4 – Схема преобразования частот в область спутниковой ПЧ

Общее усиление полнодиапазонного универсального конвертора $K_{РК}$ обычно превышает 50дБ и выбирается разработчиками с учетом потерь в соединительном кабеле при условии обеспечения требуемого уровня сигнала на входе ЦПСВ. Возможная величина потерь в кабеле определяется не только усилением конвертора, но и его шумовыми характеристиками и следующими за ним устройствами (см. рисунок 7.1).

Наличие этих устройств приводит к изменению значения ЭШТ конвертора

$$T_K = T_0(10^{0,1 \cdot n_{ш.к}} - 1), \text{ К} \quad (7.2)$$

на величину

$$\Delta T = T_0 \cdot [10^{0,1 \cdot (a_{КАБ} + n_{ш.т} - K_{РК})}], \text{ К}, \quad (7.3)$$

где $n_{ш.т}$ – коэффициент шума тюнера, дБ.

Если ограничить относительное увеличение ЭШТ на входе конвертора значением $\mu = \Delta \dot{O} / \dot{O}$, то из (7.2) и (7.3) несложно для известных $K_{РК}$, $n_{ш.к}$ и $n_{ш.т}$ определить допустимое затухание в кабеле и его длину:

$$a_{д.КАБ} = 10 \cdot \lg \mu + K_{РК} - n_{ш.т} + 10 \cdot \lg(10^{0,1 \cdot n_{ш.к}} - 1), \text{ дБ}; \quad (7.4)$$

$$l_{д.КАБ} = a_{д.КАБ} / \alpha_{КАБ}, \text{ м}, \quad (7.5)$$

где $\alpha_{КАБ}$ – погонное затухание в кабеле (дБ/м) на верхней частоте передаваемых сигналов ($f_B = 2,15$ ГГц).

Величину μ можно принять 0,03...0,07, что соответствует увеличению ЭШТ конвертора на 3...7 % из-за влияния на T_K следующих за ним устройств.

При использовании устройств с типовыми параметрами ($n_{ш.к} = 0,8$ дБ, $K_{РК} = 50$ дБ, $n_{ш.т} = 10$ дБ, $\mu = 0,05$, $\alpha_{КАБ} = 0,3$ дБ/м), согласно (7.4) и (7.5), допустимые потери в кабеле составляют 20 дБ, а его длина – 66 м. Если требуется кабель большей длины, то необходимо выбрать конвертор с большим усилением или установить дополнительный усилитель. Увеличение усиления конвертора на 10 дБ (относительно $K_{РК} = 50$ дБ) позволяет увеличить длину кабеля на 33 м (при $\alpha_{КАБ} = 0,3$ дБ/м).

Конструктивно полнодиапазонный конвертор выполнен по гибридно-интегральной технологии СВЧ. Он представляет собой малогабаритный герметичный и устойчивый к температурным изменениям блок с фланцевым или рупорным облучателем для работы с прямофокусными или офсетными антеннами соответственно.

7.3 Цифровой приёмник спутникового вещания

7.3.1 Классификация и функциональные особенности

Всё многообразие моделей цифровых приёмников спутникового вещания можно разделить на устройства профессионального и бытового назначения. Профессиональные приёмники характеризуются высокими качественными по-

казателями, многофункциональностью, значительным числом входных и выходных интерфейсов, наличием встроенных устройств контроля параметров, возможностью дистанционного управления его параметрами и др. Многие из них используют модульный принцип построения и поддерживают несколько уровней и профилей стандарта MPEG-2. Профессиональные ЦПСВ используются на головных станциях кабельного и микроволнового вещания (системы MMDS, LMDS, MVDS), в студийных комплексах подготовки программ, на земных станциях ЦСВ для контроля за передаваемой информацией, в репортажных комплексах сбора новостей и др. Для снижения затрат на приёмное оборудование разработаны и широко используются многоканальные (6–8-канальные) приёмники [12].

Цифровые приёмники бытового назначения применяются для индивидуального и коллективного приёма ТВ-программ и располагают ограниченными функциональными возможностями. Они выпускаются в виде абонентских приставок (Set Top Boxes), модульных блоков к головным станциям или компьютерных карт DVB-PCI. Некоторые модели, обладая всеми признаками бытового приёмника, имеют дополнительные опции, например, встроенный модем по стандарту V22bis, многосистемный блок условного доступа и др. Цифровой приёмник в виде карты DVB-PCI устанавливается в системный блок ПК и соединён по кабелю с конвертером и антенной. Карта оснащена слотом для абонентской декодирующей карточки. Технические характеристики DVB-PCI-карты практически совпадают с характеристиками абонентских приставок. Получили применение карты типа Vision Plus VP-1030A rev.4.0 и типа Skystar 2 rev.2.6B.

Основываясь на единых требованиях к структуре ЦПСВ бытового назначения, на рисунке 7.5 приведена его типовая модель и отмечены принятые уровни функционирования.

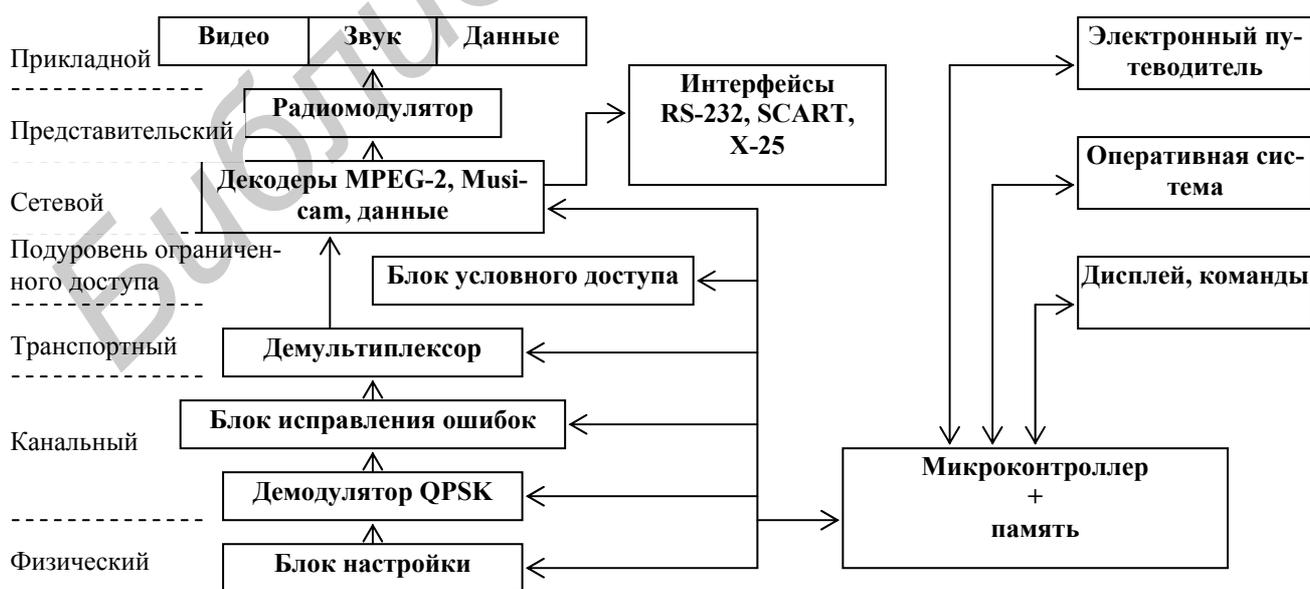


Рисунок 7.5 – Типовая модель и уровни функционирования ЦПСВ

Так, физический и каналный уровни охватывают функции настройки на требуемый канал, QPSK-демодуляцию и прямую коррекцию ошибок. Транспортный уровень и подуровень ограниченного доступа охватывают демультимплексирование различных ТВ-программ, выделение пакетов видео, аудио, данных, а также доступ к закрытым программам. Сетевой уровень охватывает декодирование видео, звука и данных, а также управление электронным руководством по программам, служебной информации и прочим сетевым услугам. Представительный уровень охватывает оконечные тракты и интерфейсы пользователя, а прикладной – информационные приложения, связанные с использованием изображения, звука и данных.

Современное поколение ЦПСВ строится на сверхбольших интегральных микросхемах и располагает большим объемом оперативной и флэш-памяти (по 8 Мбайт и более). Такие функциональные задачи, как демультимплексирование и декодирование видео и звука, решаются на базе одной СБИС. Пользователь может запрограммировать свыше одной тысячи настроек на требуемые программы, сформировать список приоритетных программ, осуществлять контроль уровня и качества принимаемых сигналов и др. В моделях высокого класса для организации интерактивного взаимодействия могут встраиваться модемы, адаптеры цифровой абонентской сети (ISDN, ASDL и др.), а также браузеры электронной почты. Более дорогие модели оснащаются двумя трактами для просмотра программ и одновременной записи на жесткий диск других программ. Некоторые модели поддерживают широкий круг мультимедийных форматов (CD, DVD, MP3) и оснащаются соответствующими приводами для проигрывания. К приемникам могут подключаться принтер, видеомагнитофон, беспроводная клавиатура и другие периферийные устройства. При наличии в ЦПСВ средств интерактивного ТВ пользователь может формировать программу по своему желанию, отправлять SMS и др.

7.3.2 Структура и принцип работы цифрового приёмника

Типовая структурная схема цифрового приемника бытового назначения приведена на рисунке 7.6.

Совокупность сигналов в полосе первой ПЧ ($0,95 \dots 2,15$ ГГц) поступает на блок настройки (селектор), который осуществляет предварительное усиление, электронную настройку перестраиваемого полосового фильтра (ППФ) на требуемый канал и преобразование выделенного сигнала на вторую ПЧ $f_{ПЧ2} = 480$ МГц (рисунок 7.7). Рабочий уровень входных сигналов ЦПСВ находится в пределах $-65 \dots -35$ дБм, где нижний уровень характеризует уверенный прием при слабых сигналах, а верхний – начало искажений из-за перегрузки выходных каскадов. Коэффициент шума приемника около 10 дБ.

Предварительный усилитель обеспечивает согласование его входного сопротивления с кабелем, снижает просачивание мощности гетеродина на вход устройства и определяет коэффициент шума приёмника. ППФ исключает возможное преобразование на частоту $f_{ПЧ2}$ входных сигналов, расположенных на

зеркальных частотах $f_{\text{CE}} = f_{\text{N}} \pm 2f_{\text{I} \times 2}$, и вносит для них ослабление $a_{\text{ЗК}} \geq 40$ дБ (рисунок 7.8). Необходимость введения в приёмник ППФ возникает, если диапазон принимаемых частот шире, чем $2f_{\text{ПЧ2}}$. Перестройка фильтра ППФ осуществляется сопряжённо с перестройкой гетеродина под управлением МК.

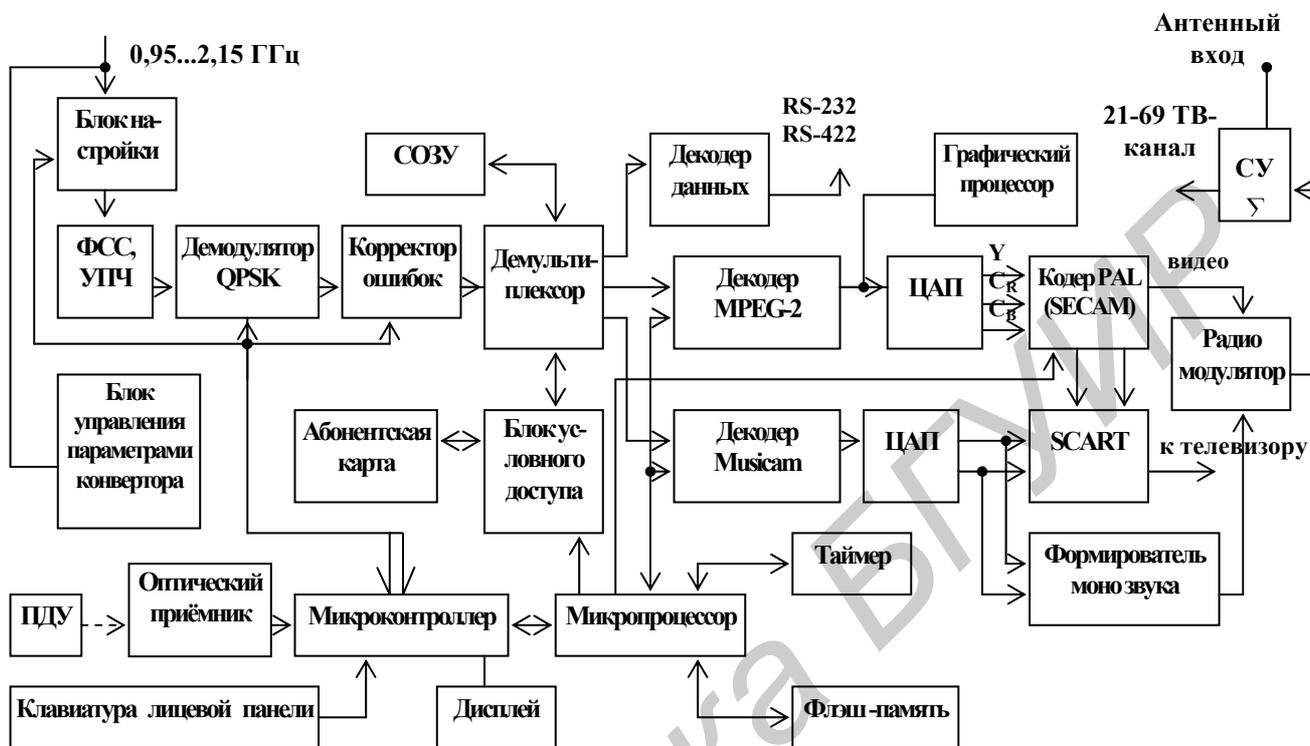


Рисунок 7.6 – Типовая структурная схема цифрового приемника

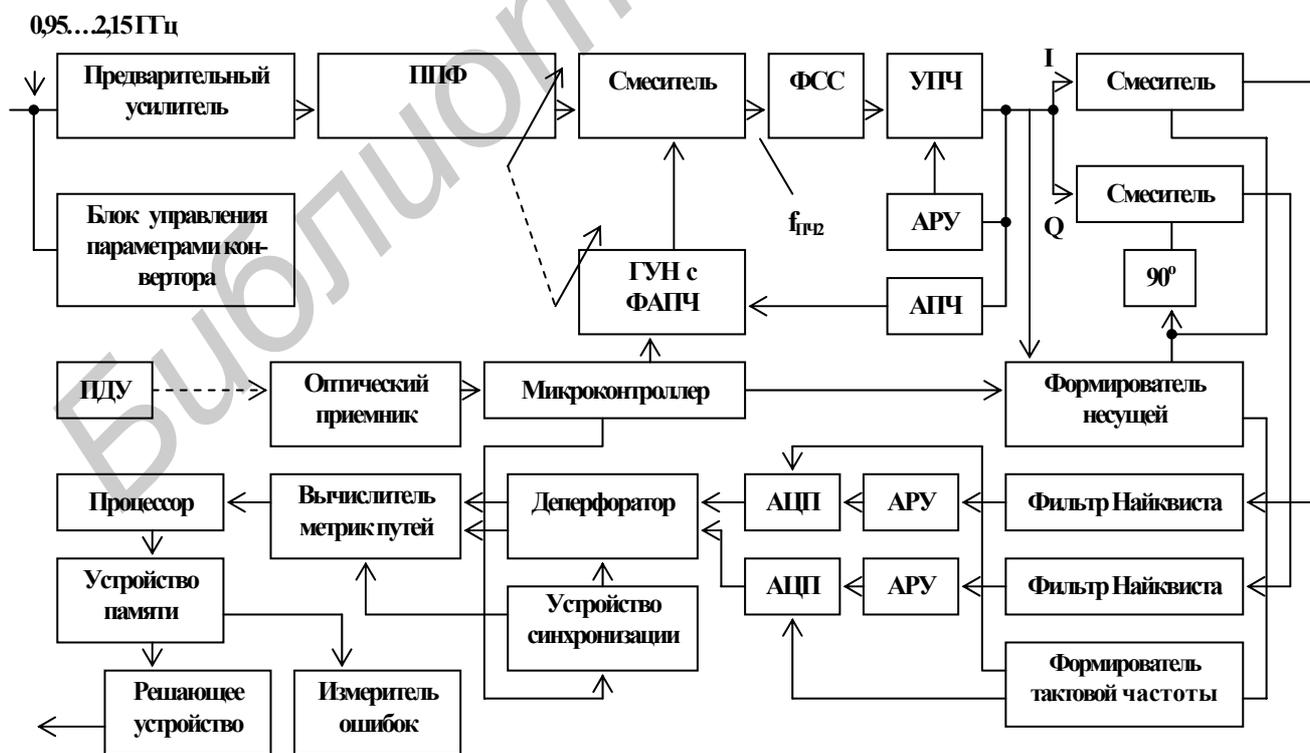


Рисунок 7.7 – Блок настройки с демодулятором и декодером Витерби

В качестве перестраиваемого гетеродина в диапазоне 1,43...2,63 ГГц используется генератор, управляемый напряжением (ГУН) с ФАПЧ. Частотный диапазон гетеродина выбирается выше входных частот, что снижает коэффициент перестройки $k_{\text{ПЕР}} = f_{\text{ВХ.В}}/f_{\text{ВХ.Н}}$ и упрощает реализацию ГУН. Здесь $f_{\text{ВХ.В}}$, $f_{\text{ВХ.Н}}$ – верхняя и нижняя частоты диапазона перестройки ГУН, равные 2,63 и 1,43 ГГц соответственно. Относительная нестабильность частоты ГУН определяется стабильностью опорного кварцевого генератора системы ФАПЧ и имеет значения лучшие чем 10^{-5} .

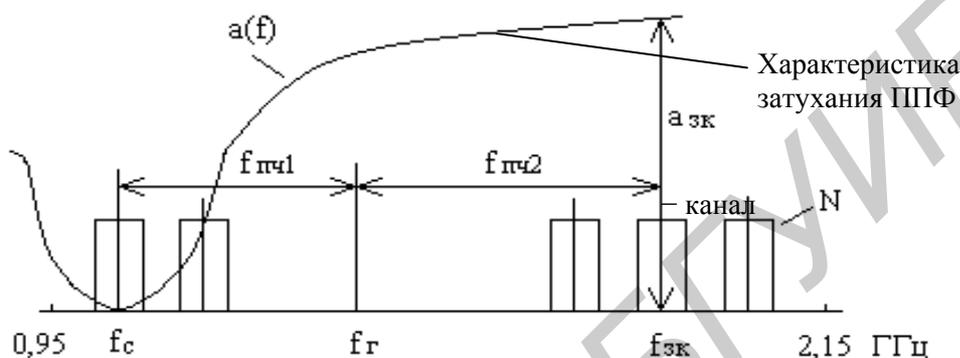


Рисунок 7.8 – Схема подавления зеркальной помехи в полосе 0,95...2,15 ГГц

Преобразованный на $f_{\text{ПЧ2}}$ сигнал проходит через фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), который определяет частотную избирательность ЦПСВ и ширину его полосы пропускания $\Delta f_{\text{ВЧ}}$ (обычно 36 МГц), и поступает на УПЧ.

В блоке настройки производится автоматическая подстройка частоты (АПЧ) и автоматическая регулировка уровня (АРУ). АПЧ служит для компенсации ухода частоты $f_{\text{ПЧ2}}$ в процессе эксплуатации. Суть её работы состоит в отслеживании ухода частоты относительно номинального значения $f_{\text{ПЧ2}}$ и формировании напряжения ошибки, пропорционального этому уходу. По величине ошибки производится изменение параметров перестраиваемого гетеродина для достижения номинального значения $f_{\text{ПЧ2}}$. АРУ поддерживает постоянство уровня сигнала на входе фазового демодулятора, при котором реализуется оптимальный режим его работы.

В когерентном фазовом демодуляторе QPSK происходит разделение ФМ-сигнала по двум квадратурным I и Q каналам. В каждом канале на основе балансного смесителя и восстановленной несущей с частотой $f_{\text{ПЧ2}}$ осуществляется преобразование ФМ-сигнала (фазовое детектирование) в НЧ-диапазон. Процедура восстановления опорного сигнала в QPSK-демодуляторе осложнена тем, что полезный ФМ-сигнал не содержит несущей, поскольку передаётся с двумя боковыми полосами без неё. Для когерентного ФМ-приёма опорное колебание обычно формируют на приеме из информационного сигнала, удаляя из него модуляцию (путём учетверения частоты) и применяя ГУН с ФАПЧ.

Полученная на выходе каждого смесителя искаженная импульсная последовательность проходит через формирующий фильтр Найквиста, АРУ канала и поступает на трёхразрядный АЦП. Фильтр Найквиста выполняет функции последетекторной фильтрации. Он ограничивает полосу спектра импульсной по-

следовательности и снижает межсимвольные искажения. В большинстве реализаций ЦПСВ формирующий фильтр цифровой (трансверсальный) с кососимметричным срезом АЧХ относительно частоты Найквиста и уровня половинной мощности (рисунок 6.18). Наклон среза задаётся коэффициентом скругления α_c спектра (6.4). Чем больше коэффициент α_c , тем меньше относительный уровень боковых колебаний на выходе ФНЧ и быстрее они затухают. Однако с ростом α_c увеличивается реально необходимая полоса частот. Согласно (5.2) при символьной скорости $V_c = 27,5$ Мсимв./с и $\alpha_c = 0,28$ полоса ФНЧ $V_c \cdot (1 + \alpha_c) / 2$ составляет 17,6 МГц. В пределах полосы прозрачности фильтра неравномерность АЧХ обычно не превышает 0,5 дБ.

Необходимость применения независимой АРУ в каждом канале вызвана требованием 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 обеспечивается 8-уровневое квантование импульсов с образованием 3-битной комбинации на отсчёт. Тактовая частота на АЦП поступает с устройства восстановления тактовой синхронизации. Старший разряд в кодовой комбинации характеризует полярность импульса, два младших указывают на разрешённый уровень, к которому принадлежит вершина импульса (рисунок 7.9).

Таким образом, в АЦП помимо информации о «1» или «0» формируются сведения о степени отклонения вершины импульса от порога. Решение о символе в демодуляторе не принимается, а передаётся на декодер. Поскольку на декодер поступает больше информации, чем при двухуровневом квантовании (жёсткое решение), то решение о символе производится по мягкой схеме с более высокой достоверностью. Для канала с тепловыми шумами при наличии 8-уровневого квантования выигрыш в помехозащищённости составляет около 2 дБ. Эта величина только на 0,25 дБ ниже предельного значения, получаемого при бесконечно большом числе уровней квантования.

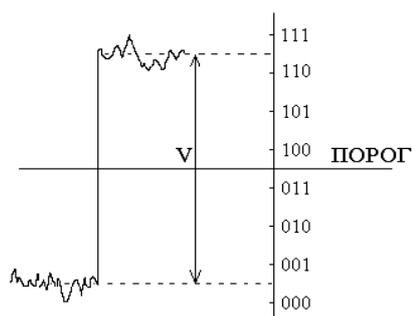


Рисунок 7.9 – Положение порога при 8-уровневом квантовании

В качестве устройства с мягкой схемой принятия решения о символе в ЦПСВ используют декодер свёрточного кода Витерби, который также обеспечивает прямое исправление ошибок (FEC – Forward Error Correction) и является первой ступенью блока помехоустойчивого декодирования. В состав декодера входят (рисунок 7.7): деперфоратор, вычислитель метрик путей, процессор, устройство памяти «выживших» путей, выходное решающее устройство, а также устройства ветвевой синхронизации и устранения неоднозначности фазы

демодулятора. Вычисления в декодере производятся по алгоритму максимального правдоподобия с использованием метода динамического программирования. Исправляющая способность декодера зависит от относительной скорости свёрточного кода $R_{СК}$, вероятности ошибок $P_{ОШ}$ на его входе и длины кодового ограничения. Требуемое значение $R_{СК}$ (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 или 7/8) устанавливается в ЦПСВ пользователем с ПДУ или автоматически по наличию сигнала синхронизации. Вместе с изменением $R_{СК}$ изменяется конфигурация «выкалывания» бит в деперфораторе. Недостатком декодера Витерби считается его склонность к размножению и пакетированию ошибок, когда вероятность их появления начинает превышать определённый предел. Часто для контроля за состоянием канала к декодеру ЦПСВ подключается упрощённый измеритель коэффициента ошибок.

В корректоре ошибок, кроме декодера Витерби, используется депережежитель для борьбы с пакетными ошибками, а также декодер Рида-Соломона и дескремблер. Благодаря депережежению (рисунок 6.15) пакетные ошибки переходят в разряд одиночных и распределяются во времени достаточно равномерно. Это обстоятельство повышает исправляющую способность декодера РС. Наличие в системе пережежителя и депережежителя приводит к временной задержке сигнала на 187 байт.

Блочный декодер Рида-Соломона (204, 188, $t = 8$) является второй ступенью прямого исправления ошибок. Он обеспечивает исправление как независимых, так и пакетированных ошибок, и работает в облегченном по уровню ошибок режиме. Декодер исправляет 8 ошибочных байт в пакете из 204 байт (см. подразд. 6.6).

Дескремблер исключает псевдослучайность, внесенную в цифровой поток на стороне передачи. Механизм дескремблирования основывается на повторном скремблировании цифрового потока при использовании идентичного генератора ПСП и сигналов инициализации скремблера (рисунок 6.14). На выходе дескремблера действует транспортный поток со скоростью данных

$$V_0 = 2 \cdot V_C \cdot R_{СК} \cdot R_{РС}, \text{ бит/с.} \quad (7.6)$$

Транспортный поток из пакетов по 188 байт поступает на демультимплексор (DEMUX), который идентифицирует пакеты, относящиеся к выбранной пользователем программе. Вследствие сортировки пакетов формируются элементарные потоки видео, звука и данных.

Правильное демультимплексирование цифрового потока осуществляется благодаря прочтению сервисной информации SI, содержащейся в потоке. Алгоритм прочтения SI приведен на рисунке 7.10.

Процесс прочтения начинается с идентификатора $PID = 0$, по которому определяются транспортные пакеты длиной 188 байт, 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 связана таблица сетевой информации NIT. Эта таблица содержит зарегистрированный в ETSI номер се-

ти (Network_id) и сведения, по которым приемник может автоматически настроиться 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.

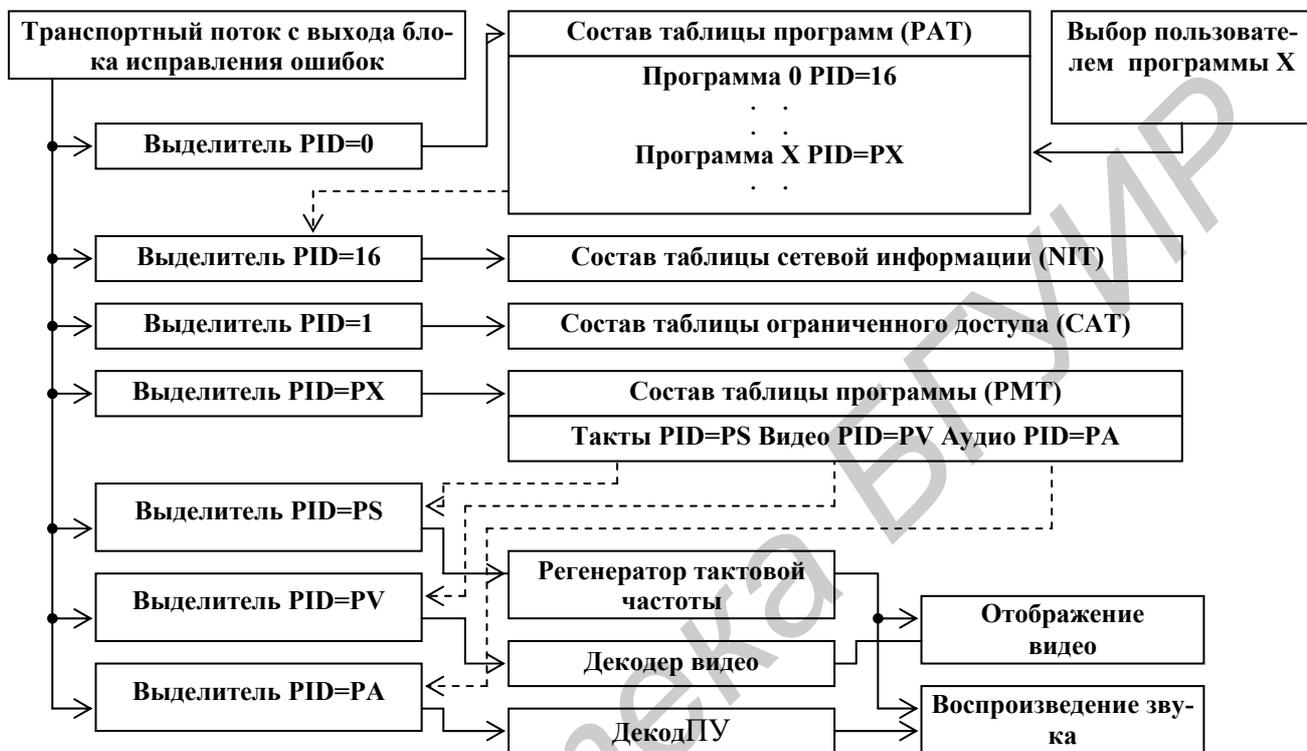


Рисунок 7.10 – Схема демультимплексирования цифрового потока

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, аудиodeкодер Musicam и интерфейс RS-232. Одновременно извлекаются данные для восстановления тактовой частоты.

Декодирование закрытых программ и данных, рассылаемых по подписке, осуществляется в демультимплексе благодаря наличию в нем дескремблера, блока условного доступа (БУД) и абонентской карточки, находящейся в слоте БУД. Порядок декодирования закрытых программ следующий. По значениям PID, взятым из таблиц CAT и PMT, выделяются пакеты сообщений управления и разрешения на доступ. Эти сообщения поступают на абонентскую карточку, в памяти которой хранятся секретный алгоритм дешифрации ключей, ограничение на доступ и сеансовые ключи, обновляемые по эфиру вещателем. Если в процессе сравнения отсутствуют расхождения на запрашиваемую информацию, то МП дает команду дешифровать кодовое слово, выделенное из транспортных

пакетов СУД, и подать его на дескремблер демультимплексора для восстановления исходной информации. Если при сравнении обнаружены расхождения (срок подписки истек, запрашиваемая программа не оплачена и др.), то МП не дает разрешения на доступ кодового слова к дескремблеру, и обработка сигнала прекращается.

DEMUX программируется и управляется с МП (по 8-битной шине данных и 13-битной шине адреса) при использовании различных управляющих сигналов: чтение/запись, подтверждение данных и др.

Видеодекодер MPEG-2 восстанавливает исходное изображение, реконструируя его из кадров I-, P- и B-типа. В процессе восстановления используется деквантование, обратное дискретное косинусное преобразование, декодирование кода Хаффмана, восстановление составляющих яркости и цветности каждого кадра и др. То есть используется набор процедур, обратных принятым при компрессировании. Поскольку для восстановления изображения необходимо удержание нескольких кадров, то емкость памяти ОЗУ MPEG-2 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 др.

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 видеоданных поступает на ЦАП для получения компонентных сигналов яркости (Y) и цветности (C_R , C_B). Из этих сигналов в кодере PAL (SECAM) формируются сигналы R, G, B и полный аналоговый видеосигнал (CVBS) требуемого стандарта. Для правильной работы кодера используются опорные сигналы с частотой 25 и 13,5 МГц.

Аудиоданные с выхода демультимплексора поступают на декодер звука «Musicam» для декомпрессии сигнала в соответствии с алгоритмом, находящимся в ОЗУ. Звуковые данные задерживаются на время до 1 с для синхронизации звука и изображения. Эта задержка необходима, поскольку обработка видеосигналов длится дольше, чем обработка звуковых пакетов.

Во всех бытовых моделях ЦПСВ видео- и аудиосигналы преобразуются в радиомодуляторе в радиосигнал одного из каналов ДМВ-диапазона. Посредством согласующего устройства (СУ) (см. рисунок 7.6) к радиосигналу могут быть добавлены сигналы местного телевидения и совместно поданы на антенный вход телевизора.

Управление устройствами ЦПСВ осуществляет микропроцессор (МП) и микроконтроллер (МК). МП организует управление работой демультимплексора, блока условного доступа, видео- и звукового декодеров, а также системой меню приёмника. Он имеет собственные шины данных, адреса и управления, оперативную и флэш-память, которая используется для хранения программ управления. Программы могут обновляться с компьютера или по спутниковым каналам вещательной компанией. МК осуществляет управление параметрами блока на-

стройки, 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 флэш-памяти и устанавливает все узлы приемника в состояние, соответствующее параметрам последней настройки.

8 СИСТЕМЫ КОЛЛЕКТИВНОГО ПРИЕМА С КАБЕЛЬНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПРОГРАММ ЦИФРОВОГО СПУТНИКОВОГО ВЕЩАНИЯ

8.1 Предварительные замечания

В городах с плотной застройкой территорий не всегда целесообразен или возможен индивидуальный приём спутниковых сигналов. Поэтому широкое распространение получают способы коллективного приема и раздачи программ с использованием головных станций и кабельных распределительных сетей различных уровней сложности.

К настоящему времени определилось достаточно большое число решений по коллективному приему сигналов ЦСВ и данных. Выбор конкретного способа построения системы с коллективными спутниковыми антеннами SMATV (Satellite Master Antenna Television) [10] зависит от размеров сети, числа пользователей, уровня сервиса, затрат на одного абонента и др.

К основным достоинствам коллективного приёма по сравнению с индивидуальным следует отнести:

- снижение затрат на оборудование в расчете на одного пользователя;
- высокое качество сигналов при наличии сервисного обслуживания;
- возможность подачи сигналов в зоны, где индивидуальный спутниковый приём не возможен;
- снижение числа антенн на фасадах и крышах зданий.

Основными недостатками коллективного приёма являются:

- ограниченное число программ, предоставляемое пользователям;
- необходимость утверждения плана построения распределительной сети и получения разрешения на ее строительство;
- необходимость оплаты вещателю за трансляцию по кабельным сетям.

Основной задачей, решаемой при организации коллективного приёма, является создание равноправного доступа всем пользователям сети к предоставляемому объему вещания и видам информационных услуг.

Имеющиеся способы построения систем с коллективным распределением сигналов можно разделить на две группы. Первая предусматривает доставку программ пользователям в диапазоне спутниковой ПЧ (0,95...2,15 ГГц) и характеризуется максимальными возможностями по предоставляемому объему информации. Однако ей присущи ограничения по размерам зон обслуживания и числу абонентов. Вторая предполагает распределение программ в диапазоне наземного телевидения и характеризуется расширенной зоной обслуживания. Ей же присущи ограничения по объему доставляемой информации. Первый

способ больше подходит для локальных распределительных сетей, организуемых в гостиничных комплексах, здравницах, многоквартирных домах и т.д. Второй – для протяженных сетей, организуемых в микрорайоне, на удаленных территориях обслуживания и т.д. В первом способе распределения сигналов обязательным условием является наличие у пользователя цифрового спутникового приемника, во втором – кабельного.

Доставка сигналов цифрового вещания к пользователям по кабельным или волоконно-оптическим линиям строится на Рекомендациях Европейского стандарта DVB-C для цифрового вещания по кабелю [9]. Нормы на параметры кабельных сетей и абонентских выводов регулируются европейским стандартом CENELEC EN 50083 [9]. Например, минимальный уровень сигнала на абонентской розетке должен составлять 60 дБмкВ, максимальный – 80 дБмкВ.

8.2 Системы коллективного приема для локального распределения программ

Наиболее простым решением коллективного приема и независимой доставки спутниковых сигналов на цифровые приемники является вариант использования общей антенны и сдвоенного (TWIN) конвертора двумя пользователями (рисунок 8.1).

При необходимости параллельного приема сигналов ЦСВ и данных Интернет (или рассылаемой информации в режиме вещания) перед цифровым приемником устанавливается 2-канальный делитель мощности (ДМ). На второй выход этого делителя подключается DVB-PCI-карта, которая размещается в компьютере и служит для приема данных Интернет.

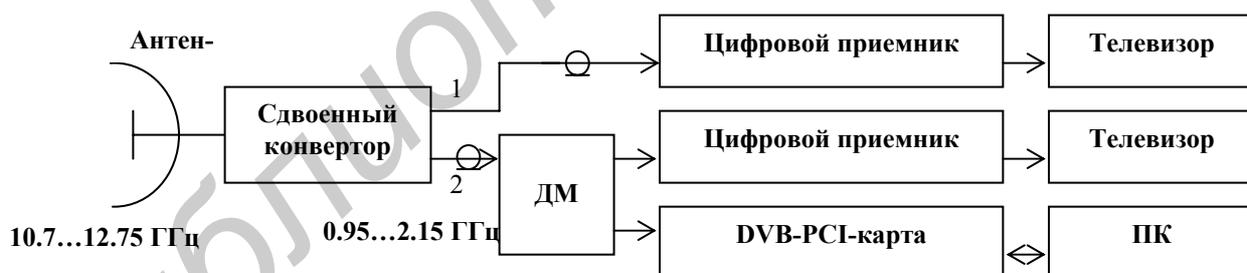


Рисунок 8.1 – Структурная схема установки при сдвоенном приеме

Удаленность приемников от антенны с TWIN- конвертором определяется допустимым затуханием в соединительном кабеле на частотах подачи сигналов и обычно не превышает 100 м при отсутствии дополнительных усилителей.

На рисунке 8.2 представлена структурная схема сдвоенного конвертора Ku-диапазона. В его состав входят два равноценных ВЧ-тракта со структурой, близкой к структуре полндиапазонного универсального конвертора. Благодаря наличию в тракте электронных ключей ЭК1-ЭК4 пользователи посредством управляющих сигналов (13/17 В и 0/22 кГц), выбирают требуемый вид поляризации, а также нижний (10,7...11,9 ГГц) или верхний (11,55...12,75 ГГц) поддиа-

пазоны частот (см. подразд. 7.2). В результате каждый из них получает независимый доступ ко всем программам, принятым антенной.

Недостатком данного решения по сравнению с индивидуальным приемом является фиксированное размещение антенны в направлении на выбранный спутник, перестройка которой возможна только после согласования между пользователями.

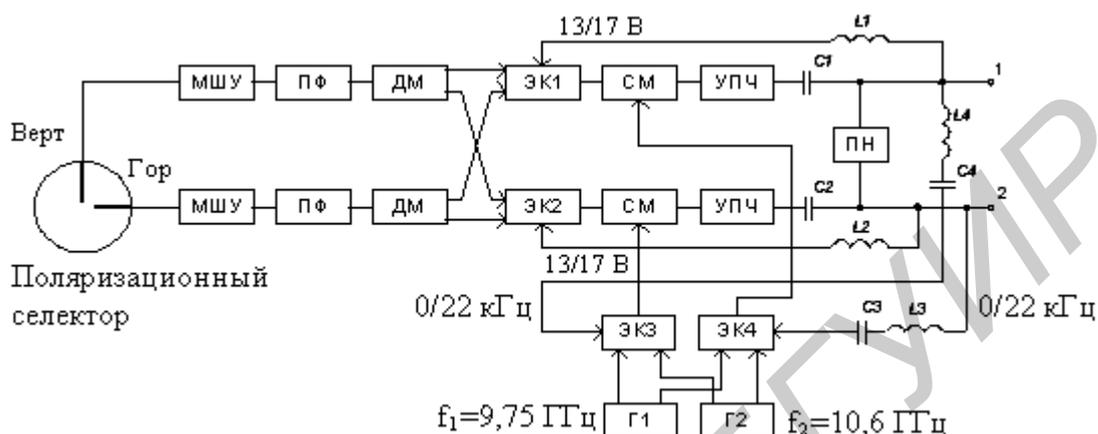


Рисунок 8.2 – Структурная схема сдвоенного конвертора

Для организации приема и доставки в диапазоне 1-й спутниковой ПЧ программ небольшому числу пользователей в рамках гостиничного комплекса или многоквартирного дома можно применить недорогую и компактную систему (рисунок 8.3), основанную на использовании «Quadral» конвертора, СВЧ-коммутаторов и делителей мощности. «Quadral» конвертор, структурная схема которого показана на рисунке 8.4, имеет 4 выхода, за каждым из которых закреплен один поддиапазон частот и один тип поляризации. На выходах 1 и 2 присутствуют сигналы с вертикальной поляризацией нижнего и соответственно верхнего поддиапазонов, а на выходах 3 и 4 – с горизонтальной поляризацией этих же поддиапазонов.

Ширина полосы частот на каждом выходе конвертора составляет 0,95...2,15 ГГц. В зависимости от объема вещания с ИСЗ в пределах этой полосы размещается до 30 каналов (при 40 МГц на канал). Структура «Quadral» конвертора в отличие от TWIN не имеет переключающих устройств и внешних управляющих сигналов. СВЧ-коммутаторы, или, по-другому, мультисвитчи (МС), системы строятся на делителях СВЧ-мощности и электронных ключах и могут содержать усилители для компенсации потерь.

Число выходных портов может составлять от 4 до 16. Для доставки программ местного вещания по кабельным линиям к телевизорам пользователей многие конструкции МС оснащены дополнительным разъемом для подачи сигналов с эфирной антенны.

В данной системе (см. рисунок 8.3) параболическая антенна фиксирована в направлении на требуемый спутник. Под действием управляющих сигналов (13/17 В и 0/22 кГц), поступающих по соединительным кабелям, от приемников ЦПСВ1 - ЦПСВ4 на мультисвитч МС1 осуществляется соединение каждого приемника с требуемым выходом конвертора. В результате обеспечивается не-

зависимый доступ четырех пользователей ко всем цифровым пакетам программ, принятых антенной. На протяженных участках между МС1 и ЦПСВ могут устанавливаться линейные усилители (ЛУ), компенсирующие потери в соединительном кабеле и пассивных устройствах. Обычно ЛУ имеет обратный канал для подачи управляющих и запросных сигналов.

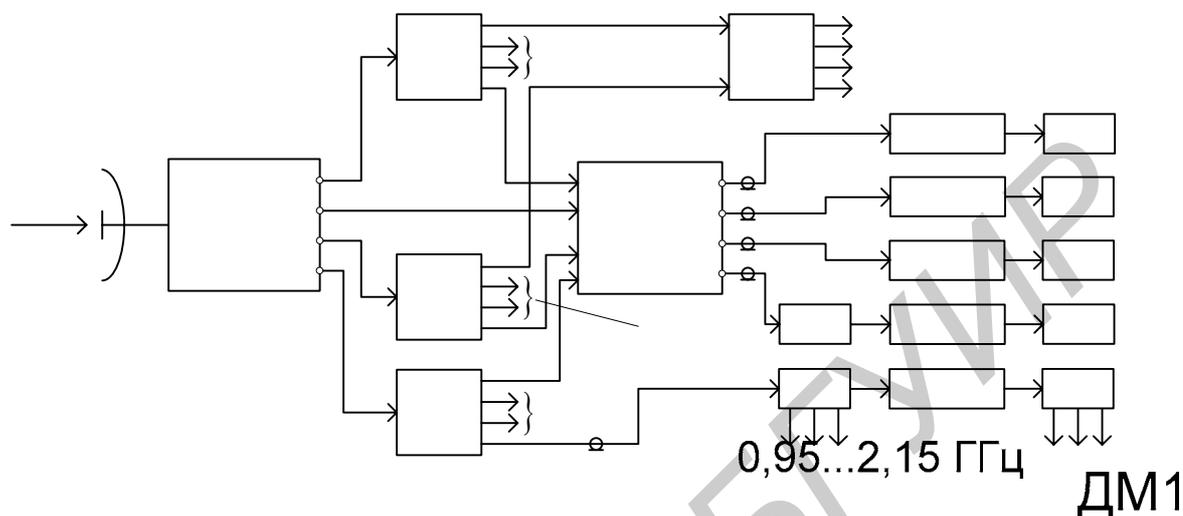


Рисунок 8.3 – Цифровая система для локальной кабельной сети

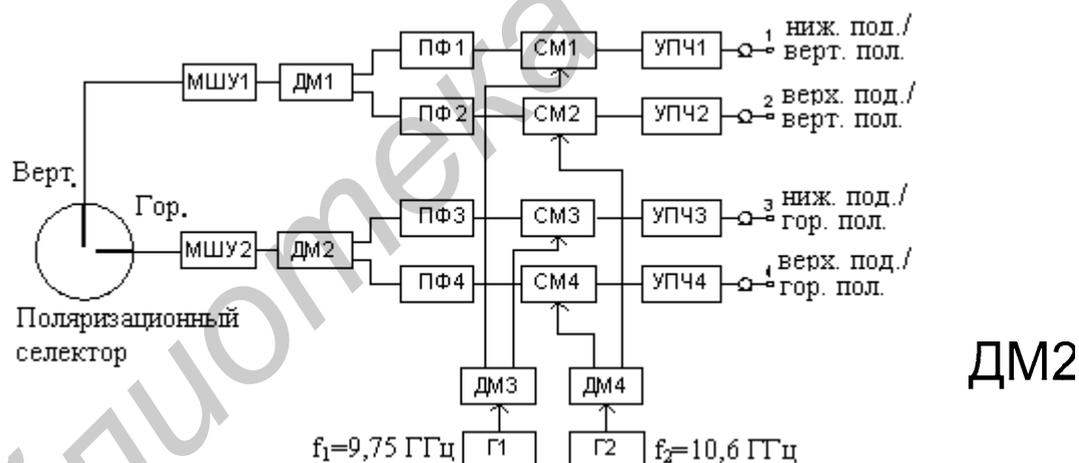


Рисунок 8.4 – Структурная схема «Quadral» конвертора

Для увеличения числа пользователей в сети емкость системы можно наращивать параллельным подключением к выходам конвертора (через делители мощности) дополнительных мультисвитчей, аналогичных МС1.

Другим решением по расширению числа абонентов в сети системы является ее дооснащение двухходовыми мультисвитчами МС2. Они подключаются (рисунок 8.3) через N-канальные делители мощности (например 4-канальные ДМ1 и ДМ2) к двум выходам «Quadral» конвертора одного поддиапазона частот и разной поляризации сигналов (выходы 1 и 3). Управление доступом к требуемым выходам конвертора осуществляется подачей с приемников пользователей напряжений 13/17 В на двухходовый МС2, выполняющий функцию коммутации входных сигналов. Обычно эти мультисвитчи выполняются актив-

ными без вносимых потерь и обеспечивают развязку между сигналами на разных выходах 30...35 дБ.

При достаточно большом числе рейтинговых программ, транслируемых по отдельным полосам частот конвертора, можно организовать подачу в кабельную сеть сигналов, снятых с одного выхода конвертора. Это решение соответствует варианту распределения сигналов диапазона 0,95...2,15 ГГц с одной поляризацией. На рисунке 8.3 приведена реализация этого решения с использованием сигналов, снятых через 4-канальный делитель мощности с 4-го выхода конвертора. Доставка программ по кабельной сети на цифровые приемники удаленных пользователей осуществляется через ответвители От 1 и От 2. Для увеличения протяженности сети используются кабели с малым затуханием и линейные усилители с хорошим согласованием.

Таким образом, приведенная на рисунке 8.3 система спутникового приема с локальным распределением сигналов позволяет организовать полный доступ четырем пользователям ко всему объему программ, принятых антенной, 12-ти – к программам одного поддиапазона с двумя типами поляризаций и большому числу пользователей к программам с одной поляризацией. Кроме того, эта система не требует квалифицированного обслуживания и строится на базе недорогих устройств.

8.3 Цифровые системы коллективного приема с головными станциями

8.3.1 Система SMATV-A1 с трансмодуляцией сигналов

В Рекомендациях на цифровые системы с коллективными антеннами SMATV [10] приведены четыре версии систем с условным обозначением А, В, С и D. Система А в двух ее вариантах А1 и А2 предназначена для использования на территории Европы. Система А1 предусматривает трансмодуляцию принятых с ИСЗ широкополосных сигналов с QPSK модуляцией в сигналы с многопозиционной квадратурной амплитудной модуляцией М-КАМ с шириной полосы 8 МГц. Система А2 имеет два решения – распределение сигналов в полосе спутниковой ПЧ (способ SMATV-IF) и преобразование сигналов в полосу частот 230...470 МГц (способ SMATV-S).

В системе SMATV-A1 принятые спутниковой антенной сигналы с QPSK модуляцией преобразуются с помощью «Quadral» конвертора в диапазон 1-й ПЧ и поступают через делители мощности на трансмодуляторы (рисунок 8.5).

Трансмодулятор (рисунок 8.6) состоит из приемного и передающего трактов. Приемный тракт (упрощенный ЦПСВ) настраивается на требуемую несущую и в нем осуществляется преобразование QPSK сигнала на вторую ПЧ ($f_{ПЧ}=480\text{МГц}$), демодуляция и декодирование с получением транспортного потока MPEG-2.

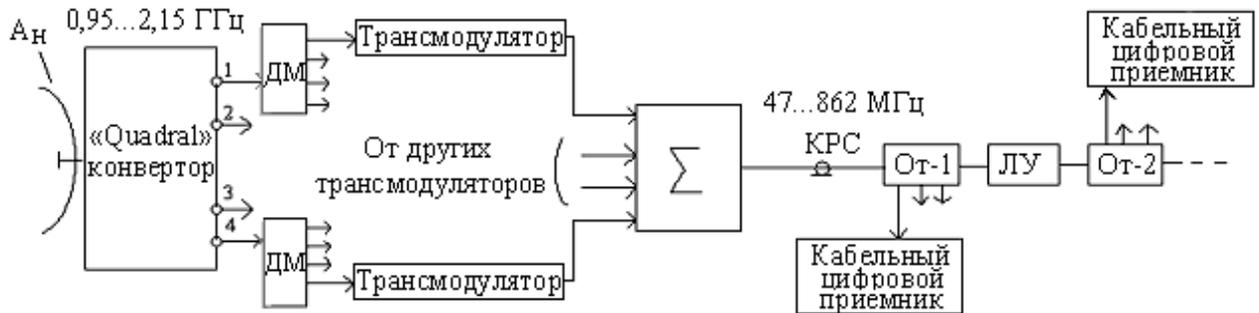


Рисунок 8.5 – Структурная схема системы SMATV-A1

Многие из принятых в полосе 0,95...2,15 ГГц цифровых пакетов содержат незначительное число рейтинговых программ. Поэтому к ним применяется процедура ремультимплексирования, которая предусматривает их распаketирование и создание новых (одного или двух) с требуемым набором программ. Процесс ремультимплексирования находится под контролем системы сетевого управления (ССУ), с помощью которой задается требуемый алгоритм формирования новых цифровых пакетов с новыми служебными таблицами PAT, CAT, PMT, NIT (см. подразд. 6.5).

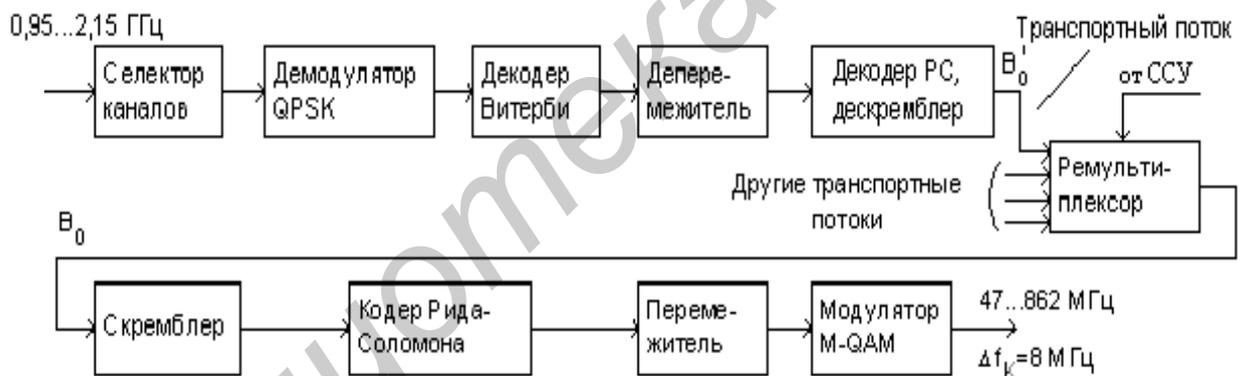


Рисунок 8.6 – Структурная схема трансмодулятора

Сформированный транспортный поток в соответствии с Рекомендациями стандарта DVB-C подвергается скремблированию (используется 15-разрядный генераторе ПСП), кодированию кодом Рида-Соломона и сверточному перемежению с глубиной $I=12$ байт. Использование одной ступени кодирования считается достаточным для обеспечения требуемого уровня ошибок в кабельных сетях. Перед модуляцией требуемой несущей в полосе 47...862 МГц в модуляторе М-QAM осуществляется формирование коротких последовательностей бит (кортежей) с длиной, равной порядку модуляции M . Для повышения надежности приема (из-за скачков фазы) к двум старшим разрядам кортежей применяется дифференциальное кодирование. В I и Q каналах модулятора используются фильтры Найквиста с коэффициентом скругления спектра $\alpha_c=0,15$. Порядок модуляции принят 16, 32, 64, 128 и 256. Ширина полосы канала Δf_k , в которую

переносится при трансмодуляции многопрограммный сигнал ЦСВ, составляет около 8 МГц. Чем выше используемый порядок модуляции M , тем выше пропускная способность системы и допустимая скорость передачи цифровых данных:

$$V_0 = \left(\Delta f_k \cdot (\log_2 M) \cdot R_{PC} \right) / b_P, \text{ бит/с.} \quad (8.1)$$

Для M , равных 32, 64, 128, максимальное значение V_0 составляет 32,05; 38,46; 44,87 Мбит/с. Из соотношений (7.6) и (8.1) следует условие, по которому в зависимости от порядка модуляции допускается максимальная величина символьной скорости спутниковых сигналов:

$$V_C \leq \left(\Delta f_k \cdot \log_2 M \right) / 2 \cdot b_P \cdot R_{CK}, \text{ симв./с.} \quad (8.2)$$

При $\Delta f_k = 8$ МГц, $b_P = 1,15$ величина допустимой символьной скорости в спутниковом канале равна

$$V_C = 3,48 \cdot (\log_2 M) / R_{CK}, \text{ Мсимв./с.} \quad (8.3)$$

Так, для переноса спутникового сигнала с полосой 36 МГц в полосу 8 МГц при $M = 64$ и $R_{CK} = 3/4$ значение V_C не должно превышать 27,83 Мсимв./с.

На головной станции системы А1 число трансмодуляторов определяется объемом кабельного вещания (см. рисунок 8.5). Если в трансмодуляторе используется 64-КАМ и скорость транспортного потока соответствует (8.1), т.е. составляет 38,46 Мбит/с, то при скорости данных на одну программу 5,5...6 Мбит/с по каналу с полосой 8 МГц можно передать 6 – 7 программ. Поэтому при организации трансляций с общим объемом в 40 ТВ-программ на ГС понадобится 6 – 7 трансмодуляторов и столько же несущих частот в диапазоне 47...862 МГц. Модулированные сигналы отдельных несущих объединяются в сумматоре и поступают в КРС. Линейный тракт сети может строиться на базе коаксиальных или волоконно-оптических линий и содержать магистральные и линейные усилители, ответвители, корректоры и устройства АРУ для сохранения уровней сигналов в условиях эксплуатации сети. Очевидно, что при организации протяженных сетей на магистральных линиях целесообразно использовать ВОЛС и доставку сигналов выполнять в соответствии с гибридной схемой, содержащей ВОЛС и коаксиальные кабели.

На стороне приема системы А1 используются кабельные цифровые приемники диапазона 47...862 МГц. Как и в спутниковых ЦПСВ, в кабельных приемниках осуществляется селекция ТВ-каналов, демодуляция, канальное исправление ошибок, декодирование и выделение информационных сигналов. Отличие кабельных приемников заключается в более низком диапазоне входных частот и высоком порядке демодуляции.

Основным достоинством данной системы с трансмодуляцией сигналов является большое число программ, доставляемых пользователям, при малом числе используемых ТВ-каналов. Кроме того, размеры зоны обслуживания и

количество абонентов в сети не ограничиваются схемой системы, а определяются возможностями оператора при создании ГС и строительстве сети.

Головные станции обычно оснащаются несколькими спутниковыми антеннами, имеют собственные аудио- и видеосистемы, эффективную систему условного доступа, центр управления сетью, выход в сеть Интернет и др. (см. разд. 10). ГС строится по модульному принципу на базе цифровых систем приема, обработки и формирования сигналов, например фирмы WISI (Германия). В частности, для приема цифровых пакетов в стандарте DVB-S могут использоваться модули OV-76S и OV-77S. Для трансмодуляции QPSK-QAM сигналов используются модули OV75A/C/D, для дистанционного мониторинга и контроля – OV52 или OV51S.

8.3.2 Система SMATV-A2

Как отмечалось, система SMATV A2 имеет два решения в построении распределительных сетей: SMATV-IF и SMATV-S. В соответствии с первым решением (рисунок 8.7, верхняя часть) сигналы многопрограммного ЦСВ после преобразования в «Quadral» конвертере поступают на абонентские цифровые приемники на частотах спутниковой ПЧ.

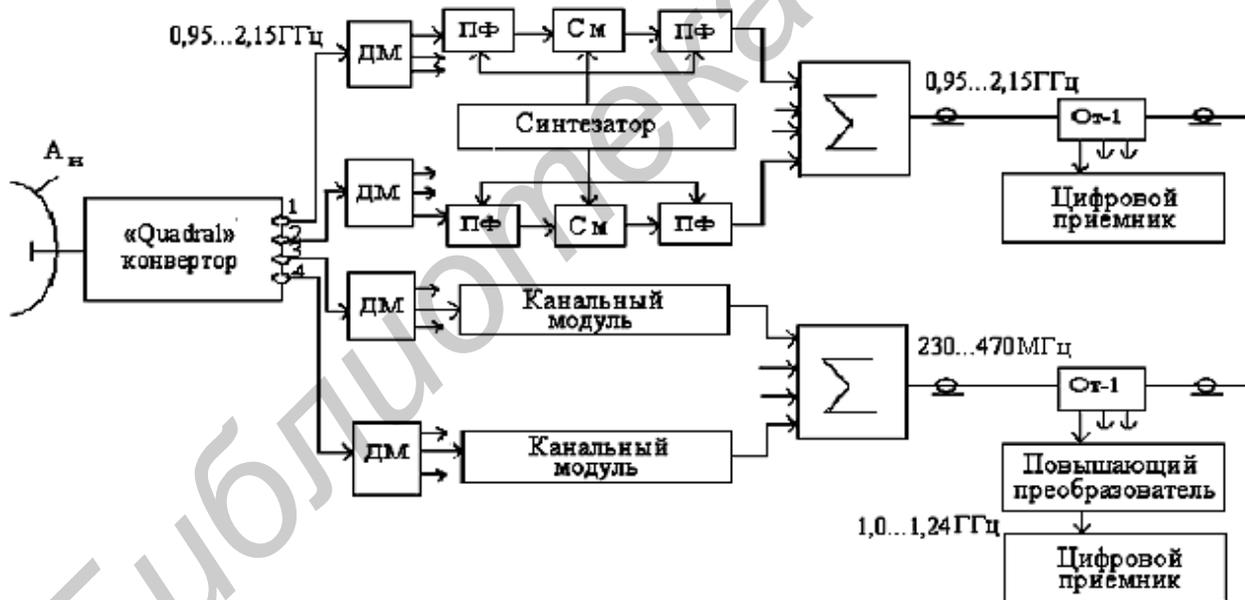


Рисунок 8.7 – Структурная схема системы SMATV A2

Поскольку в пределах полосы частот 0,95...2,15 ГГц на каждом выходе конвертера может присутствовать незначительное число каналов, представляющих интерес для прямой трансляции по сети, то на ГС устанавливаются модули канального конвертирования рейтинговых каналов. Каждый модуль содержит входной и выходной перестраиваемые фильтры (ПФ) и смеситель (См) частоты. С помощью входных фильтров выбираются наиболее важные для прямой трансляции по сети каналы, которые переносятся в полосу спутниковой ПЧ, образуя новый набор несущих с рейтинговыми пакетами программ. На ри-

сунке 8.8 показана схема трансформации требуемых каналов из двух полос «Quadral» конвертора в полосу 0,95...2,15 ГГц сумматора. Необходимое число модулей канального конвертирования определяется объемом вещания.

Данной схеме построения присущи следующие особенности:

- дальность действия сети ограничена потерями в кабеле (на частотах 0,95...2,15 ГГц) и, следовательно, ее зона обслуживания распространяется на одно или несколько зданий;

- каждый абонент сети должен иметь собственный цифровой приемник спутникового вещания.

В системе SMATV-S, показанной на нижней части рисунка 8.7 (используются выходы 3 и 4 «Quadral» конвертора), реализуется принцип переноса группы каналов из полос 0,95...2,15 ГГц в полосу «Superband» 230...470 МГц. Полоса «Superband» обычно используется для организации специальных каналов. В пределах полосы 240 МГц можно разместить 6 – 8 спутниковых каналов с полосой каждого 30 – 40 МГц. Если допустить, что в цифровом пакете на одной спутниковой несущей 5 программ, то на стороне приема можно выделить 30 – 40 программ.

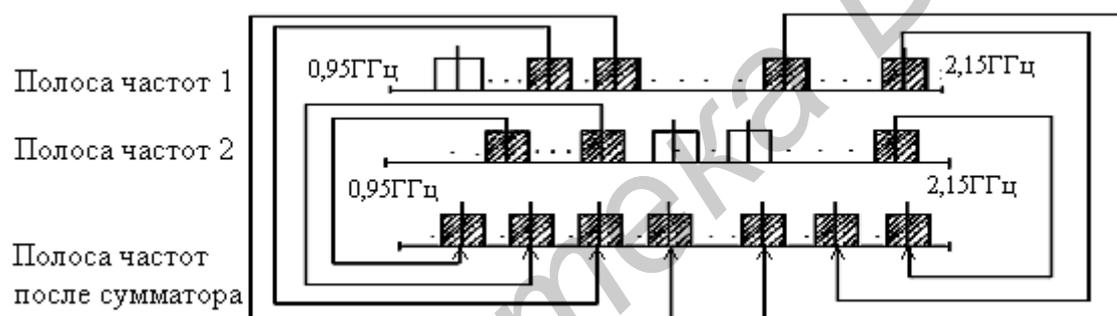


Рисунок 8.8 – Схема компоновки каналов в полосе 0,95...2,15 ГГц

Сигналы в кабельной сети этой системы передаются с меньшим затуханием, чем в системе SMATV-IF, и дальность ее действия может быть гораздо большей. Устройства переноса частот спутниковой ПЧ в диапазон 230...470 МГц выпускают многие фирмы, например фирма WISI.

На стороне приема, кроме спутникового цифрового приемника, необходим повышающий преобразователь, конвертирующий сигналы частот 230...470 МГц в диапазон спутниковой ПЧ, например в 1,0...1,24 ГГц. По этой же распределительной сети могут передаваться аналоговые сигналы в других диапазонах частот: 47...230 и 470...862 МГц. Их прием при отсутствии в сети кодировок осуществляется на стандартный телевизор.

В данной системе число абонентов определяется зоной обслуживания, которая может охватывать территорию микрорайона. Однако наличие в системе двух ступеней преобразования частоты может негативно повлиять на величину фазовых искажений при передаче цифровых сигналов.

9 СПУТНИКОВЫЙ ИНТЕРНЕТ

9.1 Общие положения

В настоящее время определяющим фактором успешной работы в Интернет-среде является высокоскоростная доставка данных в соответствии с запросом пользователей. Поэтому получили развитие новые способы передачи мультимедийных данных в составе транспортного потока MPEG-2 по спутниковым каналам связи. Положительной особенностью спутникового Интернета является не только широкополосность, но и быстрота развертывания этого способа для получения необходимой информации, в том числе телевизионной. Передача данных через ИСЗ может вестись адресно в направлении одиночных пользователей или групп пользователей, а также в форме многоадресной рассылки (новости, видео, звуковые данные, развлекательные программы, электронная коммерция, графические изображения и др.). Спутниковый канал доставки информации является прямым, а запросный канал – обратным. Запросный канал реализуется по наземным или спутниковым линиям. В зависимости от типа запросного канала различают комбинированный (односторонний) или двусторонний (с обратным спутниковым каналом) способ доступа в Интернет. При комбинированном доступе участвуют два сетевых провайдера – местных (ISP) и спутниковых услуг. Подключение компьютера пользователя к оборудованию провайдера ISP может осуществляться через модемное соединение, выделенную линию (с ISDN, ADSL и др. технологий) или с помощью радиосредств. Способ подключения определяет скорость передачи данных. При первом способе подключения скорость данных меньше 56 Кбит/с.

Двусторонний спутниковый доступ предполагает наличие у пользователя приёмопередающего оборудования (терминала) для организации запроса и получения информации по спутниковым каналам связи. Оба указанных способа организации обмена информацией работают в асимметричном режиме, при котором пропускная способность прямого канала в 10 – 50 раз выше обратного. Однако, скорость передачи запросных данных по обратному спутниковому каналу гораздо выше, чем по наземному.

Спутниковый Интернет в равной мере пригоден как для корпоративных (банки, компании, бизнес-центры и др.), так и индивидуальных пользователей. Причём первым предоставляются гарантии по нижнему пределу скорости доставки данных или гарантии на ширину полосы канала. Сервис для индивидуальных пользователей спутникового Интернета предоставляется с учётом числа абонентов в сети и степени их активности. Условия предоставления услуг достаточно разнообразны (с помегабитной оплатой трафика, с лимитированным объёмом принятых данных, неограниченный доступ и др.).

На сегодняшний день в Интернет-трафике доминируют короткие и пачечные пакеты данных, чередующиеся с периодами простоя. Такая нагрузка приводит к неэффективной работе ТСР-протокола, используемого в сети, т.к. в нем предусматривается процедура медленного запуска (осуществляется проверка доступной полосы пропускания) после каждого периода простоя. Кроме

того, протокол TCP является двусторонним и требуется время на подтверждение результатов по доставке пользователям информации. Для снижения времени задержки между моментами отправки квитанции и ее подтверждением используют различные методы ускорения передачи данных, в том числе так называемый спуффинг (обман).

Основные положения по характеристикам спутниковых каналов и требования к ним изложены в подразд. 5.1 – 5.2.

9.2 Спутниковый Интернет с наземным запросным каналом

Схема доступа в сеть Интернет по наземным каналам и доставка запрашиваемой информации по спутниковым предполагает наличие у пользователя спутниковой антенны, конвертора, DVB-PC-карты, программного обеспечения и заключенных договоров с местным и спутниковым провайдерами услуг (рисунок 9.1).

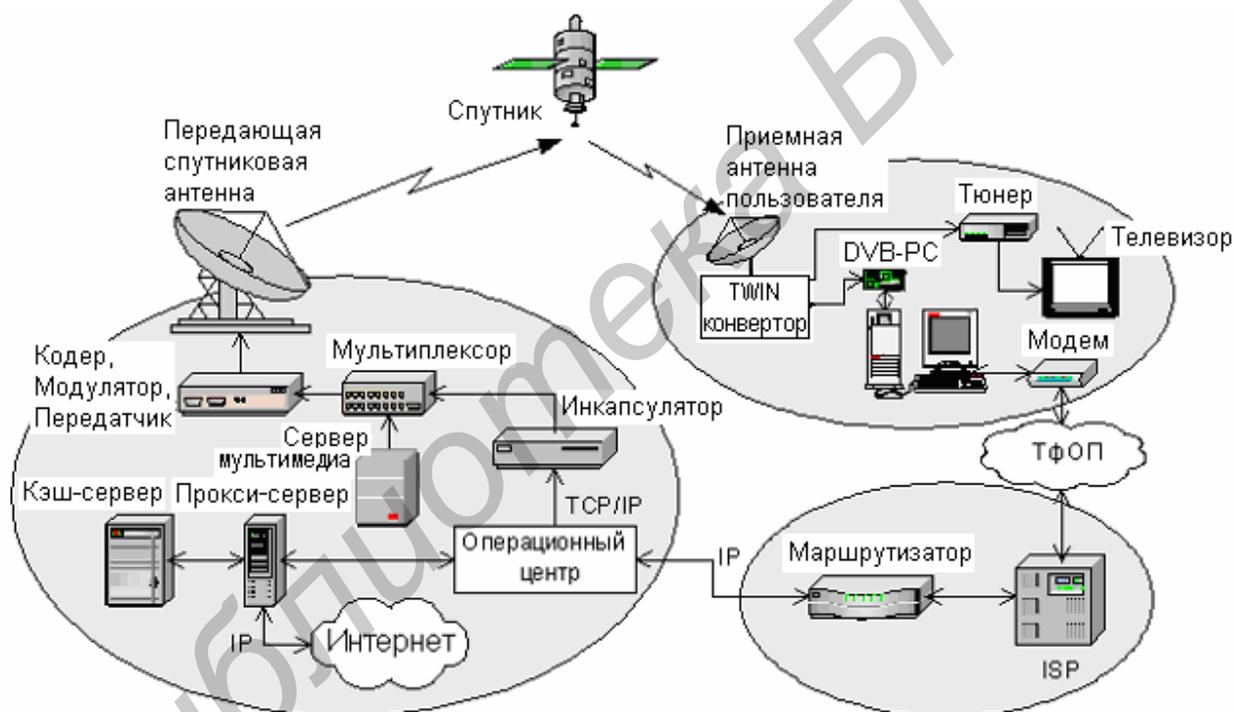


Рисунок 9.1 – Схема комбинированной доставки данных Интернет

DVB-PC-карта представляет собой цифровой спутниковый приемник, выполненный в виде стандартной карты PCI для персонального компьютера, и предназначена для приема со спутника рассылаемых данных в формате MPEG-2/DVB. Выпускаемые различными производителями карты, например Sky Star 2 (Германия), Kiss Satdem (Южная Корея), работают со стандартным внешним оборудованием (параболической антенной и малошумящим конвертором) и поддерживают протокол DiSEqC, что позволяет принимать сигналы с различных антенн. Соединительный кабель от универсального или TWIN-конвертора подключается к разъему, расположенному на торцевой части платы.

Карта может работать с динамическим IP-адресом благодаря механизму динамической MAC-адресации.

MAC-адрес может устанавливаться по адресу терминала или на основании вычислений из IP-адреса, назначенного наземным провайдером. Также можно использовать и статический MAC-адрес, если это требуется для работы системы через спутник. Помимо возможности работы с высокоскоростными Интернет-сервисами, карта DVB-PC позволяет принимать открытые и закрытые телерадиопрограммы и телетекст. Декодирование MPEG-2 осуществляется программно или аппаратно.

К персональному компьютеру предъявляются следующие требования: процессор не хуже P-II 233 МГц, 32 Мбайт оперативной памяти, 10 Мбайт свободного дискового пространства для установки программного обеспечения, графический ускоритель и USB-порт. Перед началом работы антенна должна быть настроена на спутник, с которого предполагается вести прием.

Суть работы системы с наземным запросным каналом состоит в следующем. Абонент через модемное соединение и телефонную линию устанавливает связь с оборудованием локального провайдера ISP (Internet Service Provider), предоставляющего услуги Интернет. В сервере сверяются учетное имя (логин) и пароль и выделяется компьютеру абонента IP-адрес (12-значный), уникальный для этой сети. С помощью программного обеспечения осуществляется настройка приемной системы (устанавливается частота настройки, поляризация, символьная скорость и др.). Через маршрутизатор (router) ISP в IP протоколе отправляются в операционный центр (ОЦ) логин, пароль, IP-адрес и MAC-адрес приёмной системы. IP протокол является протоколом сетевого уровня. В заголовке его пакетов (дейтограмм) указывается адрес получателя и отправителя (по 16 бит). Доставка пакетов осуществляется разными путями с различными значениями временных задержек.

Если абонент зарегистрирован в сети провайдера спутниковых услуг и имеет право работы в этой сети, то после аутентификации посылается уведомление системе тарификации о начале работы, а также команда на прокси-сервер для включения данного абонента в списки маршрутов. Параллельно посылается команда на инкапсулятор для регистрации абонента с его IP-адресом, MAC-адресом и качеством сервиса. После этих процедур в адрес абонента направляется сообщение о его регистрации и возможности начала работ. В процессе работы обратный канал включен и по нему на модемное соединение со стороны провайдера (ISP) поступают запросы для подтверждения получения переданной информации. Чем менее скоростной обратный канал, тем продолжительнее обработка сообщений. В этом отношении вместо модемного соединения перспективно использование выделенной линии по технологии ADSL с возможной скоростью передачи данных до 2 Мбит/с. Однако эта технология еще остается дорогой для индивидуального пользователя.

Все запросы от абонента поступают через прокси-сервер (VPN-сервер), который осуществляет обработку 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 вос-

становленным IP-адресом поступают в протоколе TCP/IP на инкапсулятор. Транспортный протокол TCP/IP поддерживает пакетную передачу данных с неизменным порядком их следования и контролем доставки данных к получателю. В инкапсуляторе производится проверка IP-адреса, требований на качество обслуживания (QoS) и осуществляется преобразование пакетов TCP/IP в пакеты стандарта MPEG-2/DVB для их подготовки к передаче по спутниковому каналу связи. Таким образом, инкапсулятор является шлюзом (gateway), соединяющим сети разных стандартов. На входе инкапсулятора используется интерфейс по протоколу Ethernet 10/100 Base-T, а на его выходе – по протоколу ASI. Инкапсулятор управляется и конфигурируется системой управления сетью, которая также контролирует и управляет потоками данных, выделяет абонентские каналы, ведет учет трафика и др.

На стороне провайдера спутниковых услуг имеется кэш-сервер, который содержит часто запрашиваемую информацию и позволяет ускорить доставку WEB-страниц пользователям. Кроме того, имеется сервер дополнительной информации (СДИ), содержащий различные мультимедийные приложения (видео- или аудиоданные), которые вводятся в мультиплексор передающего тракта ЗС. После мультиплексора объединенный поток данных в формате MPEG-2 поступает на каналный кодер и модулятор для получения фазоманипулированного QPSK-радиосигнала. Преобразованный и усиленный в выходном тракте передатчика радиосигнал поступает через антенну на спутник, через который осуществляется его ретрансляция в зону обслуживания. Адресная доставка требуемой информации абонентам сети обеспечивается за счет использования при передаче 48-битного MAC-адреса, который назначается приёмной системе провайдером спутниковых услуг. При наличии на приёмной стороне локальной распределительной сети выделенный поток данных поступает к пользователям через её сервер. В нём производится сортировка информации по видам. Кроме того, IP-пакеты проходят дополнительную проверку на соответствие их адреса и адреса сервера. За счет сложения запросов, посылаемых с сервера, скорость доставляемых данных может быть выше, чем при индивидуальной работе. Причем чем больше объем файла, тем выше скорость потока в прямом направлении, что объясняется особенностью работы TCP/IP-протокола и динамическим распределением ресурса спутникового канала между пользователями.

9.3 Интерактивный спутниковый доступ к информационному ресурсу

Технология организации высокоскоростного доступа к информационному ресурсу посредством использования обратного спутникового канала определена принятым ETSI в 2001 г. стандартом DVB-RCS (Return Channel Satellite). Стандарт разработан по инициативе организации SES-Astra и в 2002 г. ETSI опубликовал Рекомендации EN 301790 по построению систем интерактивного спутникового доступа к Интернет-услугам. Этот стандарт базируется на принципах ЦСВ DVB-S и разработан для высокоскоростного доступа и доставки данных Интернет, рассылки сигналов цифрового ТВ, информации по подписке,

мультимедиа-услуг и т.д. В отличие от известной технологии VSAT (Very Small Aperture Terminal) данная технология не предусматривает передачу речи и не использует речевых кодеков. Абонентская станция типа RCS-T (Return Channel Satellite Terminal) является подклассом станции VSAT.

К числу достоинств данной технологии следует отнести:

- возможность отправки запроса с территорий, на которых отсутствуют наземные каналы связи;
- возможность доступа к информационным ресурсам с подвижных сухопутных, морских и воздушных средств;
- быстрая установка и настройка терминала для организации доступа к сети Интернет;
- фиксированные затраты на реализацию доступа независимо от местоположения абонента;
- широкие возможности для сервис-провайдеров и корпоративных пользователей за счет развертывания ими локальных сетей.

В соответствии с рекомендацией EN TR 101790 V.1.1.1 технология DVB-RCS позволяет удовлетворить интересы разных категорий пользователей, предоставляя им должную номенклатуру услуг с требуемой скоростью передачи данных. Например, скорость передачи запросной информации от индивидуальных пользователей составляет 64 Кбит/с, от полупрофессиональных – 384 Кбит/с, от корпоративных – 2 Мбит/с.

Спутниковая сеть двустороннего асимметричного обмена данными строится на базе одного или двух близкорасположенных на ГО спутников (рисунк 9.2). Обычно запросный канал организуется через ИСЗ фиксированной спутниковой службы (ФСС), режим которого допускает одновременное усиление большого числа каналов при условии обеспечения низкого уровня комбинационных продуктов. Доставка широкополосной информации к пользователям организуется через тот же ИСЗ ФСС или ИСЗ радиовещательной спутниковой службы (РСС), который обладает более высоким значением ЭИИМ. Использование вещательных ИСЗ на линии раздачи данных продиктовано возможностями снижения размеров антенн терминалов RCS-T. Правда, аренда ствола РСС вдвое дороже, чем ствола ИСЗ ФСС. Работа в двухспутниковой сети требует использования абонентской антенны с двумя облучателями, каждый из которых служит для передачи или приема сигналов с соответствующих ИСЗ, находящихся на разных позициях ГО.

Стандартом DVB-RCS рабочий диапазон сети не регламентирован, поэтому могут использоваться полосы частот С-, Ku-, Ka-диапазонов. Перспективным решением считается использование для прямого канала полос Ku-диапазона (14/11 ГГц), а для обратного – Ka-диапазона (30/20 ГГц). Реализация этого варианта возможна через ИСЗ «Astra 1-N». Для снижения стоимости абонентского терминала в пересчете на одного пользователя целесообразно построение локальной сети.

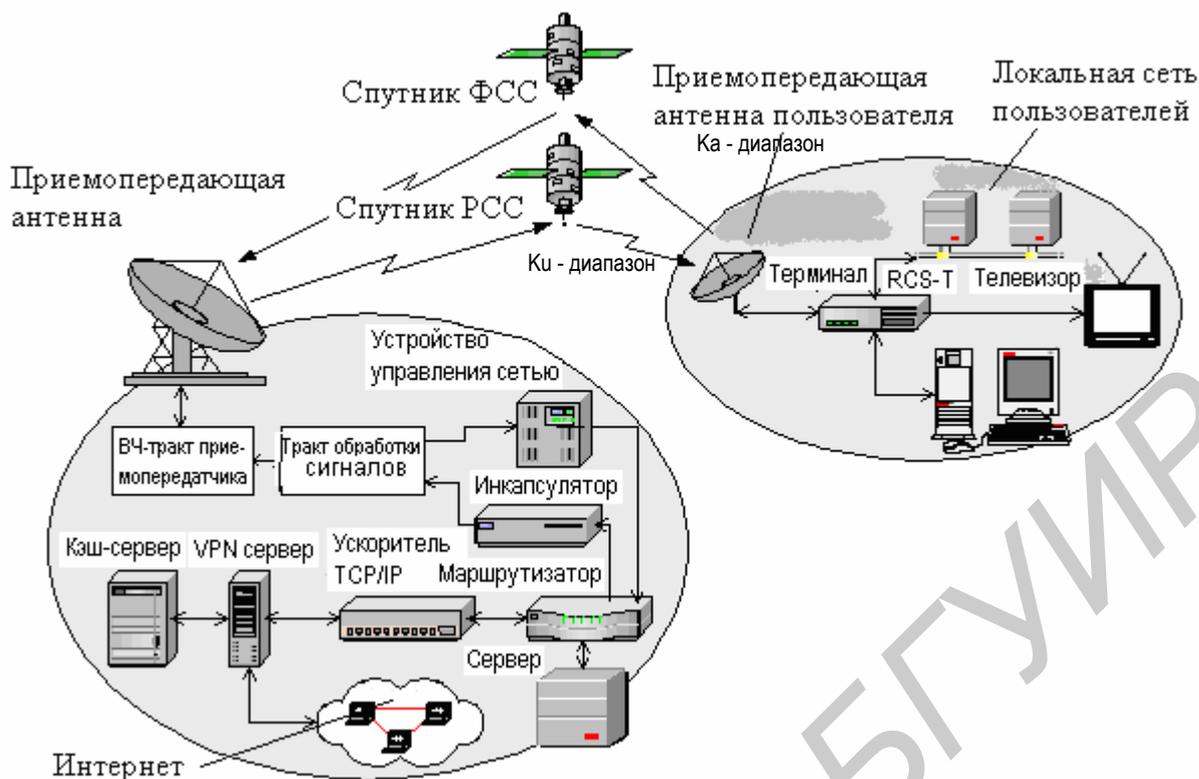


Рисунок 9.2 – Схема интерактивного спутникового доступа в Интернет

При организации интерактивной сети DVB-RCS важными показателями ее эффективности являются принятый способ множественного доступа к ИСЗ и методы управления доступом. Выбор конкретного способа зависит от загрузки сети, объемов и видов предоставляемых услуг, активности работы пользователей в сети и др. Распространенным способом множественного доступа терминалов к ИСЗ является частотно-временной (MF-TDMA) с предоставлением ресурса канала по требованию, реже – случайный доступ с использованием методов CSMA, слотированная ALOHA или метод фиксированного назначения ресурса, например, временных сегментов в режиме TDMA. Множественный доступ (MF-TDMA) основан на динамическом назначении терминалам временных сегментов, частот несущих и полос пропускания в соответствии с запросом. В результате пакеты информации от отдельных терминалов передаются на конкретных несущих в ограниченной полосе частот и в определенные интервалы времени.

Обычно сеть широкополосного доступа в Интернет имеет звездообразную топологию, в которой удаленные терминалы управляются и контролируются центральной земной станцией (ЦЗС) с помощью системы контроля и управления сетью (СКУС). ЦЗС располагается в точке присутствия Интернет-провайдера и обеспечивает прием запросов, цифровую обработку сигналов и распределение ресурса сети между терминалами. Основные функции СКУС заключаются в управлении доступом к ИСЗ, параметрами прямого и обратного каналов (значениями частот, длинами временных окон, кодозащитой и др.), конфигурацией устройств сети (установлением способов кодирования, модуляции и др.), синхронизации периферийных терминалов, мониторинге сети, сборе

и обработке статистических данных. В сети могут устанавливаться приоритеты как на уровне устройств, так и приложений для различного трафика. Приоритеты распределяются на основе IP-адресов и номеров портов источника и получателя информации. Для улучшения работы браузеров при прямом поступлении данных от ЦЗС и сигналов квитирования (для подтверждения доставки данных) в состав оборудования ЦЗС входит ускоритель TCP/IP протокола, который изменяет начало сессий и увеличивает скорость передачи. С целью сокращения времени поиска информации в Интернет-среде на стороне ЦЗС используется кэш-сервер, а для доставки пользователям различных приложений – сервер мультимедийных приложений. Обновление копий сайтов в кэш-сервере производится автоматически на регулярной основе. Для защиты сети от чрезмерного использования полосы пропускания спутникового канала одним пользователем в ущерб другим используется система оптимизации TCP протокола. Она также обеспечивает приоритет данных реального времени (Voice Over-IP, потоковое аудио/видео и т.п.) над не критичными к задержкам E-Mail или FTP.

Пришедшие на инкапсулятор потоки данных Интернет в протоколе TCP/IP преобразуются вместе с сигналами контроля, управления и взаимодействия в потоки стандарта MPEG-2. Общая скорость передачи данных определяется отводимой шириной полосы радиоствола и составляет 20...50 Мбит/с. Принципы передачи и приема радиосигналов на ЦЗС (рисунок 9.3) основываются на положениях стандарта DVB-S (разд. 4 – 6). Диаметр антенны ЦЗС составляет 5 – 9 м, а мощность передатчика – 150...300 Вт.

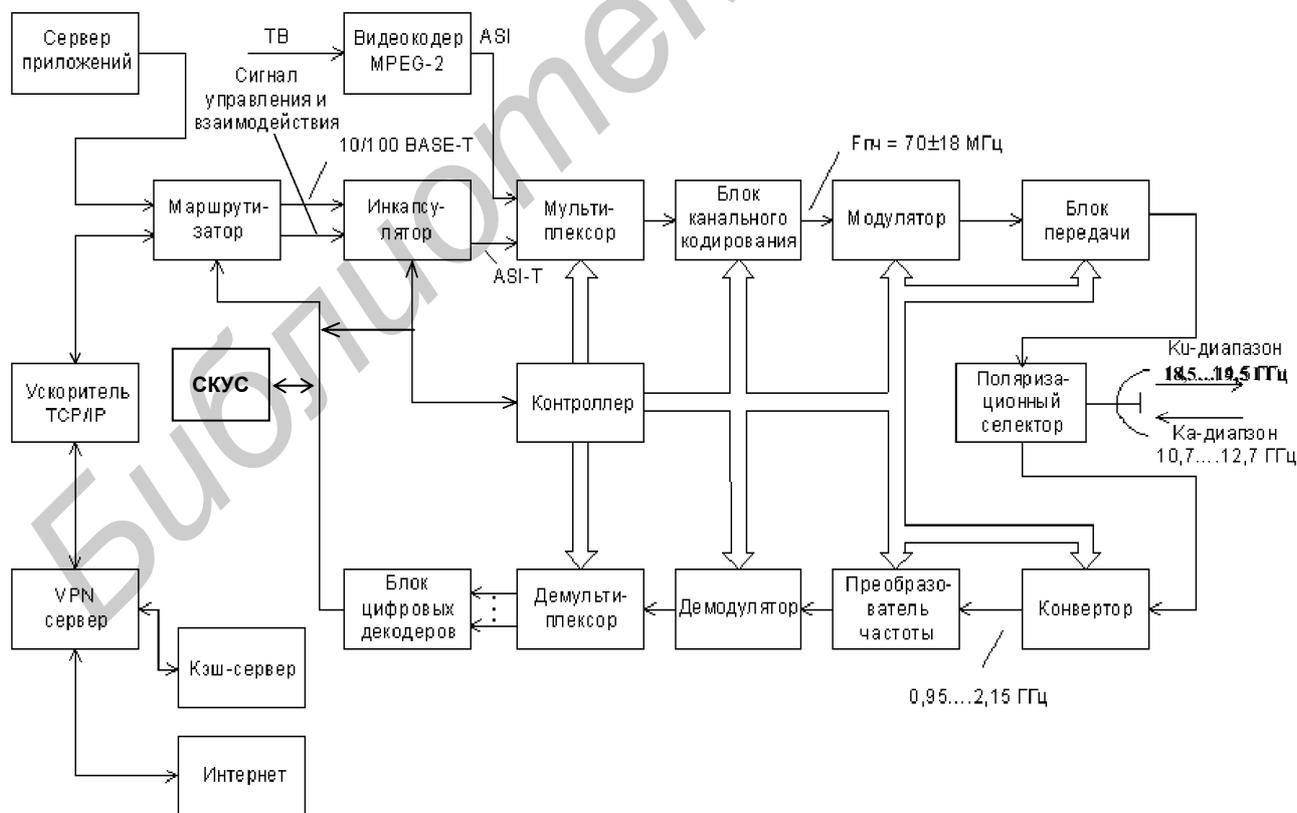


Рисунок 9.3 – Структурная схема центральной станции

Абонентский терминал представляет собой многофункциональное устройство, состоящее из внешнего и внутреннего блоков (рисунок 9.4). Внешний блок ODU включает однозеркальную или двухзеркальную офсетную антенну, поляризационный селектор, полосовые фильтры приема и передачи, понижающий малощумящий конвертор, блок передачи, а также устройство для организации контроля в режиме «на себя». Внешний блок соединен с внутренним IDU коаксиальным кабелем. В сторону приема передаются сигналы на частотах 0,95...2,15 ГГц, в сторону передачи – на частотах 2,5...3 ГГц. Внутренний блок включает в себя цифровой приемник (карта PCI), микро-процессор, блок сетевого управления (БСУ), сетевой интерфейс и устройства формирования радиосигнала запросного канала. Модуляция в запросном канале, чаще всего дифференциальная квадратурно-фазовая DQPSK (Differential Quaternary Phase Shift Keying), кодирование сверточное или турбокодирование. Выходная мощность передающего блока зависит от рабочей частоты, используемого диаметра антенны и скорости передачи данных. В Ku-диапазоне при $d_A = 0,8$ м, $V_0 = 384$ Кбит/с мощность передатчика $P_{пд} = 1$ Вт, при $V_0 = 2,048$ Мбит/с, $d_A = 1,2$ м и $P_{пд} = 2$ Вт.

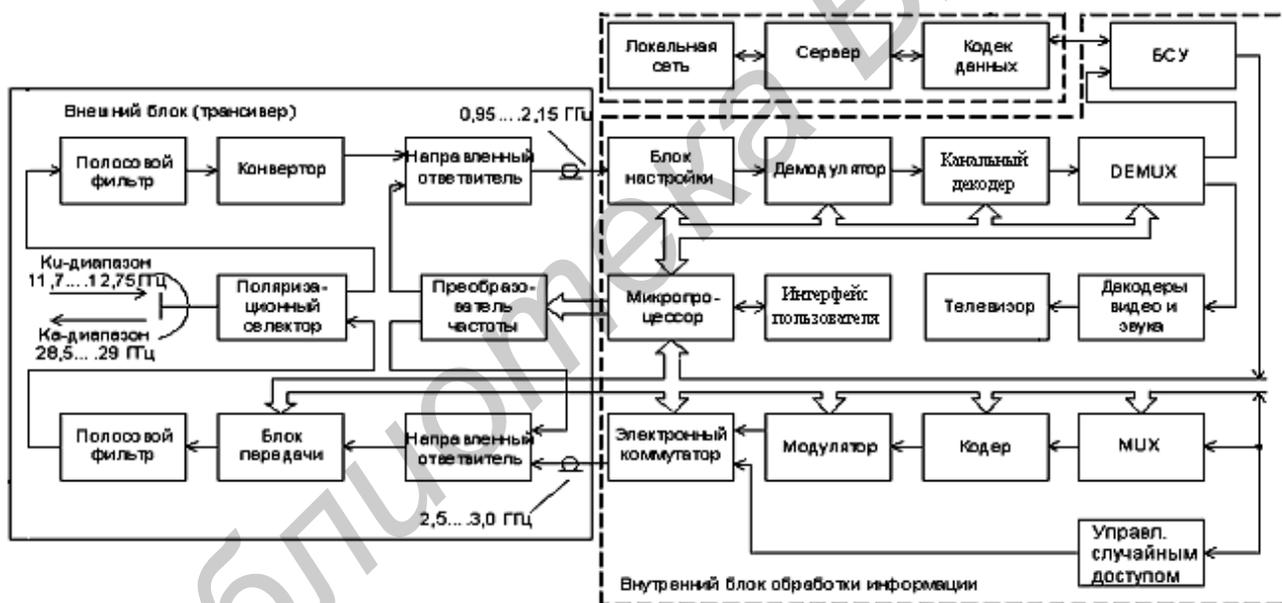


Рисунок 9.4 – Структурная схема абонентского терминала

Цифровой приемник терминала поддерживает несколько режимов модуляции сигналов (QPSK, 8-ФМ или 16-QAM) и несколько способов декодирования (Витерби, Рида-Соломона, турбокоды). Он выделяет информационные сигналы, сигналы управления работой терминала и квитирования (для подтверждения доставленной информации). На выходе приемного тракта имеются порты 10/100 BASE-T Ethernet LAN для подключения ПК или сервера локальной сети и порты для подключения видео- и аудиоустройств.

Алгоритм работы терминала в режиме интерактивного доступа следующий. Вначале производится наведение антенны на требуемый ИСЗ и осуществляется настройка приемника на канал передачи данных. По принятому с ИСЗ пилот-сигналу просходит активизация БСУ. Включается передающий тракт и

по одному из выделенных для общего пользования узкополосных каналов доступа отправляются на ИСЗ сведения: адрес терминала, качество обслуживания, приоритет, объем запроса и др. На ЦЗС по принятым данным производятся процедуры идентификации и аутентификации. При наличии в сети свободного ресурса терминалу назначаются временные слоты с указанием их параметров, а также значение рабочей частоты обратного канала. По этим данным микропроцессор терминала настраивает синтезатор частоты передатчика на частоту несущей обратного канала и синхронизирует работу БСУ. С блока буферной памяти отправляются запросная и служебная информации на мультиплексор для их пакетирования в форматы MPEG-2 или ATM. Объем пакетов и скорость данных устанавливаются в соответствии с запросом на передачу, которая осуществляется в рамках выбранного принципа доступа к ИСЗ. При частотно-временном доступе передача данных от терминалов ведется в субполосах радиоствола (например 2 МГц) со скоростью от 64 до 2048 Кбит/с. Если используется модуляция QPSK, кодирование с $R_{СК} = 3/4$ и скорость данных составляет 2048; 384 или 64 Кбит/с, то в пределах субполосы в соответствии с (10.4) можно организовать 1; 5 или 30 обратных каналов. При использовании всей емкости радиоствола ИСЗ число каналов растет пропорционально числу имеющихся субполос.

10 МИКРОВОЛНОВАЯ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА МНОГОПРОГРАММНОГО ВЕЩАНИЯ

10.1 Общая концепция построения системы первого поколения

Микроволновые многоточечные распределительные сети (MMDS – Microwave Multipoint Distribution Systems) начали внедряться ещё в 80-х годах XX в. в США как альтернативный вариант кабельным ТВ-сетям. В странах Европы эти системы как средство беспроводного многопрограммного вещания получили применение в диапазоне радиовещательной спутниковой службы 2,5 – 2,69 ГГц. Большинство из введённых в эксплуатацию систем этого диапазона рассчитаны на коммерческое вещание в аналоговом формате. Зона обслуживания ТВ-вещанием определяется энергетическими показателями системы, высотой подвеса антенн и наличием прямой радиовидимости. Обычно средний радиус зоны обслуживания составляет 5 – 15 км и не превышает 50 км. В выделенной полосе частот ($\Delta F_{СИС} = 190$ МГц) оператор сети может организовать до 24 ТВ-каналов в стандартах PAL D/K или SECAM с шириной полосы каждого из них 8 МГц. Группы ТВ-программ часто объединяют в пакеты программ, отличающиеся объёмом, назначением и содержанием. Для исключения несанкционированного просмотра программ осуществляется их закрытие (шифрование). При построении MMDS может использоваться комбинированный способ доставки программ: до пункта распределения используется микроволновый

диапазон, а к удалённым пользователям информация поступает по кабельной распределительной сети.

Среди достоинств беспроводной распределительной системы по сравнению с кабельной можно выделить:

- быстрый ввод системы в эксплуатацию;
- возможность наращивания емкости сети в процессе эксплуатации;
- возможность организации многопрограммного вещания в районах, недоступных для прокладки кабеля;
- быстрый демонтаж системы с сохранением основного оборудования.

Обобщённая структурная схема MMDS приведена на рисунке 10.1. В её состав входят: антенный комплекс с блоком конверторов, теле-радиостудия, станция приёма и обработки сигналов, система управления и контроля, система условного доступа, передающий комплекс MMDS и приёмный комплекс пользовательской сети. Источниками сигналов многопрограммного вещания в системе являются программы, доставленные по спутниковым, кабельным, радиорелейным и эфирным ТВ-каналам, а также теле- и радиoproграммы, сформированные на студии. В состав антенного комплекса входит группа спутниковых параболических антенн и антенн наземного ТВ-вещания. Для оперативного наведения параболических антенн на требуемый ИСЗ часть из них оснащается опорно-поворотными устройствами.

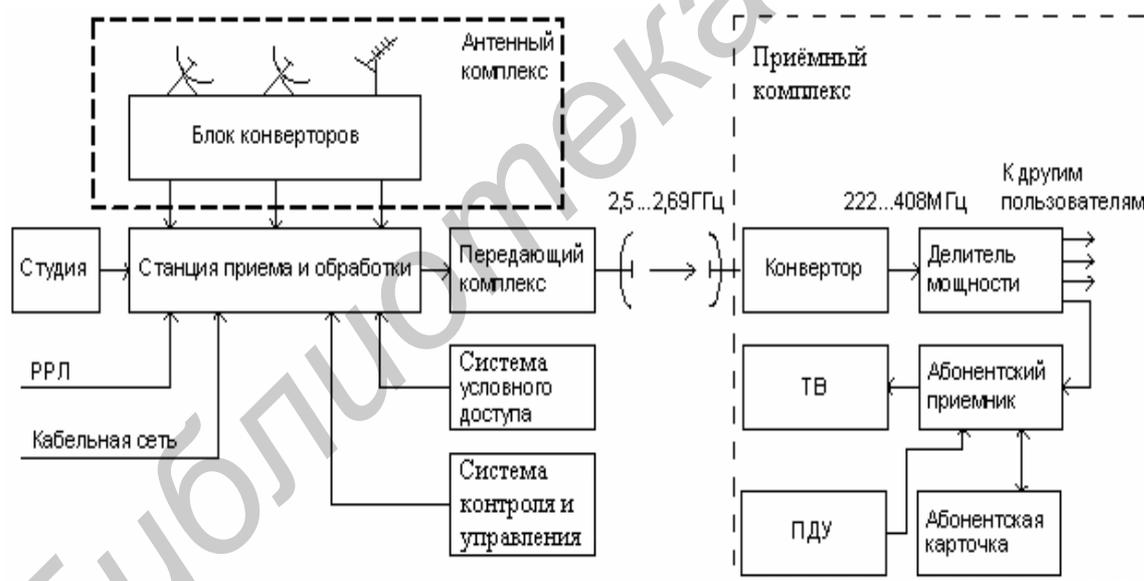


Рисунок 10.1 – Обобщённая структурная схема MMDS

Станция приёма и обработки сигналов представляет собой головную станцию (ГС), на которой осуществляется приём сигналов от различных источников, преобразование этих сигналов до уровня видео и звука, а также их кодирование. Система контроля и управления осуществляет постоянный контроль параметров сигналов и режимов работы оборудования. Проводит измерение характеристик системы и обеспечивает дистанционное управление её параметрами. Система условного доступа построена на основе компьютерной базы данных, которая содержит сведения об абонентах, их полномочиях, оплате пакетов или программ и осуществляет адресное управление абонентским обо-

дованием. Сигналы адресного управления передаются на приемную сторону в составе видеосигналов, полученных на ГС.

В передающем комплексе системы осуществляется модуляция несущих частот соответствующих каналов, усиление и конвертация образованных радиосигналов в диапазон частот вещания 2,5...2,69 ГГц. При построении передающего комплекса MMDS получили применение два варианта организации трактов передачи – одноканальный и групповой (многоканальный). В одноканальном варианте построения (рисунок 10.2) для передачи каждой ТВ-программы используется отдельный тракт, который состоит из модулятора (Мд), преобразователя частоты (ПЧ) и усилителя мощности (УМ). Общими устройствами передающего комплекса являются модуль сложения сигналов (МС), фидерный тракт (ФТ) и передающая антенна (Ан). Этот вариант построения характеризуется высокой эффективностью использования выходной мощности усилителя и применяется в сетях с большим радиусом действия.

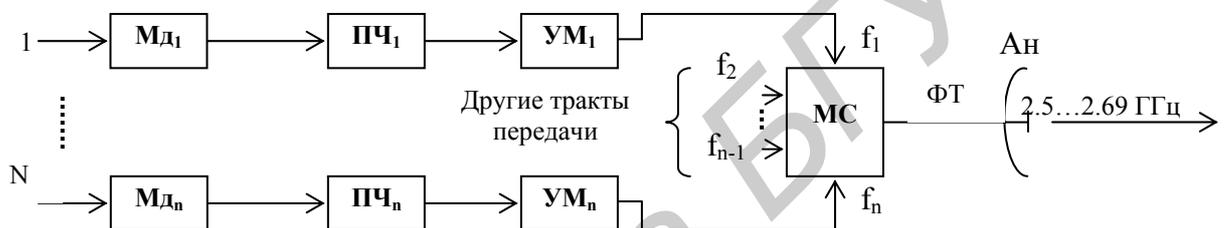


Рисунок 10.2 – Структурная схема одноканального усиления сигналов

При групповом способе построения (рисунок 10.3) модулированные несущие разных радиоканалов объединяются в группы (по 8, 12 или 16 каналов), которые после преобразования и общего усиления складываются в МС. В этом способе построения максимальная выходная мощность усилителя недоиспользуется. Причиной данного положения являются нелинейность характеристики усилителя и существенный рост уровня интермодуляционных продуктов в режиме насыщения. Для выполнения норм на допустимый уровень интермодуляции (–57 дБс) мощность взаимодействующих сигналов ограничивают, создавая для них условия линейного усиления.

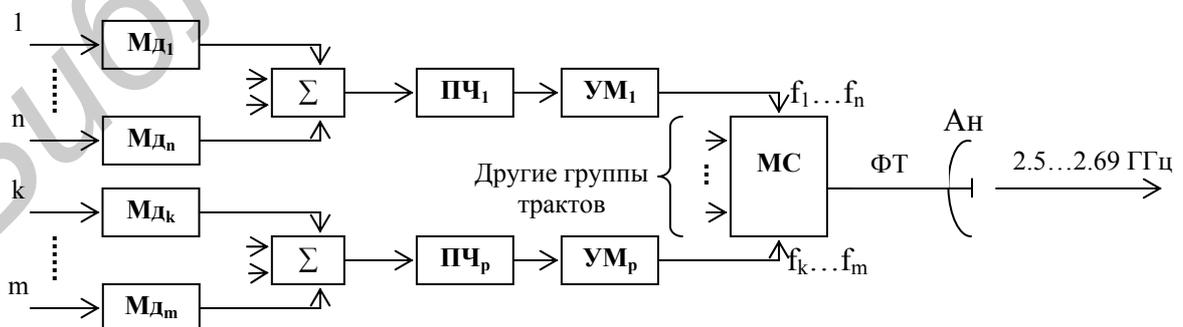


Рисунок 10.3 – Структурная схема группового усиления сигналов

В результате ограничений на величину уровней входных сигналов выходная мощность усилителя, приходящаяся на канал, составит

$$P_{\text{КАН}} \cong P_{\text{МАКС}} / 0,7 \cdot n^2, \text{ Вт}, \quad (10.1)$$

где n – число взаимодействующих сигналов в групповом усилителе;
 $P_{\text{МАКС}}$ – максимальная выходная мощность усилителя в режиме насыщения, Вт.
Коэффициент снижения выходной мощности относительно максимальной

$$Q \cong P_{\text{МАКС}} / n \cdot P_{\text{КАН}} = 0,7 \cdot n. \quad (10.2)$$

Согласно (10.1) и (10.2) для $P_{\text{МАКС}} = 100$ Вт и $n = 8$ при групповом способе передачи сигналов выходная мощность на канал $P_{\text{КАН}} \cong 2$ Вт, а $Q \cong 5,6$.

В целом групповой вариант построения передающего комплекса дешевле индивидуального. Однако из-за низкой эффективности использования мощности усилителя он может быть применён в небольших сетях с малым радиусом действия (менее 6 км). Типовые значения выходной мощности групповых усилителей 10, 50, 100 и 200 Вт. В качестве фидерных линий в передающих комплексах используются коаксиальные кабели с низкими погонными потерями (4...6 дБ)/100 м и гибкие эллиптические волноводы с потерями (1,4...1,45 дБ)/100 м. Передающие антенны имеют круговую или секторную (60°, 120°, 180°) ДН. Их усиление составляет 10...20 дБ, что обеспечивается за счёт сужения ДН антенны в вертикальной плоскости (3.12).

На приемной стороне аналоговой MMDS в абонентское оборудование входят: малогабаритная антенна, малошумящий конвертор и абонентский приемник с карточкой доступа к оплаченным пакетам программ. Типовое значение усиления приемных антенн составляет 18 дБ. Однако на интервалах с недостаточной мощностью передатчиков или на протяженных участках могут использоваться более дорогие антенны с усилением 24 и 28 дБ.

Конвертор обычно устанавливается на антенне, имеет коэффициент шума 1,8...2,0 дБ, усиление 30...35 дБ и обеспечивает преобразование всей совокупности принятых сигналов в диапазон наземного ТВ-вещания, например в полосы 224...408 МГц или 662...848 МГц. Конкретные значения участков частот, на которые переносятся входные сигналы, определяются оператором системы в соответствии с полученной лицензией на право вещания.

Основными функциями абонентского приемника являются: амплитудная демодуляция сигнала, дешифрация закрытых программ, формирование ТВ-радиосигнала для его подачи на антенный вход телевизора, индикация каналов и сервисных данных. При организации многопрограммного вещания в гостиничных комплексах, здравницах, многоэтажных жилых домах используется коллективный способ раздачи программ. Состав оборудования на приемной стороне системы практически тот же. Однако для разветвления сигналов с выхода конвертора по разным направлениям домовой кабельной сети применяется делитель мощности (см. рисунок 10.1).

10.2 Микроволновые распределительные системы с цифровым форматом вещания

10.2.1 Особенности цифровых MMDS

Радикальным решением по улучшению технических и функциональных

характеристик MMDS является переход на цифровую технологию беспроводного распределения сигналов. Переход в разных странах осуществляется по-разному. Некоторые MMDS трансформированы в цифровые путем поэтапной замены оборудования аналогового вещания. Другие системы созданы с приоритетом на цифровое телевидение или на интерактивный обмен данными с поддержкой IP-телефонии, видеоконференц-связи и других видов двунаправленного мультисервиса.

К настоящему времени созданы сотни многофункциональных цифровых MMDS, которые реализуют доступ в Интернет, предоставляют услуги интерактивного телевидения, цифрового радиовещания, телефонной связи, охранной сигнализации, электронной почты и др.

Привлекательность цифровых MMDS основывается на следующих достоинствах:

- эффективность использования полосы частот радиоканала;
- низкая излучаемая и потребляемая системой мощности;
- интерактивность;
- широкая номенклатура цифровых видов сервиса;
- адресное кодирование передаваемых сигналов с высоким уровнем защиты от несанкционированного просмотра;

– возможность размещения передатчиков малой мощности вблизи антенны. Указанные достоинства являются следствием использования цифровых методов обработки сигналов, полосноберегающих методов модуляции и помехоустойчивого кодирования.

Базовой концепцией построения цифровых MMDS является европейский стандарт DVB-МС, который основан на стандарте DVB-С и ратифицирован институтом стандартов ETSI как EN 300.749. По рекомендациям стандарта должна использоваться квадратурная амплитудно-фазовая модуляция (М-КАМ) с числом позиций 16, 32 или 64 для передачи цифровых данных в полосах шириной 7,86; 7,96 и 7,92 МГц соответственно. Источником входного сигнала принят транспортный поток MPEG-2 с пакетами размером по 188 байт. В тракте канального кодирования используется 15-разрядный скремблер, кодер Рида-Соломона с кодовой скоростью $R_{PC} = 188/204$ и перемежитель с глубиной перемежения $I = 12$ байт. Допускается применение второй ступени кодирования сверточным кодом с длиной кодового (конструктивного) ограничения $K = 7$. Коэффициент расширения полосы за счет фильтра Найквиста $b_P = 1,15$. Неравномерность АЧХ этого фильтра в полосе прозрачности 0,4 дБ. Максимальная символьная скорость на выходе модулятора

$$V_C = \Delta f_K / b_P \quad (10.3)$$

для трех значений M (16,32,64) практически одинаковая и составляет 6,84; 6,92 и 6,89 Мсимв./с соответственно.

Выбор порядка модуляции определяется оператором сети исходя из соображений качества радиоканала и допустимого объема информации для передачи по радиоканалу с заданной полосой. С увеличением порядка M растет объем

данных, который можно передать в пределах полосы Δf_k , однако растут требования к качеству канала и величине ЭИИМ передатчика.

Для известной средней скорости данных на одну программу $V_{пр}$ общее число программ, которое может быть передано в пределах радиоканала, составит

$$N_{KAN} = \Delta f_k \cdot (\log_2 M) \cdot R_K / b_p \cdot V_{пр}, \quad (10.4)$$

где $R_K = R_{СК} \cdot R_{РС}$ – относительная скорость каскадного кодирования.

Из (10.4) следует, что при использовании одной ступени кодирования РС, модуляции 64-КАМ и $V_{пр} = 4,7$ Мбит/с в канале с полосой $\Delta f_k = 7,92$ МГц можно передать восемь ТВ-программ. Для трансляции по сети MMDS 40 ТВ-программ понадобится всего пять радиоканалов вместо 24-х, которые можно разместить в полосе $\Delta f_{СИС} = 190$ МГц. Оставшаяся часть полосы частот системы может использоваться для передачи сигналов цифрового радиовещания, многоканальной телефонии, данных Интернет и сервисной информации, а также для организации обратных радиоканалов (рисунок 10.4).



Рисунок 10.4 – Примерный план распределения частот в системе MMDS

Максимальная скорость цифрового потока, которая может использоваться в системе с полосой радиоканала Δf_k , составляет

$$V_0 = 0,8 \cdot (\log_2 M) \cdot \Delta f_k \cdot R_{СК}, \text{ бит/с.} \quad (10.5)$$

Для $R_{СК} = 1$ и модуляции с порядком 16, 32 и 64 максимальные значения скоростей соответственно равны 25,2; 31,9 и 38,1 Мбит/с.

Важной особенностью цифровой MMDS по сравнению с аналоговой является более низкий требуемый уровень ОНШ на приемной стороне. Вследствие этого допускается более низкий уровень выходной мощности цифрового передатчика при равной дальности действия систем. Величина ОНШ, при которой реализуется заданная вероятность ошибок $P_{ОШ}$ на выходе декодера Витерби (входе декодера РС), может быть рассчитана по формуле (5.29). Входящий в формулу (5.29) системный запас Δr_{Σ} зависит от порядка модуляции и увеличивается с ростом M , поскольку растет чувствительность демодулятора высокого порядка к уровням шумов и помех на радиолинии, а также к фазовым, нелинейным и линейным искажениям в тракте передачи. В расчетах значения Δr_{Σ} для M , равных 16, 32 и 64, можно принять 3,0; 3,5 и 4,0 дБ соответственно.

Согласно (5.29) при $M = 64$, $R_C = 7/8$ и $P_{ОШ} = 10^{-5}$ требуемое значение ОНШ на входе приемного оборудования составит 23,1 дБ. Это значение на 25...27 дБ ниже, чем требуемое в аналоговых MMDS. Учитывая пропорциональность между ОНШ и $P_{ПД}$, мощность цифрового передатчика на канал при

одинаковых других параметрах (рабочая частота, высота подвеса антенн и др.) может быть снижена в сотни раз. Причем в одном радиоканале цифровой системы передается не одна, а группа ТВ-программ.

Возможность работы цифровой MMDS с низкими уровнями передачи имеет важное значение как с точки зрения уменьшения потребляемой мощности от источника электроэнергии и улучшения технических характеристик системы, так и с точки зрения экологической безопасности. С уменьшением излучаемой мощности уменьшается вредное воздействие СВЧ-поля на среду обитания, особенно вблизи передающей станции.

В качестве приемного оборудования цифровой сети используются типовые антенны MMDS, цифровые конверторы с низким уровнем фазовых шумов и цифровые приемники кабельного стандарта DVB-C.

В условиях сложной городской застройки и существенных переотражений в зоне обслуживания целесообразно использовать многочастотный режим с COFDM передачей сигналов. На приеме следует использовать цифровые модули наземного вещания стандарта DVB-T. В этом случае требуемое значение ОНШ в зависимости от параметров передачи и заданной вероятности ошибки на выходе декодера Витерби рассчитывается по формуле

$$\rho_{\text{ВХ}} = -12,9 + 10 \cdot \lg \left[\frac{(2 - \lg P_{\text{ОШ.В}}) / (M + 1 - R_{\text{СК}})}{(1 + T_3 / T_{\text{И}}) \cdot (1,25 - R_{\text{СК}})^2} \right] + \Delta \rho_i, \text{ дБ}, \quad (10.6)$$

где T_3 , $T_{\text{И}}$ – длина защитного и информационного интервалов COFDM сигнала с отношением, равным 1/4, 1/8, 1/16, 1/32; $\Delta \rho_i$ – энергетический запас на величину ОНШ из-за действия помех: $\Delta \rho_1 = 1,4$ дБ (QPSK), $\Delta \rho_2 = 1,7$ дБ (16-QAM), $\Delta \rho_3 = 1,8$ дБ (64-QAM).

10.2.2 Структурная схема интерактивной цифровой системы

Конфигурация схемы построения интерактивной цифровой MMDS может быть различной в зависимости от ее назначения, способа организации запросных каналов, номенклатуры предоставляемых информационных услуг, стоимости и др. Вместе с тем цифровым MMDS присущи общие признаки: многофункциональность, совместимость с другими сетями, высокий уровень защиты передаваемой информации, работа на экологически безопасном уровне.

Один из возможных вариантов построения цифровой MMDS с запросным каналом данных Интернет по телефонной сети общего пользования (ТфОП) приведен на рисунке 10.5.

В состав системы MMDS входит оборудование формирования и передачи сигналов, а также система запроса и обработки данных Интернет. Запрос данных осуществляется с помощью ПК через модем и оборудование провайдера Интернет-услуг. Доставка данных Интернет к пользователям осуществляется через маршрутизатор в протоколе TCP/IP, коммутатор Fast Ethernet, инкапсулятор и формирователь радиосигналов (ФР). Инкапсулятор преобразует IP-пакеты

в MPEG-пакеты длиной по 188 байт, а ФР выполняет функции кодирования и модуляции.

Представленная схема отражает асимметричный способ доступа к информационным данным и может рассматриваться как вариант экономии частотного ресурса при организации запросного канала. Более перспективным, но и более дорогим способом запроса и доставки данных является интерактивный радиодоступ. Этот способ позволяет повысить объем запрашиваемой информации и исключить зависимость пользователя от телефонной сети. Однако для реализации этого способа на абонентской стороне должен использоваться приемопередатчик (трансивер), упрощенная схема которого приведена на рисунке 10.6.

Основой MMDS (см. рисунок 10.5) является головная станция приема, обработки и подготовки цифровой информации для передачи. Она преобразует доставленные к ней сигналы по различным каналам (РРЛ, КРС и др.) к формату транспортного потока MPEG-2 и осуществляет адресное кодирование сигналов с целью исключения несанкционированного приема. Станция строится на базе унифицированных цифровых и аналоговых приемных модулей, видео- и аудиокодеров MPEG-2, мультиплексоров и ремультимплексоров. Она взаимосвязана с системой контроля и управления MMDS через интерфейс Ethernet 10/100 Base-T.

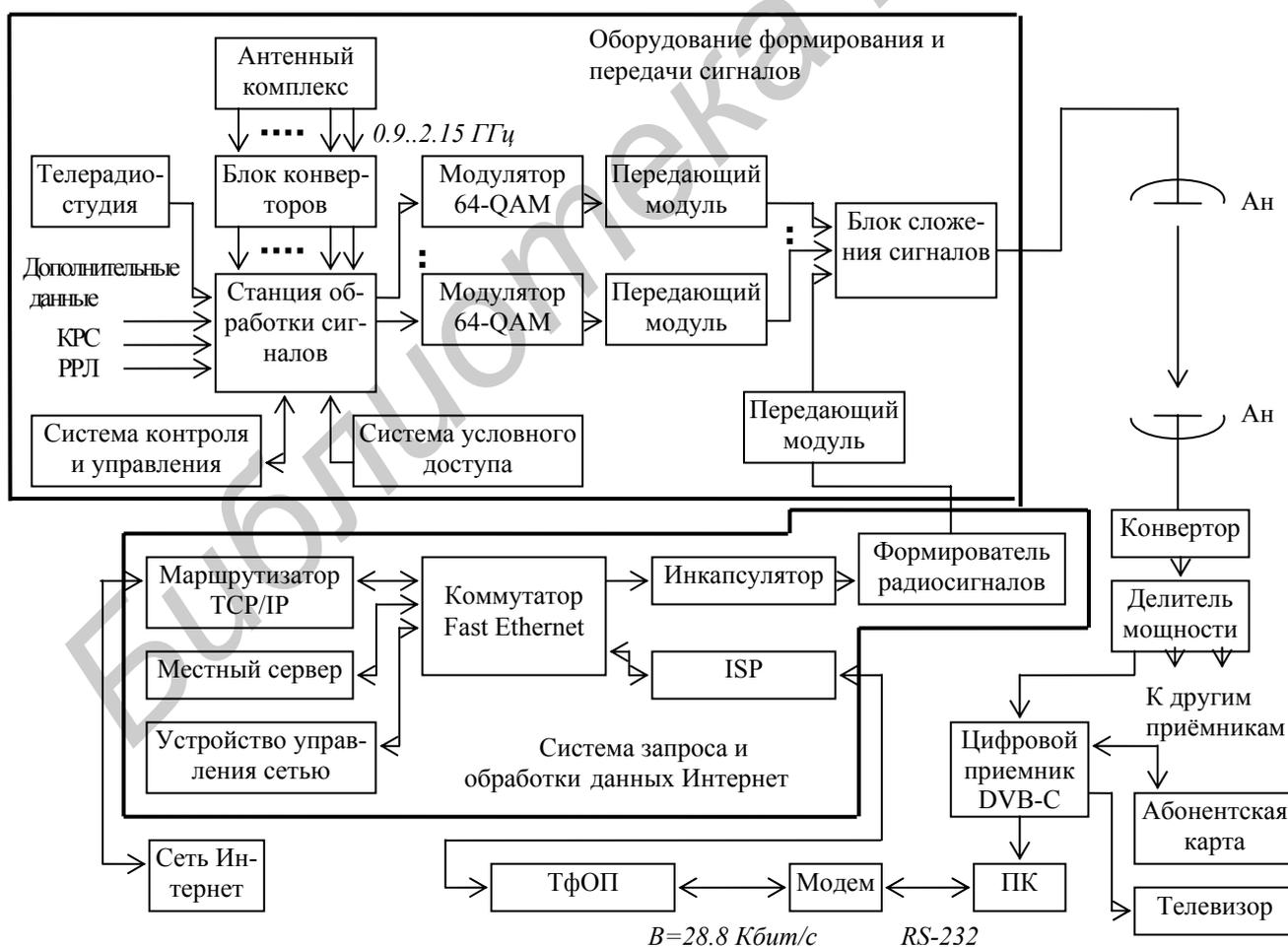


Рисунок 10.5 – Структурная схема цифровой MMDS

Обработка сигналов от различных источников на ГС ведется по-разному. Все аналоговые сигналы, поступившие с антенн наземного телевидения, с конверторов спутникового приема или доставленные по РРЛ и КРС с помощью аналоговых приемных модулей (АПМ), преобразуются и доводятся до формата видео и звука. Затем эти сигналы оцифровываются и компрессируются в кодере MPEG-2. Образованные цифровые потоки отдельных программ объединяются в системном мультиплексе в транспортный поток.

Спутниковые сигналы с модуляцией QPSK в зависимости от содержания, языка и числа программ в пакете обрабатываются по следующим сценариям.

Если весь пакет программ спутникового канала целиком подходит для трансляции по сети MMDS, то в цифровом приемном модуле (ЦПМ) осуществляется демодуляция и декодирование пакета до формата транспортного потока. Затем этот поток шифруется (в случае необходимости) и поступает в тракт передачи со скоростью не выше 38,1 Мбит/с на модулятор 64-КАМ. Этот сценарий соответствует прозрачному способу трансмодуляции сигналов.

Если из всего пакета программ спутникового канала интерес для последующего вещания представляют только отдельные программы, то используется соответствующее число ЦПМ, с помощью которых выделяются цифровые данные необходимых программ. Далее осуществляется их мультиплексирование в общий транспортный поток для подачи на модулятор 64-КАМ.

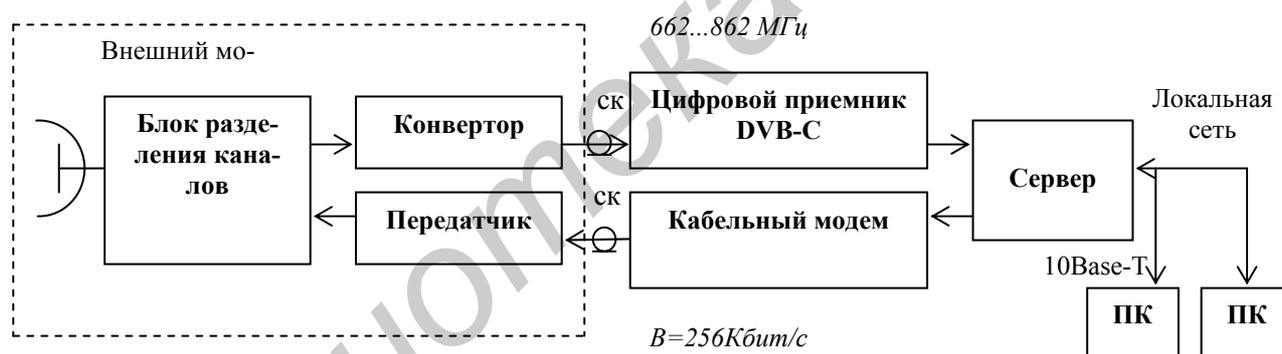


Рисунок 10.6 – Структурная схема модуля интерактивного радиодоступа

Другим сценарием разрешения этой ситуации является ремультимплексирование. В ремультимплексе распаketируется целая группа транспортных потоков и формируется один или два новых с требуемым набором программ и скоростью передачи. В процессе ремультимплексирования производится замена кодировки, логотипа, вносятся изменения в таблицы служебной информации (PAT, PMT, CAT, NIT) и др.

На рисунке 10.7 представлен фрагмент структурной схемы ГС с различными способами доведения принятых «Quadral» конвертором сигналов до уровня цифровых транспортных потоков. Образованные транспортные потоки, скорость которых не превышает допустимых значений по (10.5), поступают на электронный коммутатор и далее на передающий тракт цифровой MMDS. Этот тракт включает (см. рисунок 10.5) группу модуляторов, отвечающих требованиям стандарта DVB-МС, группу передающих модулей, устройство объединения радиосигналов в полосе 2,5...2,69 ГГц и передающую антенну.

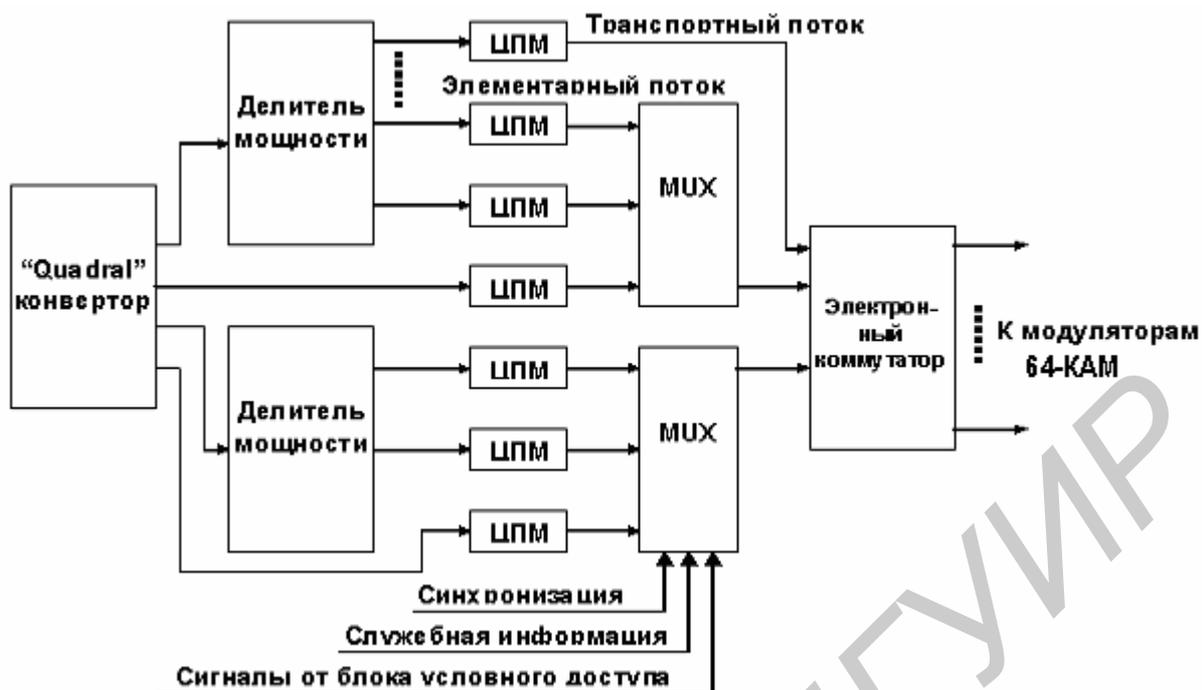


Рисунок 10.7 – Структурная схема фрагмента головной станции MMDS

Модуляторы 64-КАМ осуществляют необходимые операции по помехоустойчивому кодированию и модуляции. В каждом из них используется скремблер, кодер Рида-Соломона, перемежитель и при необходимости сверточный кодер, а также многопозиционный модулятор (рисунок 10.8).

Данные

$V_0 \leq 38.1$ Мбит/с

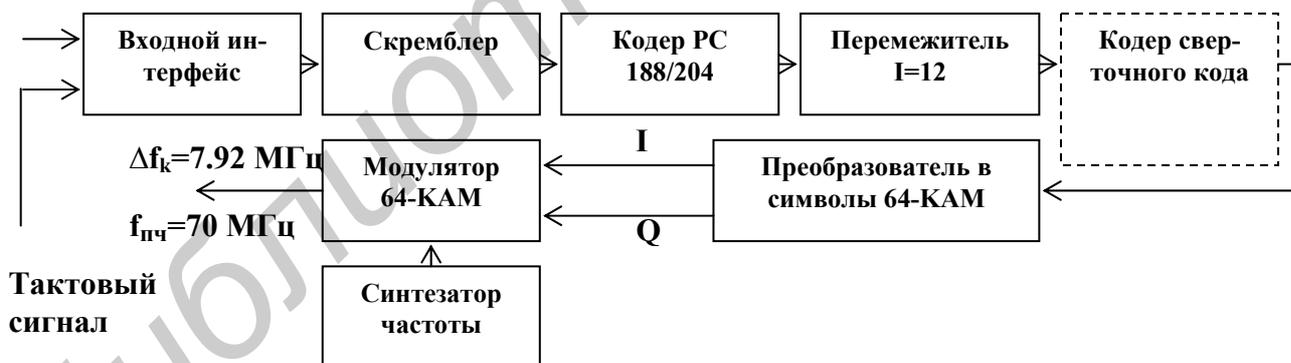


Рисунок 10.8 – Структурная схема модулятора 64-КАМ

Опорная частота в модуляторе составляет 70 или 140 МГц. Она вырабатывается в высокостабильном синтезаторе ($\delta \leq 10^{-6}$) с низким уровнем фазовых шумов. Уровень подавления этого вида шумов при расстройке на 10 кГц составляет 90...95 дБс относительно уровня несущей. Точность установки скорости передачи данных 1 бит/с, а несущей частоты – 100 Гц. Выходной уровень сигнала с частотой $f_{ПЧ}$ регулируется шагами по 0,1 дБ в пределах 25 дБ. Нестабильность уровня не превышает 0,2 дБ. Теоретическая эффективность исполь-

зования спектра в режиме модуляции 64-QAM составляет $\gamma = 4,81$. Модулятор обычно программируется, для чего используется порт RS-232/485.

Каждый передающий модуль (см. рисунок 10.5) выполнен по схеме с одноканальным усилением. Выбор этой схемы объясняется высокой зависимостью параметров модулятора 64-QAM от нелинейных и переходных помех, имеющих место при групповом усилении сигналов.

В передающем модуле осуществляется преобразование модулированного сигнала с промежуточной частотой $f_{ПЧ}$ на радиочастоту одного из каналов диапазона 2,5...2,69 ГГц и линейное усиление этого сигнала до требуемой мощности передачи. После канальной фильтрации радиосигналы объединяются в блоке сложения и поступают по фидеру на передающую антенну. Поскольку в цифровой MMDS используются маломощные передатчики, то возможно их размещение вблизи антенны, что позволит снизить потери в фидере.

10.3 Определение радиуса зоны обслуживания в цифровой системе MMDS

При определении размеров зон обслуживания необходимо учитывать множество факторов, связанных как с энергетическими показателями системы, так и с особенностями распространения радиоволн над территорией планируемой сети. К числу основных факторов, влияющих на потери мощности сигнала между передающей и приемными антеннами, следует отнести: рассеяние сигналов, интерференцию радиоволн, экранирование сигналов препятствиями, атмосферную рефракцию, дифракционные потери и др. В зависимости от высот подвеса передающих и приемных антенн, рельефа местности, высот строений и их конфигураций на радиоинтервалах могут существовать области как прямой радиовидимости, так области «полутени» и «тени». В результате этого в ряде мест уровни сигналов оказываются недостаточными для достоверного приема.

Точный аналитический расчет энергетических потерь на радиолинии с учетом всех указанных факторов практически не возможен, поскольку большинство из них нестационарны во времени и пространстве. Поэтому при планировании радиосистем связи и вещания используют математические модели предсказания потерь радиосигналов. Эти модели строятся на статистических и детерминистских подходах [18]. Статистические методы прогноза потерь учитывают случайный характер сигналов и основываются на усреднении большого числа экспериментальных исследований, выполненных в городах, пригородах и открытой местности. Детерминистские методы прогноза учитывают особенности конкретных радиолиний (рельеф местности, препятствия, улицы и т.д.) и используют фундаментальные принципы теории распространения радиоволн в предположении постоянства параметров среды. Однако при больших размерах зоны обслуживания использование детерминистских методов осложняется необходимостью учета большого числа объектов, их особенностей, отражающих свойств и др. Часто при расчетах используют сочетание этих двух подходов, при которых в дальней зоне берется первый из них, а в ближней – второй.

Для определения усредненных потерь мощности на радиолиниях в диапазоне системы MMDS может использоваться модель COST-231, основанная на статистическом методе прогноза потерь. Согласно этой модели среднее значение потерь на радиолинии протяженностью R составит:

$$a_p = A + B \cdot \lg R - C_i, \quad (10.7)$$

$$A = 151,88 + 35,46 \cdot \lg f_p - 13,82 \cdot \lg h_{\text{пд}} - (2,6 + 1,1 \cdot \lg f_p) \cdot h_{\text{пр}} + F_i;$$

$$B = 44,9 - 6,55 \cdot \lg h_{\text{пд}};$$

$C_1 = 0$ дБ – для статистически однородного города;

$$C_2 = 2 \cdot (\lg 35,71 \cdot f_p)^2 + 5,4, \text{ дБ} – \text{для пригорода};$$

$$C_3 = 4,78 \cdot (3 + \lg f_p)^2 - 18,33 \cdot \lg f_p - 19,05, \text{ дБ} – \text{для сельской местности};$$

$$C_4 = C_3 + 5,0, \text{ дБ} – \text{для открытой местности}.$$

Остальные, входящие в формулу (10.7) значения, имеют следующий смысл: $F_1 = 0$ дБ – для городской застройки; $F_2 = 3$ дБ – для плотной городской застройки; $h_{\text{пд}}$, $h_{\text{пр}}$ – высоты подвеса передающей и приемной антенн, м.; f_p – рабочая частота, равная средней частоте диапазона системы, ГГц.

На участках прямой видимости при отсутствии препятствий в зоне Френеля, согласно (4.3).

$$A = 92,4 + 20 \cdot \lg f_p; B = 20.$$

Из соотношения (10.7) радиус зоны обслуживания в зависимости от типа местности определяется как

$$R_i = 10^{(a_p - A + C_i)/B}, \text{ км.} \quad (10.8)$$

Входящая в (10.8) величина потерь на радиолинии a_p рассчитывается на основании уравнения передачи, которое устанавливает взаимосвязь между мощностями на выходе передатчика и на входе приемного устройства:

$$a_p = 10 \cdot \lg P_{\text{пд}} + g_{\text{пд}}(\alpha) - a_{\text{ф.пд}} - p_{\text{вх}} - a_{\text{доп}} + g_{\text{пр}} - \Delta p_{\text{вх}}(L); \quad (10.9)$$

$$g_{\text{пд}}(\alpha) = g_{\text{пд}} - 12 \cdot (\alpha/\theta_{0,5})^2, \text{ дБ}; \quad (10.10)$$

$$a_{\text{ф.пд}} = \alpha_{\text{ф}} \cdot l_{\text{ф}}, \text{ дБ}; \quad (10.11)$$

$$p_{\text{вх}} = p_{\text{вх.м}} + n_{\text{ш.к}} + 10 \cdot \lg \Delta f_{\text{ш}} - 204, \text{ дБ}; \quad (10.12)$$

$$\Delta p_{\text{вх}}(L) = \sigma \cdot K(L), \text{ дБ}, \quad (10.13)$$

где $P_{\text{пд}}$ – мощность передатчика на канал, Вт; $g_{\text{пд}}(\alpha)$ – усиление передающей антенны в направлении точки приема, дБ; α – угол между направлением на точку приема и главным направлением ДН антенны; $\theta_{0,5}$ – ширина ДН антенны по уровню -3 дБ; $a_{\text{ф.пд}}$ – потери в фидере передатчика, дБ; $\alpha_{\text{ф}}$ – погонное затухание в фидере, дБ/м; $l_{\text{ф}}$ – длина фидера, м; $p_{\text{вх}}$ – уровень сигнала на входе ПС, определяемый на основании (5.40), дБВт; $p_{\text{вх}}$ – требуемое отношение несущая/шум на входе ПС, определяемое по формуле (5.29), дБ; $n_{\text{ш.к}}$ – коэффициент шума конвертора, дБ; $g_{\text{пр}}$ – усиление приемной антенны, дБ; $\Delta p_{\text{вх}}(L)$ – энергетический запас в уровне сигнала на входе ПС для обеспечения уверенного приема в заданном проценте мест, дБ; σ – среднеквадратическое отклонение

уровня сигнала по местоположению, принятое для цифровых систем вещания 5,5 дБ; $K(L)$ – коэффициент логонормального распределения, определяемый с помощью интеграла Гаусса и равный 0 для 50 %, 0,52 для 70 %, 1,64 для 95 % мест.

Величина $a_{\text{доп}}$ в (10.9) характеризует потери в атмосфере, которые могут составлять 0,5...1,5 дБ. Шумовая полоса ПС $\Delta f_{\text{ш}}$ в (10.12) принимается равной ширине полосы радиоканала $\Delta f_{\text{к}} = 8$ МГц.

Необходимые пояснения к входящим в формулы (10.9)–(10.13) параметрам приведены на схеме фрагмента радиолинии (рисунок 10.9).

Для цифровой системы MMDS с параметрами: $M = 64$; $\Delta\rho_{\Sigma} = 4$ дБ; $R_{\text{СК}} = 3/4$; $h_{\text{ПД}} = 50$ м; $h_{\text{ПР}} = 10$ м; $l_{\text{Ф}} = 60$ м; $f_{\text{р}} = 2.6$ ГГц; $P_{\text{ПД}} = 2$ Вт; $\alpha_{\text{Ф}} = 0,014$ дБ/м; $g_{\text{ПД}} = 10,5$ дБ; $g_{\text{ПР}} = 18$ дБ; $a_{\text{доп}} = 1$ дБ; $\alpha = 0$; $n_{\text{ш.к}} = 1,9$ дБ; $\Delta f_{\text{ш}} = 8$ МГц при условии обеспечения $P_{\text{Ош.В}} = 2 \cdot 10^{-4}$ в 95 % мест из соотношений (10.7) – (10.13) несложно получить, что $\rho_{\text{ТР}} = 22$ дБ, $\rho_{\text{ВХ}} = -111,2$ дБВт, $a_{\text{р}} = 131,86$ дБ, $A = 112,54$, $B = 33,76$, $C_1 = 0$, $C_2 = 13,0$ дБ, $C_3 = 29,08$ дБ, $C_4 = 34,08$ дБ. На основании (10.8) радиусы зон обслуживания составят: для города – 3,7, пригорода – 9,8, сельской местности – 27 и открытой местности – 38 км.

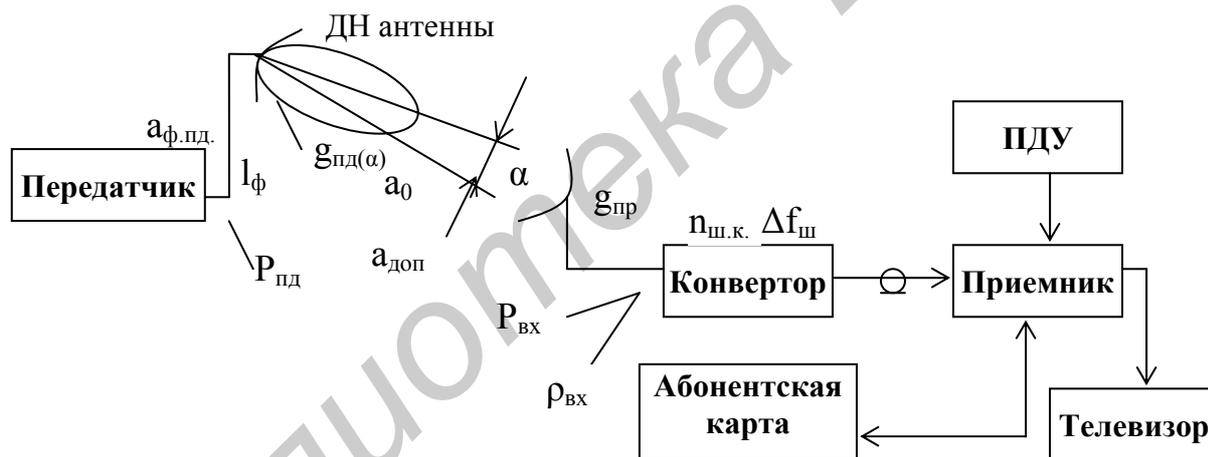


Рисунок 10.9 – Фрагмент радиолинии системы MMDS

Другой базовой моделью для расчета зон обслуживания в диапазоне частот до 3 ГГц является статистическая модель потерь на радиолинии по Рекомендации ITU-R P.1546 [19]. Для использования кривых распространения, приведенных в этой рекомендации в виде зависимостей уровня напряженности поля (УНП) от расстояния R , необходимо определить эквивалентное значение УНП:

$$E_{\text{ЭКВ}}(L) = E_{\text{М}}(L) - \text{ЭИМ} + 10 \lg(f_{\text{р}} / 2), \text{ дБ(мкВ/м)}; \quad (10.14)$$

$$E_{\text{М}}(L) = \rho_{\text{ВХ}} - g_{\text{ПР}} + 20 \lg f_{\text{р}} + 167,2 + \Delta\rho_{\text{ВХ}}(L), \text{ дБ(мкВ/м)}; \quad (10.15)$$

$$\text{ЭИМ} = 10 \lg P_{\text{ПД}} + g_{\text{ПД}}(\alpha) - 2,15 - a_{\text{Ф.ПД}} - 30, \text{ дБкВт}, \quad (10.16)$$

где $E_M(L)$ – УНП на границе зоны обслуживания, при котором обеспечивается требуемая вероятность ошибок в L % мест; ЭИМ – эффективная излучаемая мощность (на 2,15 дБ ниже ЭИИМ); $10\lg(f_p/2)$ – коэффициент коррекции УНП, учитывающий различие между рабочей частотой $f_p = 2,6$ ГГц и частотой 2 ГГц, принятой в Рекомендациях при построении кривых распространения.

На основании исходных данных и соотношений (10.14 – 10.16) получим: ЭИМ = –18,49 дБкВт, $E_M(95) = 56,3$ дБ(мкВ/м) и $E_{ЭКВ}(95) = 75,94$ дБ(мкВ/м).

По кривым распространения для $h_{ПД} = 50$ м, $f = 2$ ГГц и 50 % времени устойчивого приема находим, что усредненный радиус $R = 5,2$ км. Отличие между этим и ранее полученным значением $R = 3,7$ км объясняется различием в высотах подвеса приемных антенн по Рекомендации ITU-R P.1546 ($h_{ПД} = 20$ м) и COST 231 ($h_{ПД} = 10$ м).

В таблице 10.1 приведены результаты расчета R для выходной мощности передатчика 2 и 10 Вт, процентов мест устойчивого приема 50, 70, 95 и высот подвеса антенн 50 и 150 м.

Таблица 10.1 – Радиусы зон обслуживания системы MMDS, км

Р _{ПД} , Вт	2,0						10,0					
	50		70		95		50		70		95	
h _{ПД} , м	50	150	50	150	50	150	50	150	50	150	50	150
R, км	8,0	15,0	7,1	13,0	5,3	9,0	11,5	20,0	10,0	18,0	7,5	14,0

11 РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕСТРОЙКИ И НАВЕДЕНИЯ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ НА ГЕОСТАЦИОНАРНЫЕ СПУТНИКИ

11.1 Общие положения, исходные данные

Прием сигналов многопрограммного спутникового вещания, цифровых мультимедийных приложений и данных Интернет с ИСЗ может осуществляться на стационарные и оперативно перестраиваемые антенны. Для правильного наведения приемной антенны на требуемые спутники, находящиеся на видимой с точки приема части дуги ГО, необходимы предварительные расчеты координат наведения и параметров механизма позиционирования.

Представленный ниже порядок расчета строится на основании соотношений, приведенных в разд. 2 и 3.

В примере контрольного расчета полагаем, что прием сигналов осуществляется в г. Прага ($\alpha_3 = 14,46^\circ$ в.д. и $\psi = 50,05^\circ$ с.ш.) с ИСЗ Eutelsat W2 ($\varphi_C = 16^\circ$ в.д.). Для наведения и перестройки антенны используется модифицированное ОПУ с полярной подвеской. Минимальный угол места, ниже которого прием сигналов с ГО затруднен, примем $\epsilon_{\text{МИН}} = 8^\circ$.

11.2 Порядок расчета параметров перестройки антенны

1. Определить для заданной географической широты места приема угловой обзор видимой части дуги геостационарной орбиты, в пределах которого возможен приём сигналов со спутников:

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

$$\alpha_{П} = 90^{\circ} - \left[\varepsilon_{МИН} + \arcsin(A \cdot \cos \varepsilon_{МИН}) \right], \text{ град.}$$

Для географической широты точки приёма $\psi = 50,05^{\circ}$ с.ш., $A = 0,1511$ и угла места $\varepsilon_{МИН} = 8^{\circ}$ расчётные значения составляют $\alpha_{П} = 73,39^{\circ}$ и $\theta_{ОБ} = 138,27^{\circ}$.

2. Определить угловой диапазон азимутальной перестройки ОПУ антенны (от горизонта до горизонта), соответствующий максимальному угловому обзору дуги ГО:

$$\theta_{ОБ.М} = 2 \cdot \arccos(0,153 \cdot tg\psi), \text{ град.}$$

Расчётное значение $\theta_{ОБ.М} = 158,95^{\circ}$.

3. Определить угловое разнесение между крайними позициями спутников, находящихся на видимой с точки приёма части дуги ГО:

$$\theta_{P} = 2 \cdot \arccos(\cos \alpha_{П} / \cos \psi), \text{ град};$$

Расчётное значение $\theta_{P} = 127,15^{\circ}$.

4. Определить на видимой части дуги ГО значения крайних позиций восточного и западного спутников, находящихся под углами мест $\varepsilon = \varepsilon_{МИН}$.

$$\varphi_{С.Вос.} = \varphi_3 + \theta_{P} / 2, \text{ град};$$

$$\varphi_{С.Зан.} = \varphi_3 - \theta_{P} / 2, \text{ град.}$$

Для долготы г. Прага $\varphi_3 = 14,46^{\circ}$ в.д. расчётные значения составляют: $\varphi_{С.Вос.} = 78,03^{\circ}$ в.д. и $\varphi_{С.Зан.} = 49,11^{\circ}$ з.д.

5. Определить для географической широты точки приема максимальный угол места ε_M и диапазон угломестной перестройки ОПУ:

$$\varepsilon_M = \arctg[(-A + \cos \psi) / \sin \psi], \text{ град};$$

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_M - \varepsilon_{МИН}, \text{ град.}$$

Расчётные значения: $\varepsilon_M = 32,62^{\circ}$ и $\Delta\varepsilon = 24,62^{\circ}$.

6. Определить угол места, под которым виден заданный спутник (спутники) с точки приёма:

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

$$\alpha = \arccos(\cos \psi \cdot \cos |\varphi_C - \varphi_3|), \text{ град.}$$

Для спутника Eutelsat W2 с позицией $\varphi_C = 16^\circ$ в.д. расчётные значения составляют: $\alpha = 50,07^\circ$ и $\varepsilon_T = 32,52^\circ$.

7. Для спутников, находящихся под углами мест $\varepsilon \leq 35^\circ$, скорректировать угол места с учетом наличия атмосферной рефракции:

$$\varepsilon = 0,5 \cdot \left(\varepsilon_T + \sqrt{\varepsilon_T^2 + 4,13} \right), \text{ град.}$$

Расчётное значение: $\varepsilon = 32,55^\circ$.

8. Определить азимут β и азимутальное смещение $\Delta\beta$ между направлениями на юг и на спутник:

$$\beta = 180^\circ \pm \Delta\beta, \text{ град.}$$

$$\Delta\beta = \arctg \left[\left(\operatorname{tg} |\varphi_C - \varphi_3| \right) / \sin \psi \right], \text{ град.}$$

Расчётные значения: $\Delta\beta = 2,01^\circ$ и $\beta = 177,99^\circ$.

9. Указать на дуге ГО позиции заданных ИСЗ и рассчитанные показатели наведения и перестройки.

Для примера контрольного расчета необходимые построения приведены на рисунке 11.1.

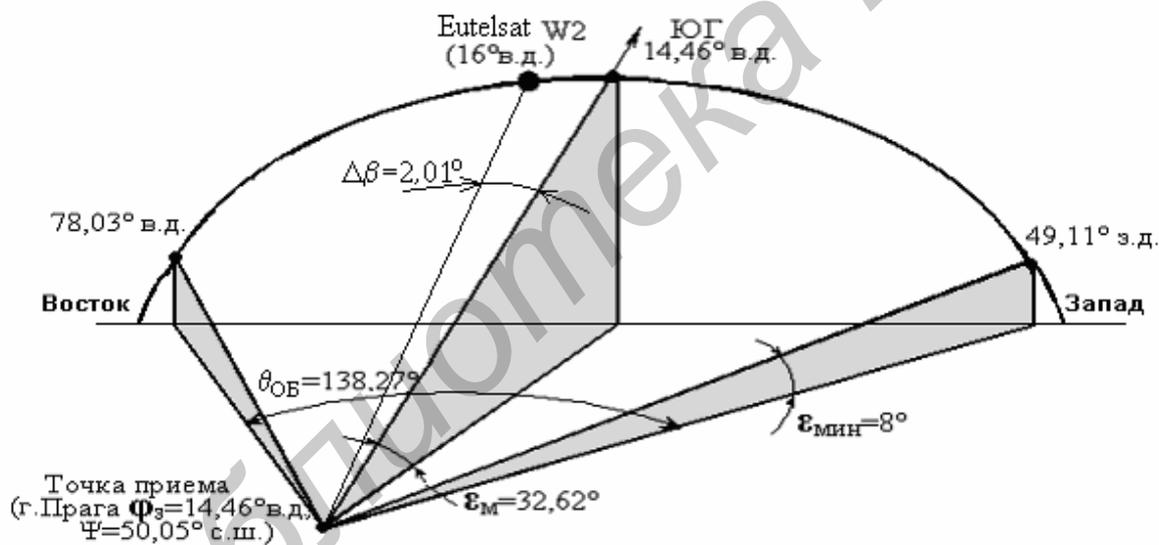


Рисунок 11.1 – Параметры наведения и перестройки антенны

10. Для ОПУ с полярной подвеской вычислить угловую ошибку в наведении антенны на крайние позиции ИСЗ, определенные в п.4 расчёта:

$$\Delta = \theta_{ОБ} \cdot (\xi - \eta) / 360, \text{ град.}$$

$$\xi = \arctg \left[(1 + A \cdot \cos \psi) / A \cdot \sin \psi \right], \text{ град.}$$

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

Расчётные значения составляют: $\xi = 83,97^\circ$, $\eta = 82,64^\circ$ и $\Delta = 0,492^\circ$.

11. Для минимизации угловой ошибки в наведении антенны на ИСЗ определить угловое смещение её оси вращения относительно направления на ПЗ:

$$\Delta\gamma = (\xi - \eta)/2, \text{ град.}$$

Расчётное значение $\Delta\gamma = 0,64^\circ$.

12. Определить угол наклона оси вращения антенны модифицированного ОПУ относительно горизонтальной плоскости в месте приема:

$$\psi_H = \psi + \Delta\gamma, \text{ град.}$$

Расчетное значение: $\psi_H = 50,69^\circ$.

13. Определить скорректированный угол склонения модифицированного ОПУ между осью вращения и перпендикуляром к направлению на юг:

$$\theta_{С.КОР} = 90 - [(\xi + \eta)/2], \text{ град.}$$

Расчетное значение $\theta_{С.КОР} = 6,68^\circ$.

14. Проверить выполнение условия

$$\psi_H + \theta_{С.КОР} + \varepsilon_M = 90^\circ$$

По результатам расчёта: $50,69^\circ + 6,68^\circ + 32,62^\circ = 89,99^\circ$.

12 РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СПУТНИКОВОЙ РАДИОЛИНИИ

12.1 Общие положения, задачи расчета, исходные данные

При распространении сигналов от ИСЗ к приёмной антенне возникают существенные энергетические потери мощности сигнала. Причины обусловлены расходимостью мощности излучения в свободном пространстве, поглощением ее в атмосфере, тумане, дождях и мокром снеге, неточностью наведения антенны на ИСЗ и несоответствием плоскостей поляризации антенн ИСЗ и станции приема. Чем меньше угол прихода радиолуча с ИСЗ, тем больше длина пути сигнала в слоях атмосферы и тем выше его энергетические потери и величина ЭШТ антенны. В зависимости от назначения приемной системы в расчетах используется соответствующий допустимый процент времени снижения качества принимаемых сигналов ($T = 1; 0,1$ или $0,01$ % времени) и, следовательно, различный энергетический запас на радиолинии.

Целью проводимых расчетов является определение суммарных потерь сигнала на радиолинии, плотности потока мощности у поверхности Земли и ЭШТ антенны. Методика расчета строится на основании материалов разд. 4.

В примере расчета предполагается осуществлять индивидуальный приём сигналов в г. Бресте ($\psi = 52,05^\circ$ с.ш. и $\varphi_3 = 23,70^\circ$ в.д.) с ИСЗ Eutelsat W4 ($\varphi_C = 36^\circ$ в.д.) на фиксированную офсетную антенну в диапазоне частот 11,7...12,75 ГГц. Допустимый процент времени снижения качества сигналов на радиолинии $T = 1$ %. Угол места, под которым виден спутник с точки приема,

$\varepsilon_l = 29,4^\circ$. Относительное угловое отклонение направления ДН антенны от истинного направления на спутник $2\varphi_\Sigma / \theta_{0,5} = 0,2$. Угловое смещение плоскостей поляризации антенн спутника и приемной станции $\theta_{II} = 10^\circ$. Усредненная по поверхности зеркала антенны относительная высота неровностей $\delta/\lambda = 0,03$. Радиус Земли $R_3 = 6370$ км, высота орбиты $H = 35786$ км, $A = 0,1511$.

12.2 Порядок расчета

1. Определить требуемое значение наклонной дальности между заданной позицией спутника и точкой приема:

$$r = (R_3 + H) \cdot \sqrt{1 + A^2 - 2 \cdot A \cdot \cos \alpha}, \text{ км};$$

$$\cos \alpha = \cos \psi \cdot \cos |\varphi_C - \varphi_3|$$

Для данных примера $r = 38674$ км.

2. Определить энергетические потери сигнала в свободном пространстве от ИСЗ к приёмной антенне вследствие расходимости излучаемой мощности:

$$a_0 = 92,4 + 20 \cdot \lg f_p + 20 \cdot \lg r, \text{ дБ.}$$

Потери составляют 206,33 дБ.

3. Определить энергетические потери мощности сигнала в спокойной атмосфере, обусловленные поглощением сигнала в кислороде и водяных парах:

$$a_{ATM} = [2,5 / (\varepsilon_M - 1)] \cdot \left[0,7 + e^{0,2 \cdot (f_p - 8)} \right], \text{ дБ.}$$

Потери составляют 0,29 дБ.

4. Для допустимого процента времени ухудшения качественных показателей на радиолинии определить потери сигнала в осадках:

$$a_{D(T=1\%)} = \left[(f_p^2 - 18) / ((\varepsilon + 3) \cdot 5,5) \right] + 0,1, \text{ дБ};$$

$$a_{D(T=0,1\%)} = \left[(f_p^2 - 18) / ((\varepsilon + 3) \cdot 1,8) \right] + 0,1, \text{ дБ.}$$

Для $T = 1\%$ и $\varepsilon = 29,4^\circ$ потери $a_{D(T=1\%)} = 0,91$ дБ.

5. Определить потери мощности сигнала из-за ошибок в наведении приёмной антенны на требуемый спутник:

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

Потери составляют 0,17 дБ.

6. Определить потери сигнала с линейной поляризацией вследствие углового смещения плоскостей поляризации антенн спутника и ПС:

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

Потери составляют 0,11 дБ.

7. Определить суммарные потери мощности сигналов на спутниковой радиолинии

$$a_{\Sigma} = a_0 + a_{ATM} + a_D + a_H + a_{II}, \text{ дБ.}$$

На радиолинии Eutelsat W4 – Брест суммарные потери $a_{\Sigma} = 207,81$ дБ.

8. По картам зон обслуживания спутниковым вещанием определить в направлении точки приёма значения эквивалентной изотропно-излучаемой мощности (ЭИИМ) ретрансляторов ИСЗ. Значения ЭИИМ определить по всем лучам ретрансляторов ИСЗ (широкий, узкий, зональный и др.), в пределах которых возможен прием программ и данных.

Для спутника Eutelsat W4 (36° в.д.) значение ЭИИМ в направлении г.Бреста $\mathcal{E}_{БР} = 51$ дБВт.

9. Определить плотность потока мощности у поверхности Земли, создаваемую ретранслятором спутника на несущей частоте,

$$P_M = \mathcal{E}_{БР} - 10 \cdot \lg(4 \cdot \pi \cdot r^2) - (a_{ATM} + a_D + a_H + a_{II}), \text{ дБВт/м}^2.$$

Величина $P_M = -113,18$ дБВт/м².

10. Определить ЭШТ антенны, обусловленную приемом шумов от внешних источников и собственных шумов из-за потерь в элементах антенны:

$$T_A = T_{ПОГ} + T_3 + T_{КОС} + T_{СОБ}, \text{ К.}$$

Вычислив приведенные ниже компоненты ЭШТ приемной антенны, получим $T_A = 112,28$ К.

10.1 Составляющая $T_{ПОГ}$, обусловленная переизлучением поглощенной энергии принимаемого сигнала атмосферой и дождями:

$$T_{ПОГ} = T_{CP} \cdot \left(1 - 10^{-0,1(a_{ATM} + a_D)} \right), \text{ К.}$$

При $T_{CP} = 260$ К величина $T_{ПОГ} = 62,8$ К.

10.2 Составляющая T_3 , обусловленная приемом антенной фонового излучения Земли через ее боковые лепестки:

$$T_3 = 29 \cdot \left[0,5 + (1/d_A) + (6/\varepsilon) \right] T_3, \text{ К.}$$

В предположении $d_A = 1$ м $T_3 = 49,4$ К.

10.3 Составляющая $T_{КОС}$, обусловленная приемом антенной радиоизлучений Галактики:

$$T_{КОС} = 13,5 / f_P^{2,4}, \text{ К.}$$

Величина $T_{КОС} = 0,03$ К.

10.4 Составляющая $T_{СОБ}$, обусловленная тепловой мощностью из-за омических потерь энергии сигнала в элементах антенны:

$$T_{СОБ} = 60 \cdot (\delta/\lambda)^2, \text{ К.}$$

Величина $T_{COB} = 0,054$ К.

11. Минимальное значение эквивалентной шумовой температуры приемной антенны для сухой и ясной погоды:

$$T_{A.МИН} = T_3 + T_{КОС} + T_{COB}, \text{ К.}$$

Величина $T_{A.МИН} = 49,48$ К.

13 РАСЧЕТ МЕСТ УСТАНОВКИ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

13.1 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 приёма сигналов с требуемых спутников. Основная причина этой неоднозначности состоит в отсутствии прямой радиовидимости спутников с 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 приём сигналов необходимо вести с различных ИСЗ на перестраиваемую антенную систему.

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

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

Результатами расчета являются:

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

В качестве примера для контрольного расчета взят вариант приема сигналов ЦСВ в г. Минске ($\varphi_3 = 27,58^\circ$ в.д.; $\psi = 53,88^\circ$ с.ш.) на фиксированные антенны, ориентированные на спутники: Hot Bird (13° в.д.), Astra 1A ($19,2^\circ$ в.д.), Astra 2A ($28,5^\circ$ в.д.) и Eutelsat W4 (36° в.д.). Фрагмент застройки жилого массива показан на рисунке 13.1. Высотные отметки технического здания для размещения оборудования и антенн, а также препятствия в секторе приема даны на рисунке 13.2.

Параметры приемных устройств системы выбраны однотипными. Коэффициент шума конвертора $n_{Ш.К.} = 0,8$ дБ, усиление конвертора $K_{РК} = 55$ дБ, коэффициент шума тюнера $n_{Ш.Т.} = 8$ дБ, погонное затухание в кабеле типа SAT-602 $\alpha_{КАБ} = 0,311$ дБ/м, потери в делителе мощности $a_{ДОП} = 3$ дБ, относительное изменение ЭШТ конвертора $\mu = 0,04$, угол обзора дуги ГО $\theta_{ОБ} = 141,39^\circ$.

Для высоты препятствия $h_{II} = 27$ м в результате расчета $h_I = -2,17$ м, $h_2 = 2,1$ м, $h_3 = 5,25$ м и $h_4 = 7,85$ м (см. рисунок 13.2).

5. Уточнить позиции крайних спутников на ГО, с которых возможен приём сигналов при наличии в зоне приема технических ограничений для реализации теоретического диапазона перестройки антенн

$$\varphi_{С.К.} = \varphi_3 \pm \arctg(\operatorname{tg} \chi \cdot \sin \psi) s, \text{ град.} \quad (13.4)$$

где χ – угол, заключенный между направлением на юг и границей реального угла обзора.

В формуле (13.4) используется знак «плюс», если граница реального угла обзора находится с восточной стороны, и знак «минус» – с западной стороны относительно места приёма. В соответствии с рисунком 13.1 граница для перестройки антенны находится с западной стороны и угол $\chi = 40^\circ$. Крайняя западная позиция спутника на ГО, с которого возможен приём, составляет $\varphi_{С.К.} = 6,57^\circ$ з.д.

6. Для известных параметров приемного оборудования и допустимого относительного изменения ЭШТ конвертора определить возможное ослабление сигнала на интервале между конвертором и спутниковым приемником:

$$a_{K-T} = 10 \cdot \lg \mu + 10 \cdot \lg(10^{0,1 \cdot n_{Ш.К.}} - 1) + K_{PK} - n_T, \text{ дБ.} \quad (13.5)$$

Для данных примера $a_{K-T} = 26$ дБ.

7. Выбрать тип кабеля, например, по каталогам или сайтам Интернет, учесть дополнительные потери в пассивных устройствах (усилитель мощности, мультисвитч, СВЧ-ключ и др.) между конвертором и тюнером и определить максимальную длину соединительного кабеля:

$$l_{КАБ.М} = (a_{K-T} - a_{ДОП}) / \alpha_{КАБ}, \text{ м.} \quad (13.6)$$

Для данных примера $l_{КАБ.М} = 72,3$ м.

8. На основании полученных данных о высотах подъема антенн и максимальной длине кабеля, а также исходя из предполагаемого места размещения приемного оборудования, определить место установки антенн и выбрать реально требуемые длины соединительных кабелей.

В примере все четыре антенны располагаются на крыше технического здания с высотой ($h = 15$ м), превышающей все минимальные отметки мест размещения антенн, а приемное оборудование (головная станция) – в аппаратном зале на первом этаже. С учетом необходимого разнесения антенн между собой при их установке длины кабелей составят:

$$l_1 = 30 \text{ м, } l_2 = 33 \text{ м, } l_3 = 36 \text{ м и } l_4 = 39 \text{ м.}$$

9. Результаты расчетов свести в таблицу.

Таблица 13.1 – Основные результаты расчета мест установки антенн (для данных примера)

Тип спутника	Высота препятствия, м	Расстояние до препятствия, м	Минимальная высота подъема антенн, м	Длина соединительного кабеля, м
Hot Bird	27,0	57,0	-2,17	30,0
Astra 1A	27,0	47,0	2,1	33,0
Astra 2A	27,0	40,0	5,25	36,0
Eutelsat W4	27,0	36,0	7,85	39,0

14 РАСЧЕТ СИСТЕМНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

14.1 Общие положения, задачи расчета, исходные данные

Обязательным условием на этапе технического проектирования приемного оборудования ЦСВ является максимально полный учет всех факторов, которые определяют его функционирование с требуемым качеством. Данное условие позволяет исключить необоснованное усложнение или упрощение построения приемной системы.

Основными задачами, решаемыми при расчете, являются:

- определение показателей эффективности приемной системы;
- определение параметров антенны, при которых обеспечивается прием сигналов ЦСВ с заданным качеством;
- определение добротности ПС как показателя ее чувствительности к приему сигналов ЦСВ при ограниченной мощности БР;
- определение энергетического запаса относительно порогового режима, при котором наблюдается срыв изображения.

Методика расчета строится на положениях и формулах, приведенных в подразд. 5.1, 5.2, 5.4.

В контрольном примере считаем, что прием сигналов MPEG-2/DVB-S осуществляется в г. Минске ($27,58^\circ$ в.д.; $53,84^\circ$ с.ш.) с ИСЗ Intelsat-904 (60° в.д.) на коллективную антенну головной станции. Угол места, под которым виден спутник с точки приёма, $\varepsilon = 21,5^\circ$. Частотный диапазон трансляций со спутника 10,95...11,7 ГГц. ЭИИМ в направлении точки приема $\mathcal{E}_{БР} = 51$ дБВт. В тракте приема используются: корректор поляризации с $a_{ВТ} = 0,25$ дБ; конвертор с $n_{Ш.К.} = 0,8$ дБ и $K_{Р.К.} = 55$ дБ; соединительный кабель типа SAT-703 ZN длиной 60 м и затуханием (на частоте $f_B = 2,15$ ГГц) $a_{КАБ} = 17,5$ дБ; пассивный делитель мощности с $a_{ДОП} = 6$ дБ; спутниковый цифровой приемник с $n_{ШТ} = 8,0$ дБ. Трансляция программ ведется с символьной скоростью $V_C = 27,5$ Мсимв./с, относительная скорость сверточного кодирования $R_{СК} = 3/4$. Суммарное затухание на спутниковой радиолинии для $f_P = 11,7$ ГГц не превышает в течение 99,99 % времени $a_\Sigma = 209,45$ дБ. ЭШТ антенны $T_A = 110$ К. Относительная высота не-

ровностей поверхности зеркала $(\delta/\lambda) = 0,025$. Эксплуатационный запас в усилении антенны $\Delta g_{\text{Э}} = 1,0$ дБ. Требуемая вероятность ошибок на выходе декодера Витерби $P_{\text{ош.в}} \leq 10^{-5}$. Ширина полосы радиоствола $\Delta F_{\text{СТ}} = 36$ МГц.

14.2 Порядок расчета

1. Представить упрощенную структурную схему приемного тракта системы и указать на ней исходные и подлежащие определению параметры (см. рисунок 14.1 для контрольного примера).

2. Определить эквивалентную шумовую температуру приемного устройства на входе конвертора

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

Для данных примера $T_{\text{ПР}} = 58,7$ К.

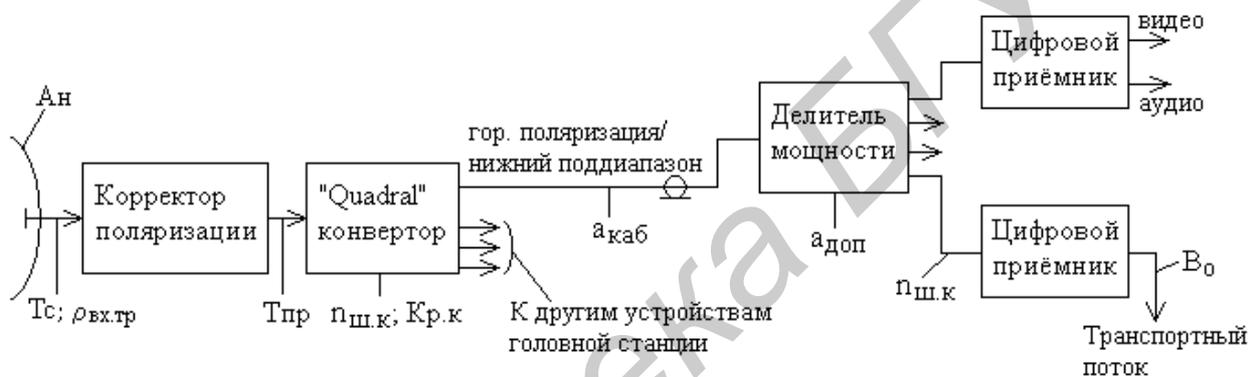


Рисунок 14.1 – Приемный тракт головной станции

3. Определить полную ЭШТ приемной системы на выходе облучателя антенны, обусловленную шумами антенны, волноводного тракта и приемника:

$$T_C = T_A + T_0 \cdot \left(10^{0,1 \cdot a_{\text{ВТ}}} - 1 \right) + 10^{0,1 \cdot a_{\text{ВТ}}} \cdot T_{\text{ПР}}, \text{ К.}$$

При использовании полнодиапазонного конвертора без корректора поляризации (КП) потери $a_{\text{ВТ}}$ могут составлять 0,05...0,15 дБ. При использовании КП на эффекте Фарадея потери $a_{\text{ВТ}}$ находятся в пределах 0,2 ... 0,3 дБ.

Для $T_A = 110$ К величина $T_C = 189,6$ К.

4. По величине символьной скорости B_C фазомодулированного сигнала и ширине полосы радиоствола $\Delta F_{\text{СТ}} = \Delta F_{\text{ВЧ}}$ (или его части) определить коэффициент расширения полосы:

$$b_P = \Delta F_{\text{ВЧ}} / B_C.$$

Величина B_C выбирается из технических данных заданной системы ЦСВ. При большом числе транслируемых каналов используется B_C с максимальным значением. При приеме данных Интернет выбирается B_C конкретного радиоствола.

Для $B_C = 27,5$ Мсимв./с, $\Delta F_{\text{СТ}} = 36$ МГц коэффициент $b_P = 1,31$.

5. Определить относительную скорость каскадного кодирования:

$$R_K = R_{CK} \cdot R_{PC}$$

Относительная скорость сверточного кода R_{CK} (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 или 7/8) выбирается на основании технических данных. Скорость кода PC составляет $R_{PC} = 188/204$.

Для $R_{CK} = 3/4$ и $R_{PC} = 188/204$ кодовая скорость $R_K = 0,691$.

6. Определить скорость передачи данных в транспортном потоке на выходе блока исправления ошибок:

$$B_0 = B_C \cdot R_K \cdot \log_2 M, \text{ бит/с.}$$

Для QPSK с $M = 4$ $B_0 = 38,0$ Мбит/с.

7. Определить спектральную эффективность цифрового канала спутникового вещания с принятыми параметрами

$$\gamma_C = R_K \cdot \log_2 M / b_P, \text{ бит/с}\cdot\text{Гц.}$$

Для данных примера $\gamma_C = 1,06$ бит/с·Гц.

8. Определить превышение пропускной способности радиоканала по Шеннону над скоростью передачи данных B_0 :

$$C/B_0 = (b_P/0,3 \cdot R_K \cdot (\log_2 M)) \cdot \lg \left[1 + \frac{0,085 \cdot M \cdot (2 - \lg P_{ОШ.В})}{1,45 - R_{CK}} \right].$$

Для $P_{ОШ.В} = 10^{-5}$ отношение $C/B_0 = 2,44$.

9. Определить энергетический выигрыш в помехозащищенности от применения каскадного кодирования с прямым исправлением ошибок:

$$\lg P_{ОШ.РС} = 7,2 \cdot (2,3 + \lg P_{ОШ.В});$$

$$G_{КОД(M=4)} = 19,45 - 10 \cdot \lg \left[\frac{31 - \lg P_{ОШ.РС}}{R_{CK} \cdot (1,45 - R_{CK})^2 \cdot (-0,73 - \lg P_{ОШ.РС})} \right], \text{ дБ.}$$

Для $P_{ОШ.В} = 10^{-5}$ значение $\lg P_{ОШ.РС} = -19,44$ и $G_{КОД(M=4)} = 10,8$ дБ.

10. Определить требуемое значение ОНШ на входе ПС, при котором на выходе декодера Витерби обеспечивается заданная величина $P_{ОШ.В}$:

$$\rho_{ТР(M=4)} = -2,3 + 10 \cdot \lg \left[(2 - \lg P_{ОШ.В}) / (1,45 - R_{CK})^2 \right], \text{ дБ.}$$

Величина $\rho_{ТР(M=4)} = 9,25$ дБ.

11. Определить для требуемого ОНШ уровень сигнала на входе ПС:

$$p_{С.ВХ} = \rho_{ТР} + 10 \cdot \lg T_C + 10 \cdot \lg B_C - 228,6, \text{ дБВт.}$$

Для данных примера $p_{С.ВХ} = -122,18$ дБВт.

12. Определить для действующего значения ЭИИМ необходимое усиление приёмной антенны:

$$g_{ПР} = p_{С.ВХ} + a_{\Sigma} + 685,8 \cdot (\delta/\lambda)^2 - \mathcal{E}_{БР} + \Delta g_{\mathcal{E}}, \text{ дБ.}$$

Для $(\delta/\lambda) = 0,025$ и $\Delta g_{\Sigma} = 1,5$ дБ величина $g_{ПР} = 38,23$ дБ.

13. Определить диаметр приемной антенны на средней частоте f_{CP} рабочего диапазона:

$$d_A = \left(1/f_{CP} \cdot \sqrt{ku}\right) \cdot 10^{0,05 \cdot (g_{ПР} - 20,4)}.$$

Значения КИП антенн берётся в пределах 0,55...0,65 для прямофокусных, 0,65...0,75 – для офсетных однозеркальных; 0,75...0,8 – для офсетных двухзеркальных антенн.

Для $f_{CP} = 11,32$ ГГц и $ku = 0,7$ диаметр составляет $d_A = 0,83$ м.

14. Выбрать по каталогам или сайтам Интернета (например <http://www.antenna.gs.ru>) тип антенны и указать ее конструктивные особенности.

Выбираем офсетную антенну фирмы TRIAX (Дания) типа Triax TD 110 размером 1,0x1,1 м, со стальным рефлектором, двойным антикоррозийным покрытием и коэффициентом усиления $g_{ПР1} = 40,1$ дБ на частоте 11,3 ГГц.

15. Определить угловое отклонение раскрыва офсетной антенны от вертикального положения при ее установке:

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

Здесь $D_{оф}$ и $d_{оф}$ – большая и малая оси раскрыва офсетного зеркала, равные 1,1 и 1,0 м соответственно.

Для $\varepsilon = 21,5^\circ$ значение $\gamma_{оф} = -3^\circ$.

16. Определить для выбранного типа антенны ширину главного лепестка ДН в горизонтальной θ_1 и вертикальной θ_2 плоскостях:

$$\theta_1 = 21,18 / d_{оф} \cdot f_{CP}, \text{ град; } \theta_2 = 18,7 / d_{оф} \cdot f_{CP}, \text{ град.}$$

Для выбранной офсетной антенны $\theta_1 = 1,87^\circ$; $\theta_2 = 1,5^\circ$.

17. Определить значения добротностей приемной системы в номинальном режиме работы $D_{ПР.Н}$ и для принятых условий при её аттестации $D_{ПР.А}$:

$$D_{ПР.Н} = g_{ПР1} - 10 \cdot \lg T_c, \text{ дБ/К;}$$

$$D_{ПР.А} = g_{ПР1} - 10 \cdot \lg \left[\left(0,1 / d_{оф} \right) + 0,14 \cdot \lg f_{CP} + 10^{0,1 \cdot (a_{ВТ} + n_{Ш.К})} - 0,83 \right] - 24,664, \text{ дБ/К.}$$

Для данных примера $D_{ПР.Н} = 17,3$ дБ/К и $D_{ПР.А} = 19,4$ дБ/К.

18. Уточнить уровень сигнала на входе ПС при использовании выбранной антенны:

$$P_{ВХ.ПР} = \mathcal{E}_{БР} + g_{ПР1} - a_{\Sigma}, \text{ дБВт.}$$

Величина $P_{ВХ.ПР} = -118,35$ дБВт.

19. Определить реальное (реализуемое) значение ОНШ на входе ПС:

$$\rho_{ВХ} = P_{ВХ.ПР} - 10 \cdot \lg T_c - 10 \cdot \lg \Delta F_{ВЧ} + 228,6, \text{ дБ.}$$

Величина $\rho_{ВХ} = 11,9$ дБ.

20. Определить энергетический запас в ОНШ по отношению к пороговому режиму работы ПС, при котором наблюдается срыв изображения:

$$\Delta\rho_{ЗАП} = \rho_{ВХ} - \rho_{ПОР} = \rho_{ВХ} + 3,7 - 10 \cdot \lg \left[M / (1,45 - R_{СК})^2 \right] - \Delta\rho_{\Sigma}, \text{ дБ.}$$

Для системного запаса $\Delta\rho_{\Sigma} = 2,4$ дБ величина энергетического запаса $\Delta\rho_{ЗАП} = 4,1$ дБ.

21. Уточнить величину $P_{ОШ.В}$ на выходе декодера Витерби:

$$P_{ОШ.В} = 10^{\left[2-10^{0,1(\Delta\rho_{ЗАП}+7)} \right]}.$$

Величина $P_{ОШ.В} = 8 \cdot 10^{-11}$.

22. Определить уровень мощности принимаемого сигнала на входе ЦПСВ:

$$P_{ВХ.Т} = P_{ВХ.ПР} + K_{РК} - a_{К-Т} - a_{ВТ}, \text{ дБВт.}$$

Величина $P_{ВХ.Т} = -87,1$ дБВт.

23. Определить уровень напряжения принимаемого сигнала на входе ЦПСВ:

$$U_{ВХ.Т} = P_{ВХ.Т} + 10 \cdot \lg R_{ВХ} + 120, \text{ дБмкВ.}$$

Здесь $R_{ВХ}$ – входное сопротивление ЦПСВ, обычно равное 75 Ом.

Величина $U_{ВХ} = 51,65$ дБмкВ.

15 ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ МЕШАЮЩИХ ИСЗ НА ВЕЛИЧИНУ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ПРИЕМНЫХ СИСТЕМ

15.1 Общие положения, цель расчета, исходные данные

Действие помех со стороны мешающих ИСЗ проявляется в ухудшении помехозащищенности приемных систем. Величина снижения помехозащищенности зависит от углового разнесения рабочего и мешающих спутников, а также характеристик используемых антенн. К числу мешающих ИСЗ отнесем спутники, отстоящие на дуге ГО от информационного ИСЗ менее чем на 10° с величиной ЭИИМ в направлении точки приема более 30 дБВт и работающие в совпадающих полосах частот.

Целью проводимых расчетов является:

- определение защищенности ПС от совокупного действия помех мешающих ИСЗ;
- проверка величины защитного запаса от действия помех для принятия решения о необходимости коррекции размеров антенны;
- определение величины снижения ОНШ на входе ПС из-за помех со стороны мешающих ИСЗ.

Методика расчета строится на положениях, приведенных в подразд. 5.3.

В примере контрольного расчета полагаем, что прием сигналов ЦСВ осуществляется в г. Пинске ($\psi = 52,15^\circ$ с.ш.; $\varphi_3 = 25,82^\circ$ в.д.) с ИСЗ Hot Bird ($\varphi_C = 13^\circ$ в.д.) и $\mathcal{E}_{БР} = 49$ дБВт. Мешающими спутниками являются: ИСЗ1 Eutelsat W1 ($\varphi_{M1} = 10^\circ$ в.д.) с $\mathcal{E}_{БР1} = 46$ дБВт и ИСЗ2 Eutelsat W2 ($\varphi_{M2} = 16^\circ$ в.д.) с $\mathcal{E}_{БР2} = 50$ дБВт. На приеме используется офсетная антенна с величиной усиления $g_{ПР} = 40,1$ дБ и отношением $d_A/\lambda = 40$. Реализуемое ОНШ составляет $\rho_{ВХ} = 11,6$ дБ. Энергетический запас на потери из-за помех со стороны ИСЗ принят $0,4$ дБ. Поляризация сигналов и помех совпадает по отдельным каналам. Азимутальное смещение информационного спутника $\Delta\beta = 16,09^\circ$.

15.2 Порядок расчета

1. Определить азимутальные смещения позиций φ_{MJ} мешающих спутников относительно южного направления, проведенного из точки приема

$$\Delta\beta_{MJ} = \arctg \left[\frac{\operatorname{tg} |\varphi_{MJ} - \varphi_3|}{\sin \psi} \right], \text{град.}$$

Для ИСЗ1 $\Delta\beta_{M1} = 19,82^\circ$, для ИСЗ2 $\Delta\beta_{M2} = 13,35^\circ$.

2. Определить топоцентрические углы между позицией информационного ИСЗ и позициями каждого из мешающих спутников:

$$\Theta_{MJ} = \Delta\beta_{MJ} - \Delta\beta, \text{ град. При } \Delta\beta = 16,09^\circ \quad \Theta_{M1} = \Theta_{M2} = 3,7^\circ.$$

3. Указать на ГО положение принятых во внимание спутников и вычисленные для них угловые координаты.

Для данных примера необходимые построения приведены на рисунке 15.1.

4. Определить пространственную избирательность приемной антенны $\Delta g(\Theta_{M1})$ по отношению к помехам мешающих ИСЗ.

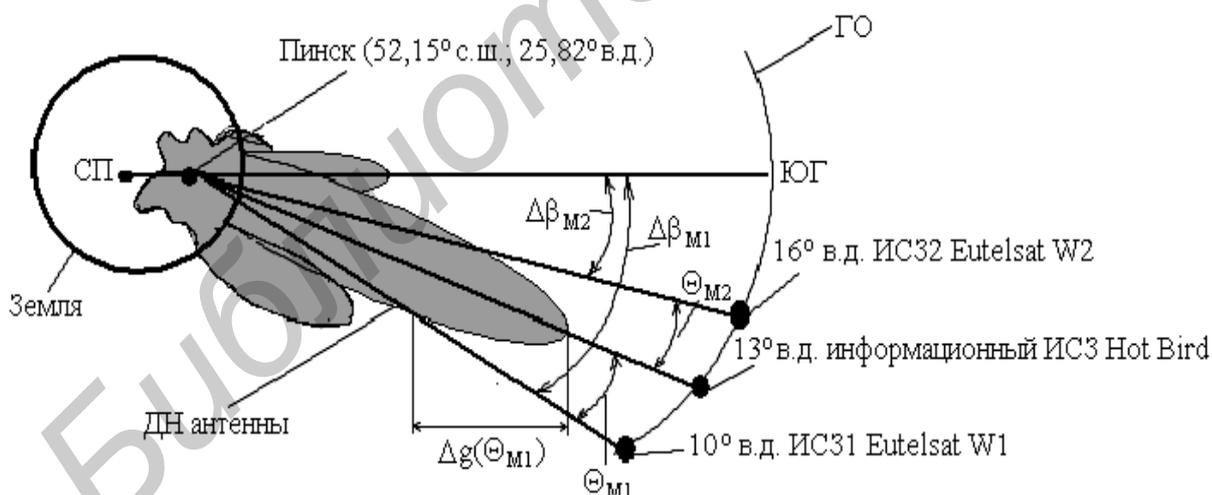


Рисунок 15.1 – Размещение спутников на ГО

Расчёт проводится для прямофокусных антенн с $d_A/\lambda > 50$, приемных офсетных антенн с $d_A/\lambda > 22$ (в диапазоне частот 10,7...11,7 ГГц) и приемопередающих офсетных антенн с $d_A/\lambda > 35$ (в диапазоне частот 10...14 ГГц) по следующей формуле:

$$\Delta g(\Theta_{MJ}) = g_{ПР} - 29 + 25 \cdot \lg \Theta_{MJ}, \text{ при } 1^\circ < \Theta_{MJ} < 48^\circ.$$

Для прямофокусных приемных антенн с $d_A/\lambda < 50$ – по формуле

$$\Delta g(\Theta_{MJ}) = g_{ПР} - 49 + \lg(d_A/\lambda) + 20 \cdot \lg \Theta_{MJ}, \text{ при } 1^\circ < \Theta_{MJ} < 48^\circ.$$

Для данных примера $\Delta g(\Theta_{M1}) = \Delta g(\Theta_{M2}) = 25,35$ дБ.

5. Определить разницу в уровнях ЭИИМ информационного и мешающих ИСЗ:

$$\Delta \mathcal{E}_{БР} = \mathcal{E}_{БР} - \mathcal{E}_{БРJ}, \text{ дБВт.}$$

Значения $\mathcal{E}_{БРJ}$ определяются по картам ЭИИМ зон обслуживания ИСЗ, взятых из справочника или сайтов Интернет.

Для данных примера $\Delta \mathcal{E}_{БР1} = 3$ дБ, $\Delta \mathcal{E}_{БР2} = -1$ дБ.

6. Определить разницу в ослаблении полезного и мешающих сигналов на спутниковых радиоприемах:

$$\Delta a_{\Sigma J} = 10 \cdot \lg \left[\frac{(1 - 0,295 \cdot \cos \psi \cdot \cos |\varphi_C - \varphi_3|)}{(1 - 0,295 \cdot \cos \psi \cdot \cos |\varphi_{MJ} - \varphi_3|)} \right], \text{ дБ.}$$

Для ИСЗ1 и ИСЗ2, удалённых от основного ИСЗ на 3° , $a_{\Sigma 1} = \Delta a_{\Sigma 2} = 0$.

7. Определить величину поляризационной развязки L_{PJ} между информационными и мешающими сигналами в совпадающих каналах приема.

При равенстве поляризаций полезного и мешающих сигналов в совпадающих по частоте каналах приема следует принять $L_{PJ} = 0$. При ортогональных поляризациях сигнала и помех гарантированное значение L_{PJ} составляет 6...8 дБ. При приеме помех с круговой поляризацией на ПС с линейной поляризацией $L_{PJ} = 1,5$ дБ.

В соответствии с условием примера $L_{P1} = L_{P2} = 0$.

8. Определить на входе приемной системы значения защищённостей от действия помех со стороны каждого из мешающих ИСЗ:

$$A_{3J} = \Delta g(\Theta_{MJ}) + \Delta a_{\Sigma J} + \Delta \mathcal{E}_{БРJ}, \text{ дБ.}$$

На основании полученных данных по пп. 4 – 7 для помех с двух направлений $A_{31} = 28,35$ дБ, $A_{32} = 24,35$ дБ.

9. Определить на входе ПС защищённость от суммарного действия помех всех мешающих ИСЗ:

$$A_{3\Sigma} = -10 \cdot \lg \left(\sum_{J=1}^M 10^{-0,1 \cdot A_{3J}} \right), \text{ дБ.}$$

При двух мешающих ИСЗ:

$$A_{3\Sigma} = A_{31} - 10 \cdot \lg \left[1 + 10^{-0,1 \cdot (A_{32} - A_{31})} \right], \text{ дБ.}$$

С учётом помех от двух ИСЗ $A_{3\Sigma} = 22,9$ дБ.

10. Определить защитный запас от действия помех в совпадающих каналах приема:

$$A_{3АП} = A_{3\Sigma} - R_{3АП}, \text{ дБ.}$$

В соответствии с требованиями на защищённость ПС от помех со стороны ИСЗ в совпадающих по частоте каналах защитное отношение $R_{3АП} \geq 21$ дБ.

Если в результате расчета $A_{зАП} < 0$, то необходимо увеличить диаметр антенны и пересмотреть расчет.

В примере $A_{зАП} = 1,9$ дБ и условие по защищенности выполняется.

11. Определить уровень снижения ОНШ на входе приемной системы от действия помех мешающих ИСЗ:

$$\Delta\rho_{II} = 10 \cdot \lg \left[1 + 10^{0,1(\rho_{ВХ} - A_{зС})} \right], \text{ дБ.}$$

Рассчитанное значение $\Delta\rho_{II}$ должно быть меньше ранее принятого при выборе системного запаса $\Delta\rho_{С}$.

В данном примере снижение ОНШ составляет 0,3 дБ, что меньше допустимого (0,4 дБ).

Библиотека БГУИР

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Переход от аналогового к цифровому спутниковому вещанию позволил существенно изменить объем телевизионных программ, расширить функциональные возможности систем и предоставить пользователям более совершенные виды информационных услуг. Внедрение в учебный процесс новых технологий спутникового и наземного вещания, основанных на цифровых методах обработки, эффективного сжатия и передачи сигналов, является насущной задачей подготовки специалистов в области телекоммуникаций. На основании приведенных в учебном пособии теоретических и расчётных материалов представляется возможным вскрыть и уяснить основные положения по принципам цифрового спутникового многопрограммного вещания и распределению программ, а также приобрести навыки в расчёте и проектировании приёмных систем в рамках международных цифровых стандартов семейства MPEG-2/DVB. Базируясь на представленных сведениях, соотношениях и примерах расчёта, становится доступным самостоятельно разработать проект по цифровому спутниковому вещанию или наземному распределению телеинформационных потоков.

К числу тем, которые могут быть проработаны и раскрыты на базе изложенных в пособии положений, относятся следующие:

1. Приёмная система ЦСВ с позиционируемой антенной.
2. Коллективная система приёма и распределения программ цифрового спутникового вещания по технологии SMATV.
3. Комбинированная система спутникового доступа к информационному ресурсу.
4. Интерактивная спутниковая система стандарта DVB-RCS.
5. Цифровая микроволновая телеинформационная распределительная система типа MMDS (LMDS или MVDS).
6. Цифровая спутниковая система сбора новостей стандарта DVB-DSNG.
7. Передающий центр цифрового спутникового вещания.
8. Комплекс дистанционного обучения на базе системы ЦСВ.
9. Сотовая микроволновая система распределения цифровых потоков.

Содержание проекта должно включать: исходные данные; введение; принципы организации спутникового вещания; основные сведения о выбранном спутнике и его параметрах (план частот, зона покрытия, транслируемые программы, вид поляризации и др.); обоснование структуры разрабатываемой системы, описание её работы и подсистем (головная станция, цифровой приёмник, конвертор и др.); расчёты по наведению антенны на ИСЗ, её перестройке и месту установки; расчёты энергетических и системных показателей, в том числе помехозащищённости от мешающих ИСЗ; заключение. Кроме того, в процессе работы над проектом необходимо выбрать по каталогам или сайтам Интернет требуемые для построения системы изделия (антенна, конвертор, цифровой приёмник, головная станция, модем и др.), а также привести в форме графических приложений структурные схемы системы, цифрового приемника и др.

ЛИТЕРАТУРА

- 1 Зубарев Ю.Б., Кривошеев М.И., Красносельский И.И. Цифровое телевизионное вещание. Основы, методы, системы. – М.: НИИР, 2001. – 568 с.
- 2 Локшин Б.А. Цифровое вещание: от студии к телезрителю – М.: Компания Сайрус Системс, 2001. – 446 с.
- 3 Справочник по спутниковой связи и вещанию/Под ред. Л.Я. Кантора. 3-е изд. – М.: Радио и связь, 1995. – 455 с.
- 4 Фролов О.П. Антенны для земных станций спутниковой связи – М.: Радио и связь, 2001. – 340 с.
- 5 Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ./ Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
- 6 ISO/IEC 13818. Information Technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information. 1996 (ITU-T Rec.H.222.0, 1995).
- 7 EN 300 421: “Digital Video Broadcasting (DVB); DVB framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services”, 1997.
- 8 Дьячкова М.М., Ермилов В.Г. Передача цифрового ТВ через спутник. – М.: НИИР, 2001. – 140 с.
- 9 EN 50083-9: Cable networks for television signals, sound signals and interactive services. CENELEC, June 1998.
- 10 Бонч-Бруевич А.Н. и др. Системы спутниковой связи/ Под ред. Л.Я. Кантора: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992. – 224 с.
- 11 Липкович Э.Б. Принципы и техника спутникового телевизионного вещания. – В кн.: Бытовая радиоэлектронная техника: Энциклопедический справочник/Под ред. А.П. Ткаченко. – Мн.: БелЭн., 1995. – 832 с.
- 12 Кантор Л.Я. и др. Принимаем ТВ непосредственно из космоса/ Под ред. А.В. Гороховского и А.В. Соколова. – М.: ЗАО Журнал «Радио», 1998. – 287 с.
- 13 Системы спутникового ТВ вещания.: Метод. разработка по курс. проектированию/ Э.Б. Липкович, В.В. Муравьев, А.П. Ткаченко. – Мн.: МРТИ, 1991. – 79 с.
- 14 Кривошеев М.И., Федунин В.Г. Интерактивное телевидение. – М.: Радио и связь, 2000. – 344 с.
- 15 Стивенсон Д. Спутниковое ТВ. Практическое руководство/ Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс, 2001. – 496 с.
- 16 Пескин А.Е., Труфанов В.Ф. Мировое вещательное телевидение: Стандарты и системы: Справочник. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 308 с.
- 17 Цифровое преобразование изображений: Учеб. пособие для вузов/ Р.Е. Быков и др.; Под ред. Р.Е. Быкова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 228 с.
18. Панченко В.Е., Гайнутдинов Т.А. и др. Сочетание статистических и детерминистских методов расчета радиополя в городских условиях // Электро-связь. 1998. № 4. С.31-33.
19. Recommendation ITU-R P.1546. Method for point-to-area Prediction for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3000 MHz.

Учебное издание

Липкович Эдуард Борисович,
Кисель Дмитрий Викторович

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАСЧЕТ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО СПУТНИКОВОГО
ВЕЩАНИЯ**

Учебно-методическое пособие
по дисциплинам «Проектирование спутниковых систем телекоммуникаций» и
«Проектирование систем радиосвязи, радиовещания и телевидения»
для студентов специальностей
«Многоканальные системы телекоммуникаций»,
«Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»
всех форм обучения

Редактор Т.П. Андрейченко
Корректор Е.Н. Батурчик

Подписано в печать 02.03.2006.
Гарнитура «Таймс».
Уч.-изд. л. 8,2.

Формат 60x84 1/16.
Печать ризографическая.
Тираж 150 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 8,02.
Заказ 244.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
Лицензия на осуществление издательской деятельности №02330/0056964 от 01.04.2004.
Лицензия на осуществление полиграфической деятельности №02330/0131518 от 30.04.2004.
220013, Минск, П. Бровки, 6