

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

Кафедра систем телекоммуникаций

Э. Б. Липкович

***СИСТЕМЫ НАЗЕМНОГО ЦИФРОВОГО
ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ***

Методическое пособие
по дисциплине «Наземные и космические системы радиосвязи
и сети телевизионного вещания»
для студентов специальности
1-45 01 02 «Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»
всех форм обучения

Минск БГУИР 2011

УДК 621.396.946.2(075.8)
ББК 32.884.1я73
Л61

Р е ц е н з е н т:
доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций
учреждения образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»,
кандидат технических наук М. Ю. Хоменок

Липкович, Э. Б.
Л61 Системы наземного цифрового телевизионного вещания : метод.
пособие по дисц. «Наземные и космические системы радиосвязи и сети
телевизионного вещания» для студ. спец. 1-45 01 02 «Системы радио-
связи, радиовещания и телевидения» всех форм обуч. / Э. Б. Липкович. –
Минск : БГУИР, 2011. – 84 с. : ил.
ISBN 978-985-488-605-3.

Излагаются принципы функционирования, планирования и проектирования систем наземного цифрового телевизионного вещания с многочастотным способом передачи радиосигналов. Обосновываются физические процессы, происходящие в системах с цифровой обработкой сигналов. Рассматриваются принципы организации мобильного ТВ-вещания и особенности его построения. Приводятся методики расчета и моделирования зон обслуживания в рамках стандартов DVB-T и DVB-H.

УДК 621.396.946.2(075.8)
ББК 32.884.1я73

ISBN 978-985-488-605-3

© Липкович Э. Б., 2011
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2011

СОДЕРЖАНИЕ

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ	4
ВВЕДЕНИЕ	6
1 ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ НАЗЕМНОГО ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ (НЦТВ)	8
1.1 Основы построения систем НЦТВ разных стандартов	8
1.2 Достоинства и недостатки систем НЦТВ.....	13
2 СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ НЦТВ СТАНДАРТА DVB-T	15
2.1 Структурная схема тракта передачи и его базовые устройства.....	15
2.2 Особенности построения и функционирования тракта передачи систе- мы DVB-T	18
2.3 Принципы модуляции при формировании COFDM-символов.....	27
2.4 Структурная схема передающего комплекса НЦТВ.....	29
3 ВЗАИМОСВЯЗЬ МЕЖДУ ПАРАМЕТРАМИ СИСТЕМЫ НЦТВ.....	30
3.1 Основные параметры системы	30
3.2 Анализ параметров многочастотных сигналов	31
3.3 Расчетные соотношения и технические параметры.....	39
4 ПРИЕМНЫЙ ТРАКТ СИСТЕМЫ НЦТВ	42
4.1 Общая характеристика модели цифрового приемника.....	42
4.2 Принципы функционирования приемного устройства.....	45
4.3 Приемный модуль стандарта DVB-T.....	46
4.4 Прием мультимедийной информации в сети НЦТВ.....	48
5 СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОГО ЦИФРОВОГО ВЕЩАНИЯ.....	50
5.1 Краткая характеристика систем МЦТВ.....	50
5.2 Анализ особенностей стандарта DVB-H.....	52
5.3 Структурная схема передающей станции системы DVB-H.....	56
5.4 Структурная схема абонентского терминала DVB-H.....	58
6 МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗОН ОБСЛУЖИВАНИЯ В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ.....	62
6.1 Исходные положения	62
6.2 Основные параметры, учитываемые при планировании зон обслуживания	62
6.3. Определение минимального уровня напряженности поля на границе зон обслуживания.....	65
6.4 Определение требуемого отношения несущая/шум (ОНШ) на входе приемного устройства в зоне обслуживания.....	69
6.5 Результаты расчета энергетических показателей (ОНШ и УНП) в системах DVB-T и DVB-H	72
6.6 Расчет зон покрытия цифровым телевизионным вещанием.....	78
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	82
ЛИТЕРАТУРА.....	83

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

- АХ – амплитудная характеристика
АЦП – аналого-цифровой преобразователь
БД – блок доступа
БЧХ – код Боуза–Чоудхури–Хоквингема
ВОЛС – волоконно-оптическая линия связи
ДМВ – дециметровые волны
ДПФ – дискретное преобразование Фурье
ЗИ – защитный интервал
КАМ – квадратурная амплитудная модуляция
КТВ – кабельное телевидение
МСЭ – международный союз электросвязи
НЦТВ – наземное цифровое телевизионное вещание
ОНШ – отношение несущая/шум
ПДУ – пульт дистанционного управления
ПСП – псевдослучайная последовательность
ПЧ – промежуточная частота
СБИС – сверхбольшая интегральная схема
ТВЧ – телевидение высокой четкости
УНП – уровень напряженности поля
ФМ – фазовая модуляция
ЦАП – цифроаналоговый преобразователь
ЭШТ – эффективная шумовая температура
ASI – Asynchronous Serial Interface – асинхронный последовательный интерфейс
ATSC – Advanced Television Systems Committee – комитет по системам перспективного телевидения
COFDM – Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing – частотное уплотнение ортогональных несущих с кодированием
C/N – отношение сигнал/шум
DVB-S – Digital Video Broadcasting Sattelite – цифровое спутниковое телевизионное вещание
DVB-T – Digital Video Broadcasting Terrestrial – цифровое наземное телевизионное вещание
ETSI – European Telecommunication Standard Institute – Европейский институт стандартов по телекоммуникациям
ISDB-T - Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial – цифровое наземное вещание с интеграцией служб
LDPC – Low-density Parity-check Code – код с низкой плотностью проверок на четность
MMDS – Microwave Multipoint Distribution System – микроволновая многоточечная распределительная система

MPEG – Motion Pictures Experts Group – группа экспертов по движущимся изображениям

MUX – мультиплексор

MVDS – Multichannel Video Distribution System – многоканальная система распределения видеопрограмм

PAL – Phase Alternation Line – изменение фазы от строки к строке

PCR – Program Clock Reference – метки времени программы

SDTV – Standard Definition Television – телевидение стандартной четкости

SFN – Single Frequency Network – одночастотная сеть

QAM – Quadrature Amplitude Modulation – квадратурная амплитудная модуляция

QPSK – Quadrature Phase Shift Keying – квадратурная фазовая модуляция

VSB – Vestigial Side Band – частично подавленная боковая полоса

ВВЕДЕНИЕ

Создание национальных систем наземного цифрового телевизионного вещания (НЦТВ) для приема ТВ-программ в форматах стандартной и высокой четкости на стационарные и мобильные устройства является одним из приоритетных направлений в развитии телеинформационной инфраструктуры любой страны. Работы по проектированию и развертыванию НЦТВ ведутся практически во всех странах мира, и для некоторых из них (Америка, Финляндия, Эстония и др.) процесс перехода с аналогового на цифровой формат ТВ-вещания уже завершен.

Причины активного внедрения систем НЦТВ в инфраструктуру страны состоят в явных преимуществах цифрового формата вещания над аналоговым. Среди них:

- снижение требуемой мощности передатчиков при равных зонах обслуживания;
- высокая эффективность использования ТВ-каналов за счет применения полосноберегающих методов модуляции и компрессирования видеоданных по стандартам MPEG-2/ MPEG-4;
- унификация способа передачи различных видов сигналов с возможностью предоставления пользователям широкой номенклатуры телекоммуникационных услуг;
- существенное снижение потребляемой электроэнергии в пересчете на одну ТВ-программу;
- возможность качественного приема телевизионных программ на мобильные и портативные устройства при наличии помех и глубоких замираний сигналов на радиолиниях;
- возможность экономии частотного ресурса при охвате вещанием требуемых территорий за счет организации синхронных сетей;
- снижение затрат на эксплуатацию сети НЦТВ в пересчете на ТВ-программу.

При проектировании и создании систем НЦТВ предполагается замена аналогового передающего оборудования, частичное или полное использование антенно-фидерных трактов, внедрение новых средств контроля качества транслируемых изображений, корректировка частотно-территориальных планов ТВ-вещания, добавление на стороне приема устройств цифровой обработки сигналов и др.

Среди принятых стандартов на цифровое наземное вещание европейский стандарт DVB-T (утвержден в 1996 г.) развивается наиболее динамично, проникая в сети разных стран мира. Основанный на ранее принятых стандартах спутникового (DVB-S) и кабельного (DVB-C) вещания, он располагает целым рядом новых технических решений. Главное из них – многочастотный режим передачи радиосигналов, позволяющий бороться с многолучевостью на радиолиниях в условиях разноэтажной городской застройки. Вследствие многолучевости на радиотрассах возможен прием группы копий отраженных сигналов с

различной временной задержкой, что ведет к межсимвольной интерференции и росту ошибок на приеме. Причем число ошибок тем выше, чем выше информационная скорость данных и, следовательно, ниже их длительность. При многочастотном режиме передачи цифровой поток данных разделяется на субпотoki с длительностью символов, существенно превышающей типовую задержку сигналов при их распространении в условиях города. Благодаря этому на приемной стороне после демодуляции субпотокoв обеспечивается высокая вероятность распознавания информации за счет исключения битовых ошибок.

Процесс модуляции и передачи субпотокoв на отдельных несущих строится на программном уровне с использованием дискретного обратного преобразования Фурье. При этом не требуются специальные устройства модуляции и генерации несущих.

Система НЦТВ по стандарту DVB-T характеризуется универсальностью, многофункциональностью и располагает широким набором изменяемых параметров для адаптации к характеристикам каналов, режимам передачи и способам приема на стационарные, мобильные и переносные устройства. Стандарт не ограничивает разработчиков и производителей оборудования жесткими требованиями на способы его реализации и определяет только параметры транспортного потока и радиосигналов с соответствующими видами помехоустойчивого кодирования и модуляции.

Параллельно с внедрением систем НЦТВ стандарта DVB-T активно развивается мобильное телевидение форматов DVB-H (Европа), T-DMB (Корея), MediaFLO (США). Система DVB-H разработана на базе DVB-T, что обеспечивает их частичную совместимость. Она является наиболее вероятной системой для полномасштабного развертывания на территории государств Европы, включая Республику Беларусь. Главные преимущества системы DVB-H для пользователей состоят в персональности приема ТВ-программ с высоким качеством как внутри, так и вне помещений и транспортных средств. По сравнению с системами мобильного телевидения сетей 3G в системах DVB-H обеспечивается устойчивость к помехам, низкое энергопотребление, пониженное требование к динамике и крупным планам транслируемых изображений и др.

1 ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ НАЗЕМНОГО ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ (НЦТВ)

1.1 Основы построения систем НЦТВ разных стандартов

Разработка и внедрение систем НЦТВ продиктованы необходимостью повышения экономической, технической и эксплуатационной эффективности средств ТВ-вещания и предоставления пользователям более качественных и разнообразных услуг чем прежде. К настоящему времени получили признание шесть стандартизованных систем НЦТВ:

- ATSC DTV (Advanced Television Systems Committee Digital Television) – США [1];
- DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) – Европа [2];
- ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial) – Япония [3];
- DTMB (Digital Terrestrial Multimedia Broadcast) – Китай [4];
- DVB-H (Digital Video Broadcasting; Transmission System for Handheld Terminals) – Европа [5];
- DVB-T2 (Digital Video Broadcasting; Second Generation) – Европа [6].

Система ATSC разработана в США в соответствии с рекомендациями Исследовательской группы ITU 11/3 и одобрена Федеральной комиссией связи в 1996 г. В основу концепции построения положены четыре принципа:

- кодирование источников сигналов;
- формирование транспортного потока;
- канальное помехоустойчивое кодирование;
- многопозиционная модуляция.

Кодирование источников основывается на цифровом сжатии видеосигналов по стандарту MPEG-2 и звуковых сигналов по стандарту Dolby AC-3 в версии объемного звучания 5.1 с низкочастотными эффектами. Формирование транспортного потока строится на пакетизации видео, звука и дополнительных данных фиксированной длины по 188 байт. Помехоустойчивое кодирование принято каскадным с использованием кода Рида – Соломона (207, 187, $t = 10$) и решётчатого кода с относительной скоростью $2/3$. Модуляция несущей принята амплитудной с частично подавленной боковой полосой. При эфирном вещании используется 8-позиционная модуляция 8-VSB (Vestigal Side Band), при кабельном – 16-позиционная 16-VSB [1, 12].

Базовыми параметрами в системе НЦТВ стандарта ATSC являются:

- скорость передачи данных $B_0 = 19,29$ Мбит/с;
- коэффициент расширения полосы системы $b_p = 1,115$;
- пороговое отношение несущая/шум $\rho_{ок} = 14,9$ дБ;
- ширина полосы канала – 6 МГц;
- формат изображения 16:9 с разрешением до 1920 элементов в строке и 1080 активных строк. Режим эфирного НЦТВ предполагает трансляцию в поло-

се канала четырёх программ стандартной (SDTV) или одной программы высокой (HDTV) четкости.

Для обеспечения надёжной синхронизации приемных устройств используются три дополнительных сигнала:

- пилот-сигнал низкого уровня для правильного выделения несущей частоты на приёмной стороне;
- сигнал синхронизации сегмента данных для восстановления тактовой частоты и её подстройки;
- сигнал синхронизации для правильного структурирования данных в приёмнике и настройки в нём корректора сигнала.

Европейская система DVB-T основывается на близких к ATSC принципах построения. В ней используются цифровые методы сжатия видеоданных MPEG-2/ MPEG-4, пакетирование данных по 188 байт, помехоустойчивое каскадное кодирование кодом Рида – Соломона ($204, 188, t = 8$) и свёрточным кодом, три вида многопозиционной модуляции (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) и многочастотный способ передачи ортогонально модулированных сигналов с кодированием (COFDM). Метод многочастотной передачи принят также в системах цифрового радиовещания по стандарту DAB, в системах беспроводной передачи данных IEEE 802-11, 802-16 и др. Этот метод позволяет вести эффективную борьбу с межсимвольной интерференцией, которая не устраняется простым повышением мощности передатчика или улучшением чувствительности приемника. Для повышения кодозащиты в DVB-T используется три ступени перемежения: байтовое, битовое и символьное. Стандартом предусмотрен иерархический режим передачи для приоритетного установления вида модуляции и параметров кодирования при организации мобильного приёма или приёма внутри помещений, а также два формата вещания: $2k$ и $8k$ (где $k = 1024$). Ширина полосы радиоканала может составлять 6, 7 или 8 МГц [2, 12, 13].

Главной отличительной чертой стандарта DVB-T по сравнению с ATSC является обеспечение устойчивого приёма на стационарные, мобильные и переносные приёмники в условиях действия отражённых эхо-сигналов за счёт использования частотного уплотнения ортогонально модулированных несущих и введения защитных интервалов при передаче. Кроме того, стандартом предусматривается возможность организации в заданной зоне обслуживания одночастотной синхронной ТВ-сети (SFN). Принцип построения синхронной сети состоит в пространственном разнесении внутри зоны обслуживания маломощных передающих станций, использующих вещание с одинаковым набором транслируемых программ. Синхронизация станций между собой в этой сети обычно обеспечивается с помощью GPS-приемников. Развёртывание одночастотной сети считается оправданным решением, если имеются ограничения в использовании числа частот для покрытия требуемых территорий, планируется организация мобильного приёма в расширенной зоне обслуживания или должны использоваться невысокие (до 150 м) антенные опоры. Максимальный территориальный разнос между ТВ-передатчиками синхронной одночастотной сети

стандарта DVB-T составляет 67,2 км и определяется длительностью защитного интервала (ЗИ), в течение которого возможны задержки копий сигналов.

Внедрение систем НЦТВ этого стандарта в странах Европы осуществляется с 1998 г. Некоторые из них (Финляндия, Норвегия, Эстония и др.) уже полностью перешли на цифровое вещание, другие планируют завершить переход к 2012 – 2014 гг. Процесс развертывания НЦТВ в этих странах осуществляется поэтапно от одного региона к другому с постепенным выводом из эксплуатации аналоговых телепередатчиков. Полный переход на цифровой формат вещания в странах, принявших этот стандарт, согласно рекомендации Региональной конференции радиосвязи (РКР-06), должен быть завершён к 17 июля 2015 г. После этой даты снимаются требования по защите средств аналогового ТВ от систем цифрового вещания. На этой же конференции разработан и согласован план частотных назначений для систем НЦТВ и звукового радиовещания в странах Европы.

Японская система ISDB-T (ITU-R Rec. BT.1306) разработана с учётом решения задач максимально полной интеграции мультимедийных служб с обеспечением доставки пользователям цифрового телевидения стандартной и высокой чёткости, цифрового радиовещания, графических изображений и др. Принятая в ISDB-T концепция обработки и подготовки к передаче данных является общей для наземного, спутникового и кабельного мультимедийного вещания [3, 12].

В данной системе, как и в системе DVB-T, используется MPEG-2/MPEG-4 сжатие видеосигналов и звука, каскадное помехоустойчивое кодирование кодом Рида – Соломона и свёрточным кодом и многопозиционные виды модуляции (QPSK, DQPSK, 16-QAM, 64-QAM). В отличие от DVB-T в ней принят сегментированный многочастотный способ передачи ортогональных сигналов. Всего в системе используется 13 сегментов данных, 13 сегментов несущих и три режима передачи. В зависимости от режима на один сегмент приходится 108, 216 или 432 несущих. Каждый сегмент служит для передачи одной программы. При больших объёмах транслируемых данных сегменты могут объединяться в слои. В системе предусмотрено не два, как в DVB-T, а три уровня иерархического режима передачи, которые реализуются на канальном уровне путём построения трёх трактов с изменяемыми параметрами кодирования и модуляции. Номинальная ширина полосы радиоканала НЦТВ Δf_k может устанавливаться 6, 7 или 8 МГц в зависимости от региона использования системы. Полоса частот на один сегмент составляет $\Delta f_c / 14$, а полоса частот, занимаемая сигналом, $-\Delta f_c = 13 \cdot \Delta f_k / 14$. Символьная скорость модуляционных символов $B_c = N_{\text{и}} / T_{\text{и}} = \Delta f_c / 1,225 = 6,6031$ Мсимв/с. Коэффициент расширения полосы ВЧ-тракта относительно теоретического значения полосы, занимаемой радиосигналом, составляет $b_p = 14 \cdot 1,225 / 13 = 1,211$. К принципиальным отличиям стандарта ISDB-T от DVB-T относятся: обязательное шифрование информации, сегментация групп несущих и временное перемежение данных. Необходимость

в этом виде перемежения возникает при мобильном приёме, когда на радиолниях имеют место быстрые изменения параметров приёма и, как следствие, рост пакетных ошибок.

Система цифрового наземного мультимедийного вещания Китая DTMB (GB20600) разработана в 2006 г. и базируется на стандартах DVB-T, ISDB-T, DVB-S2. С 2007 г. эта система признана основной для построения эфирных ТВ-сетей в Китае и Гонконге. В ней предусматривается частотно-временная обработка сигналов, многочастотный режим передачи, каскадное помехоустойчивое кодирование, принятое в спутниковом стандарте DVB-S, и модуляция несущих методами 4-QAM, 16-QAM, 32-QAM и 64-QAM. Скорость цифрового потока данных составляет от 4,913 до 31,486 Мбит/с. В пределах ширины полосы, занимаемой радиосигналом 7,56 МГц, размещается 3744 несущих с информационными данными и 36 несущих с системными данными. Разнесение между несущими составляет 2кГц. Каскадное кодирование включает внешний код Боуза–Чоудхури–Хоквингема (БЧХ) и внутренний код с низкой плотностью проверок на четность (LDPC – Low-density Parity-check Code). Кодовая скорость БЧХ соответствует схеме (762, 752, $t = 5$), кодовая скорость кода LDPC имеет три значения: 2/5 (3048/7493); 3/5 (4572/7493) и 4/5 (6012/7493). Длительность защитных интервалов, используемых для борьбы с межсимвольной интерференцией, составляет: 55,55; 78,7 и 125 мкс. Длительность информационной части COFDM-символа – 500 мкс. Максимальное расстояние между передающими станциями синхронной сети 37 км. Защитный интервал заполняется псевдослучайной последовательностью (ПСП). По двум смещенным ПСП, принятым приемником, определяется изменение состояния радиоканала.

Первая практическая реализация систем НЦТВ стандарта DTMB осуществлена в 2008 г. в период проведения Олимпийских игр в Пекине. К 2012 г. планируется охватить цифровым ТВ-вещанием густонаселенные области Китая, а к 2015 г. – всю его территорию. Для массового выпуска цифровых приемных модулей к телевизионным и мобильным устройствам (медиаплеер, смартфон, карманный компьютер и др.) фирмой Legend Silicon Corp. разработана уникальная СБИС LGS-8G78. Ее размер 10×10 мм и она содержит: два АЦП, демодулятор COFDM; интерфейс USB; память SDRAM и др. С добавлением тюнера для настройки на требуемый канал и декодера MPEG-2/MPEG4 для выделения видео и звука можно получить базовую модель приемного устройства.

Европейский стандарт второго поколения DVB-T2 предназначен для повышения эффективности систем НЦТВ и служит для организации трансляций программ высокой четкости с разрешением 1920×1080 и цифровым сжатием MPEG-4/H.264. В нем сохранен многочастотный режим передачи с защитными интервалами (ЗИ) и добавлены новые решения, направленные на лучшее использование полосы частот ТВ-канала, гибкий выбор транспортных параметров и увеличение расстояния между передатчиками одночастотных синхронных сетей SFN. Основные принципы и механизмы канального уровня позаимствованы из стандарта DVB-S2 [7].

Базовым кадром в стандарте DVB-T2 является блок длиной 8100 байт (укороченный 2025 байт), состоящий из заголовка, поля данных и проверочной информации помехоустойчивого кодирования. Поле данных может состоять из традиционных пакетов по 188 байт, других пакетов, например, IP или непрерывных потоков. Инкапсуляция традиционных пакетов в поле данных осуществляется в протоколе GSE – Generic Stream Encapsulation, который позволяет снизить объем заголовков транспортных пакетов.

В качестве устройств канального помехоустойчивого кодирования используется внешний кодер блочного кода БЧХ и внутренний – LDPC. Проверочная часть кода БЧХ составляет только 0,3 % от длины блока в 8100 байт, в то время как проверочная часть кода Рида–Соломона стандарта DVB-T равна 8 %. Принятое сочетание кодов позволяет обеспечить для типичного уровня ошибок ($P_{\text{ош}}=10^{-7}$) энергетический выигрыш в 2,5...2,6 дБ по сравнению с каскадным кодом РС + СК стандарта DVB-T. Код LDPC относится к классу линейных кодов, которые были введены Галлагером еще в 1962 г. По эффективности LDPC-коды близки к турбокодам, но при большой длине блока и малой кодовой скорости они их превосходят. Например, нерегулярный LDPC-код с длиной блока 10^7 бит и кодовой скоростью 0,5 позволяет приблизиться к границе Шеннона до сотой доли децибела [8]. Принятое в DVB-T2 кодирование приводит к отклонению от границы Шеннона менее чем на 1 дБ. При использовании введенной в стандарт модуляции 256-QAM пропускная способность ТВ-канала улучшается более чем на 30 %. Причем за счет выигрыша в помехоустойчивости от кодирования и вращения сигнального созвездия традиционный энергетический проигрыш в 6 дБ при переходе от 64-QAM к 256-QAM сокращается.

В стандарте добавлены два режима передачи $16k$ и $32k$ с размерностью массивов БПФ 2^{14} и 2^{15} и числом несущих около 14 и 28 тысяч соответственно. С введением этих режимов увеличивается крутизна спада спектра на краях полосы, снижается доля защитного интервала T_z при его абсолютном увеличении и обеспечивается большее расстояние между передатчиками одночастотной сети. Так, в режиме $32k$ расстояние между передатчиками SFN при $T_z/T_{\text{и}} = 1/8$ может составлять 134,4 км против 33,6 км в режиме $8k$ и том же $T_z/T_{\text{и}}$. Максимальное расстояние в 147 км возможно в режиме $32k$ при $T_z/T_{\text{и}} = 19/128$ и длительности ЗИ более 500 мкс. Однако увеличение числа несущих в пределах полосы ТВ-канала ведет к росту чувствительности системы к доплеровскому сдвигу частоты и повышению требований к точности ее синхронизации. Вместе с тем использование новых режимов и значений ЗИ позволяет решить проблему больших одночастотных сетей при эффективном использовании частотного ресурса в случае приема сигналов на стационарные направленные антенны.

В DVB-T2 предусмотрена также более рациональная передача служебной информации (пилот-сигналов) и более гибкая организация транспортного потока. Внутри одного физического канала могут формироваться логические каналы, которые на части несущих переносят требуемые услуги с определенными параметрами помехоустойчивого кодирования и модуляции.

Система мобильного цифрового телевизионного вещания (МЦТВ) стандарта DVB-H утверждена в 2004 г. под названием ETSI EN 302304. Она базируется на принципах стандарта DVB-T и служит для приема мультимедийной информации на ручные и портативные устройства (мобильные телефоны, ноутбуки, автомобильные приемники и др.) с размером экрана не более 1/4 CIF (разрешение 352×288 элементов). Причиной ее создания явилась необходимость организации устойчивого приема информации в различных условиях нахождения пользователей при высокой скорости их перемещения. Базовый стандарт хотя и предусматривает возможность мобильного вещания, однако не приспособлен к многочасовой работе абонентского приемника без подзарядки, сохранению надежной связи при пересечении границ зон обслуживания, работе в сложной электромагнитной обстановке и устойчивому приему на встроенные в устройство антенны. При этом немаловажно, чтобы вещательный контент был заранее адаптирован к просмотру изображений на небольшом экране (максимально предусмотрены крупные планы, исключена бегущая строка и т.д.).

В системах МЦТВ в основном используются QPSK-модуляция (16-QAM – реже), импульсный режим передачи с использованием IP-дейтаграмм и сжатие данных в формате MPEG-4. Кроме того, задействованы дополнительные способы защиты от ошибок, усложнена структура транспортного потока с возможностью динамической смены услуг, а также введена обязательная функция системы – электронный сервисный гид (ESG – Electronic Service Guide). Последнее решение направлено на реализацию интерактивных режимов с предоставлением информации по запросу пользователя.

На приемной стороне системы DVB-H осуществляется буферизация поступившей информации для ее воспроизведения в непрерывном режиме. Наличие чередующихся интервалов активности и воспроизведения позволяет сократить расход электроэнергии в приемнике и осуществить мягкое переключение абонентов при их перемещении из одной зоны обслуживания в другую. Система МЦТВ способна поддерживать более 20 программ в пакете с высоким качеством отображения информации на экране при общей скорости цифрового потока до 5 Мбит/с. Параллельно с программами мобильного вещания могут передаваться программы стандарта DVB-T. С использованием обратного канала сотовой связи возможна адресная и потоковая доставка информации на приемники пользователей. В настоящее время разрабатываются новые положения и рекомендации по совершенствованию параметров системы DVB-H и уже определены контуры стандарта второго поколения DVB-NGH.

1.2 Достоинства и недостатки систем МЦТВ

Системам цифрового наземного ТВ-вещания в отличие от аналоговых присущи следующие достоинства:

– высокая эффективность использования полосы радиоканалов при организации многопрограммного вещания;

- многовариантность режимов передачи и способов приёма на внешние и встроенные антенны;
- возможность вещания в форматах стандартной и высокой чёткости;
- снижение потребляемой электроэнергии и излучаемой мощности передающей станцией при равенстве зон покрытия;
- возможность построения экономных по использованию частотного ресурса синхронных сетей вещания.

В дополнение к этому системы DVB-T/T2, DTMB и ISDB-T обладают повышенной устойчивостью к многолучевому воздействию на приёмные устройства отражённых сигналов с разной амплитудой, фазой и временной задержкой. К числу причин, приводящих к ухудшению качества приёма (особенно при мобильном приёме в условиях разновысокой городской застройки), можно отнести межсимвольную интерференцию, селективные и медленные замирания. Противостояние помехам и межсимвольным искажениям (МСИ) в данных системах организовано посредством параллельного способа передачи низкоскоростных потоков данных с использованием частотного уплотнения ортогонально-модулированных несущих. Принятый метод многочастотной передачи сигналов относится к пассивному способу борьбы с быстрыми селективными замираниями и межсимвольной интерференцией и не требует изучения состояния радиоканала во время приёма.

К числу важных требований при реализации многочастотного способа передачи можно отнести: обеспечение высокой линейности тракта для снижения уровня переходных помех между сигналами, синхронную передачу всех модулированных несущих, эффективный и надёжный способ упаковки несущих в пределах выделенной полосы частот. Линейность тракта передачи обычно достигается использованием различных способов его линеаризации, синхронность передачи – объединением исходных данных в транспортные пакеты с добавлением к несущим пилот-сигналов, а эффективное формирование спектра многочастотного сигнала – применением метода ортогонального уплотнения сигналов.

Благодаря параллельной передаче исходной информации на N_n несущих длительность радиопосылок на каждой из них увеличивается в N_n раз, что по величине существенно превышает типовые значения задержек (до 5...7 мкс) отражённых сигналов в городских условиях вещания. В результате временной интервал поврежденных радиопосылок составляет незначительную часть от интервала, подлежащего интегрированию на приемной стороне, и это является основой для повышения достоверности приема.

Главными недостатками систем с многочастотным способом построения следует считать их чувствительность к нелинейности тракта передачи, возможным смещениям по частоте и флуктуациям фазы. При использовании многопозиционных видов модуляции сказывается различие между квазипиковыми и средними значениями мощностей радиопосылок, отношение которых характеризуется пик-фактором. Вследствие неидеальности амплитудной характеристи-

ки тракта передачи при прохождении многочастотного радиосигнала по усилительным каскадам возникают переходные шумы, потери в мощности и ухудшение энергетической эффективности радиолинии (на 6...8 дБ) по сравнению с одночастотным способом трансляций. При многочастотном способе передачи возрастает сложность построения устройств на приемной стороне, поскольку необходимо отслеживать и компенсировать частотную и фазовую нестабильности радиоспектра для сохранения условий ортогональности его компонент.

Независимо от используемого стандарта на этапе развертывания систем НЦТВ рассмотрению подлежит целый комплекс задач, связанных с использованием имеющейся инфраструктуры, выбором сценариев построения сети, выполнением процедур планирования и компьютерного моделирования зон обслуживания, разработкой норм и правовых актов.

К настоящему времени в большинстве действующих сетей НЦТВ преобладает открытый способ доставки пользователям сигналов многопрограммного ТВ-вещания в формате стандартной четкости с использованием сжатия видеосигналов по алгоритму MPEG-2/ MPEG-4. При этом наблюдается рост объема трансляций и видов предоставляемых услуг, переход к построению синхронных сетей и внедрению платных форм вещания.

2 СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ НЦТВ СТАНДАРТА DVB-T

2.1 Структурная схема тракта передачи и его базовые устройства

Общая концепция построения системы НЦТВ формата DVB-T определена Европейским стандартом EN 300744 [2], в котором регламентируются структура транспортного потока данных и правила канального помехоустойчивого кодирования, перемежения, модуляции и многочастотного способа передачи сигналов изображения, звука и дополнительных данных.

Основные положения стандарта, касающиеся транспортного и канального уровней, совпадают с принятыми решениями для спутниковых систем стандарта DVB-S [9]. Поэтому в данном подразделе процесс формирования транспортного потока и помехоустойчивого кодирования рассмотрен в кратком изложении.

Обобщенная структурная схема передающего тракта системы приведена на рисунке 2.1.

Структуру передающего тракта можно условно разделить на пять подсистем, которые выполняют следующие функции: кодирование источников входных сигналов (видео, аудио, данные); формирование транспортного потока с информационной скоростью данных V_{03} ; двухуровневое канальное кодирование с разными параметрами передачи (иерархический режим); формирование модуляционных КАМ и COFDM-символов; преобразование и передачи модулированных радиосигналов в диапазоне наземного ТВ-вещания [10].

В соответствии с рекомендациями стандартов семейства DVB исходный аналоговый видеосигнал приводится к формату RGB, матрицируется в яркостный (Y) и два цветоразностных сигнала (C_R и C_B), которые компонентно оцифровываются в 10-разрядных АЦП. Полученный цифровой видеосигнал имеет скорость данных 270 Мбит/с при размере кадра 4:3. Видеосигнал прореживается, приводится к формату 4:2:0 и подвергается компрессированию в цифровом видеокодере MPEG-2/ MPEG-4. Суть сжатия данных в видеокодере состоит в исключении межкадровой (временной), внутрикадровой (пространственной), психовизуальной и статистической избыточностей, содержащихся в сигнале. Скорость передачи видеоданных на выходе кодера MPEG-2 составляет от 1,5 до 15 Мбит/с.

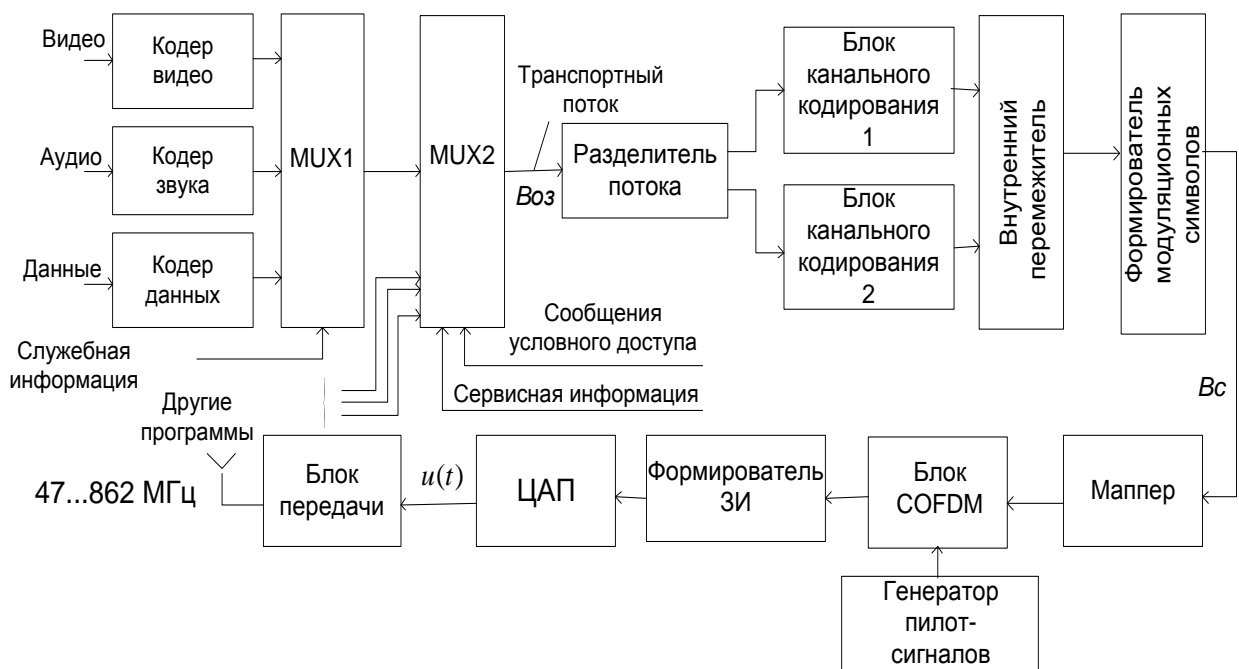


Рисунок 2.1 – Обобщённая структурная схема передающего тракта системы НЦТВ стандарта DVB-T

В кодере стандарта MPEG-4/H.264 имеет место в 1,8...2 раза более высокая эффективность сжатия, чем в MPEG-2. Поэтому многие страны, создавая системы НЦТВ, применяют MPEG-4/H.264, что позволяет повысить объем вещания и использовать единый способ компрессии при организации мобильного телевидения и телевидения высокой четкости (ТВЧ).

Аналоговый сигнал звука оцифровывается в кодерах сжатия Musicam или MPEG-2 и выходная скорость полученного цифрового сигнала на стереоканал составляет 192 или 256 кбит/с. Частоты дискретизации имеют значения 32; 44,1 или 48 кГц. Сжатие звуковой информации строится на использовании эффекта маскирования слабого сигнала сильными и на учёте особенностей человеческого слуха в распознавании тонов, отличающихся по частоте и амплитуде. В настоящее время для систем DVB разработаны стандарты на многоканальное звуковое

сопровождение, аналогичные Dolby Digital (DD5.1) или DTS (цифровая театральная сцена).

Полученные цифровые видео-, звуковые и дополнительные данные синхронно объединяются в программном мультиплексе MUX1, образуя на его выходе элементарный программный поток. Совокупность цифровых программ, поступивших от различных источников, объединяется в системном мультиплексе MUX2 в один транспортный поток в виде следующих друг за другом цифровых пакетов длиной по 188 байт. Каждый пакет принадлежит соответствующему элементарному потоку данных (видео, звук, данные). Первые 4 байта в пакете образуют заголовок пакета. Для правильного распознавания на приёме пакетов потока им присваиваются персональные идентификаторы (PID) и метки времени программы (PCR). В состав отдельных пакетов вносится специальная и сервисная информация в виде таблиц, а также сообщения контроля и разрешения на доступ к закрытым программам, частные данные и др. Все вспомогательные данные вносятся в цифровой поток через определённые интервалы времени и составляют 5...8 % от общего объёма полезных данных. Последующая обработка информации осуществляется циклически по 8 транспортных пакетов в цикле. Началом цикла является инверсное расположение бит в первом байте (синхробайте) заголовка.

Для обеспечения высокой энергетической эффективности системы в ней используется каскадное кодирование укороченным блочным кодом Рида – Соломона – РС (204, 188, $t = 8$) с относительной скоростью $R_{PC} = 188/204$ и свёрточным кодом несистематического кодирования с $R_{CK} = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$. Исправляющая способность кода РС составляет $t = 8$, что означает возможное исправление 8 байт в пакете из 204 байт. Базовая скорость свёрточного кода установлена $R_{CK} = 1/2$. Все другие значения получаются на выходе кодера путем перфорации (выкалывания) данных по определенному правилу. Избыточность при свёрточном коде составляет $I = 1 - R_{CK}$ и растет с уменьшением R_{CK} . Длина кодового ограничения кодера свёрточного кодирования установлена $K = 7$. Наибольший энергетический выигрыш возможен при $R_{CK} = 1/2$, наименьший – при $R_{CK} = 7/8$. Однако с уменьшением R_{CK} и, следовательно, с ростом избыточности уменьшается информационная скорость передачи полезных данных в пределах полосы канала.

Обычно до процедуры блочного кодирования используется рандомизация (скремблирование), а между процедурами кодирования – перемежение (интерливинг) по схеме Форни с глубиной перемежения $I = 12$. Рандомизация привносит в транспортный поток псевдослучайность и как результат – дисперсию (рассредоточение) энергии излучаемого передатчиком радиосигнала и высокую надёжность выделения тактовой частоты на приёме. В скремблере используется 15-разрядный генератор псевдослучайной последовательности с порождающим полиномом вида $G(x) = 1 + x^{14} + x^{15}$ [2]. Состояние ячеек генератора устанавли-

вается внешней инициализирующей последовательностью. Синхробайт (01000111) транспортного пакета не скремблируется.

Процедура перемежения состоит в перестановке байт в транспортных пакетах и служит для борьбы с образованием пакетных ошибок длиной не более байта при воздействии помех. Задержка в ветвях перемежителя-деперемежителя 11×17 байт, глубина их перестановки – 12 байт. Синхробайты не подвергаются перемежению и проходят через перемежитель с нулевой задержкой [2].

В результате применения перемежения и двухступенчатого каскадного кодирования исправляющая способность приемника такова, что при наличии на его входе $P_{\text{ош}} = 7 \cdot 10^{-2}$ после декодера максимального правдоподобия Витерби $P_{\text{ош}} = 2 \cdot 10^{-4}$, а после декодера Рида – Соломона $P_{\text{ош}} \leq 10^{-11}$. Эта величина соответствует квазибезошибочному приему, поскольку при скорости данных транспортного потока в 30 Мбит/с совершается одна ошибка за час.

Рассмотренные выше первые подсистемы тракта передачи (до процесса модуляции) являются общими для всего семейства систем формата DVB. Ниже представлены характерные отличия в структуре построения и функционирования устройств системы наземного ТВ-вещания.

2.2 Особенности построения и функционирования тракта передачи системы DVB-T

В отличие от передающих трактов систем цифрового спутникового (DVB-S) и кабельного (DVB-C) вещания в состав тракта НЦТВ включены новые решения, способные повысить надежность передачи данных в условиях многолучевого распространения и обеспечить гибкое изменение параметров и режимов передачи в зависимости от характеристик канала и способов приема.

Новыми решениями в тракте передачи являются два параллельных канала помехоустойчивого кодирования, называемые каналами высокого и низкого приоритетов. С их помощью организуется иерархический (приоритетный) режим передачи, при котором обеспечивается разная степень защиты передаваемых сигналов в зависимости от способов приёма. Наряду с выбором скорости кодирования возможен выбор вариантов расстановки групп точек сигнального созвездия при модуляции. Один из вариантов – равномерное распределение всех точек сигнального созвездия, два других – неравномерное их распределение с двумя возможными коэффициентами неравномерности $\alpha = 2$ и $\alpha = 4$. При иерархическом режиме из двух QPSK – потоков с разным приоритетом формируется выходной сигнал 16-QAM с четырьмя битами в символе, а из потоков QPSK и 16-QAM – сигнал 64-QAM с шестью битами в символе. Поток с высоким приоритетом предусматривает модуляцию QPSK и высокую кодазащиту. Он используется для организации мобильного приёма в расширенной зоне обслуживания. Таким образом по тракту могут передаваться две версии одной программы или две разные программы.

Для дополнительной борьбы с возможным образованием блочных искажений, которые снижают исправляющую способность декодеров РС, стандартом предусмотрено внутреннее битовое и каналное посимвольное перемежение (рисунок 2.2). Перемежение бит осуществляется по отдельным ветвям в пределах блоков длиной по 126 бит. Число параллельных ветвей перемежения бит устанавливается в зависимости от кратности m используемого вида модуляции. При QPSK задействовано две ветви, при 16-QAM – четыре, при 64-QAM – шесть. В каждой ветви схема перемежения бит различна. В режиме $2k$ на интервале в 1512 бит используется 12 блоков по 126 бит, а в режиме $8k$ на интервале в 6048 бит используется 48 блоков по 126 бит.

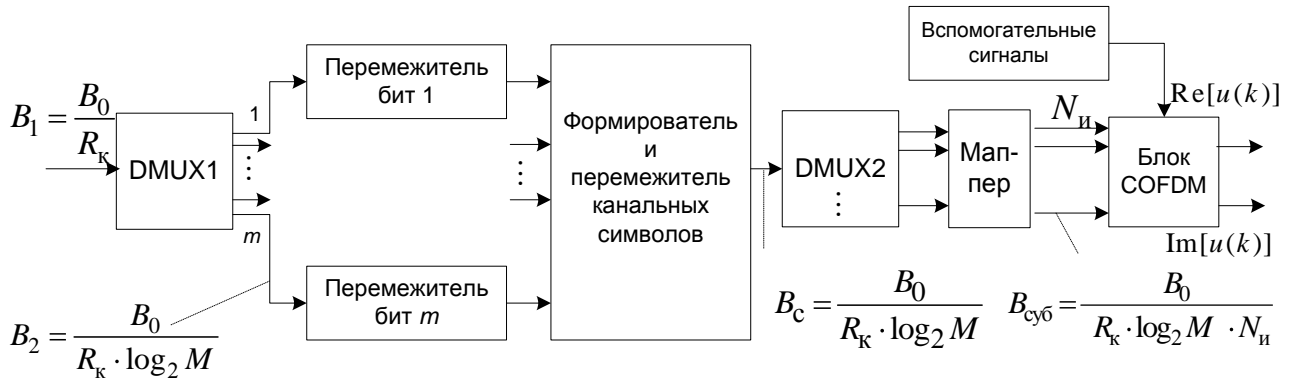


Рисунок 2.2 – Блок канальных преобразований

В формирователе символов осуществляется объединение $m = \log_2 M$ бит в символы путём поочерёдного считывания из каждой ветви по биту. Символы, или по-другому, кортежи, содержащие в себе 2, 4 или 6 бит, получили название модуляционных (канальных) символов форматов QPSK, 16-QAM, 64-QAM.

Скорость передачи канальных символов составляет

$$B_c = B_0 / R_k \cdot \log_2 M = B_{03} (1 + T_3 / T_u) / R_k \cdot \log_2 M, \text{ симв./с}, \quad (2.1)$$

где B_0 , B_{03} – скорость передачи данных потока при отсутствии и наличии в системе защитных интервалов соответственно.

Сформированные канальные символы длительностью $T_c = 1/B_c$ подвергаются последующей перестановке по определённому закону, причем процедуры перемежения символов в режимах $2k$ и $8k$ осуществляются по-разному. Перемежение символов повышает защиту от селективных помех и является эквивалентом частотного перемежения несущих. В результате перемежения следующие друг за другом канальные символы не передаются на соседних несущих многочастотного сигнала, а разносятся в соответствии с алгоритмом перемежения.

Поток символов со скоростью B_c поступает на демультиплексор DMUX2. В нём производится преобразование данных из последовательного кода в параллельный, т. е. осуществляется распараллеливание потока на субпотoki.

Число субпотоков в режиме $2k - 1512$, в режиме $8k - 6048$. Скорость символов в субпотоках ниже, чем на входе DMUX, в $N_{и}$ раз, а их длительность в $N_{и}$ раз больше, т. е. $T_{и} = T_c \cdot N_{и}$, где $T_c = 1/B_c$; $N_{и}$ – число информационных субпотоков. Группа несущих частот, которая переносит все КАМ-символы в параллельных субпотоках, названа символом COFDM. Общее число входных информационных бит, образующих полезную часть COFDM-символа, в зависимости от используемой кратности модуляции m составляет $m \cdot N_{и}$. В режиме $8k$ каждый COFDM-символ переносит в 4 раза большее число бит, чем в режиме $2k$.

Благодаря снижению скорости данных в субпотоках снижается влияние межсимвольной интерференции на достоверность приема сигналов. Это объясняется малым временем задержки эхо-сигналов на радиолиниях по сравнению с длительностью $T_{и}$ и величиной интервала интегрирования в приемнике. Для режима $8k$ типовые значения задержек эхо-сигналов на радиолиниях внутри города составляют $0,8...3\%$ от $T_{и} = 896$ мкс.

В маппере (раскладчике) на программном уровне производится представление КАМ-символов векторными величинами, отображающими в комплексной форме точки сигнальных созвездий для выбранного способа модуляции. В процессоре блока COFDM реализуется процедура модуляции гармонических сигналов, заданных массивом дискретных значений. Как будет показано ниже, результат модуляции связан с каждым номером дискретного отсчета и номером гармоники.

Образованные в частотной области спектры модулированных сигналов являются узкополосными и симметричными (рисунок 2.3). Их амплитуда зависит от кратности модуляции и состава бит в КАМ-символах.

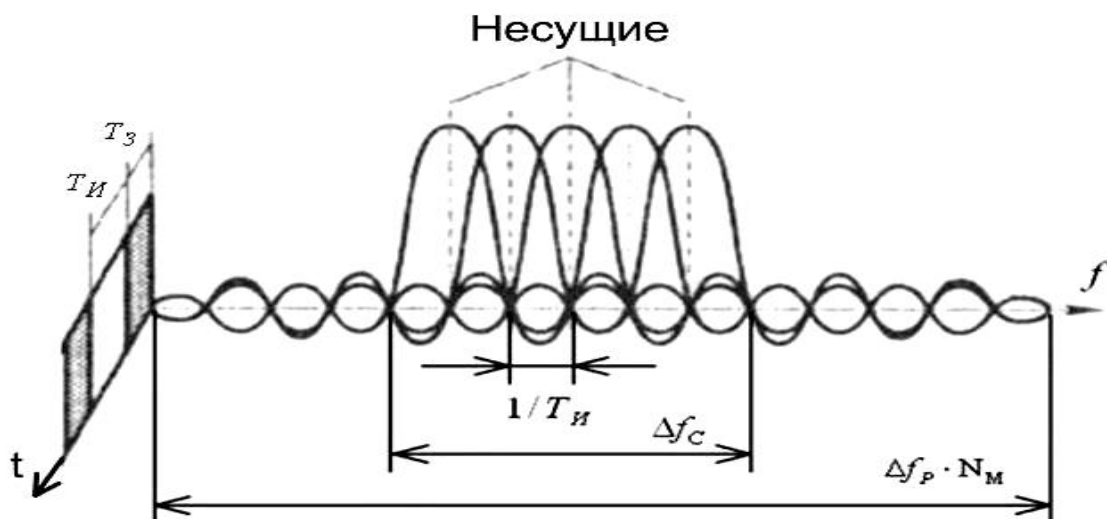


Рисунок 2.3 – Сигнал OFDM в координатах «время – частота»

Ортогональность этих спектров обеспечивается благодаря выбору частотного разнеса между сигналами (несущими) из условия

$$\Delta f_p = 1/T_{\text{и}} = B_c / N_{\text{и}}, \quad (2.2)$$

где $T_{\text{и}}$ – длительность полезной части COFDM-символа.

Поскольку частоты всех несущих $f_i = i \cdot \Delta f_p$ кратны Δf_p , то на длительности $T_{\text{и}}$ одного COFDM-символа укладывается целое число периодов каждой несущей. Это условие характеризует точную расстановку несущих между собой. Данная расстановка несущих с шагом Δf_p должна соблюдаться также и на приемной стороне, что гарантирует ортогональность спектров модулированных сигналов.

Принцип ортогональности функций представляется в виде

$$\int_0^{T_{\text{и}}} \cos(2\pi kt / T_{\text{и}}) \times \cos(2\pi nt / T_{\text{и}}) dt = \begin{cases} 0, k \neq n, \\ T_{\text{и}} / 2, k = n. \end{cases} \quad (2.3)$$

При выполнении условия (2.3) спектры отдельных модулированных сигналов линейно независимы и не оказывают влияния друг на друга. По сравнению с фильтровым способом принятое ортогональное уплотнение сигналов более эффективно в части использования полосы частот, поскольку отсутствуют защитные интервалы между разделяемыми спектрами. Переход от одночастотного способа передачи к многочастотному при равных скоростях передаваемых данных не изменяет символьную скорость передачи B_c и, следовательно, минимальную ширину полосы, занимаемую сигналом. При этом скорость затухания общего спектра многочастотного сигнала, образованного из спектров отдельных модулированных несущих, становится существенно выше, чем у одночастотного. Групповой спектр очень близок к прямоугольному. Причем скорость убывания спектральной плотности сигнала на краях полосы тем заметнее, чем большее число несущих задействовано в COFDM-символе. Именно это обстоятельство стало основанием для увеличения числа несущих в системе второго поколения DVB-T2 путем добавления режимов $16k$ и $32k$.

В системах DVB-T кроме основной информации передаются также на дополнительных несущих пилот-сигналы и сигналы о параметрах вещания (TPS – Transmission Parametr Signalling). В общей совокупности в COFDM-символе с учетом основных и вспомогательных данных в режимах $8k$ и $2k$ содержится $N_{\Sigma} = 6817$ и $N_{\Sigma} = 1705$ несущих соответственно. Причем 68 COFDM-символов образуют кадр, а 4 кадра – суперкадр.

Стандартом DVB-T предусмотрено два типа пилот-сигналов:

- постоянные пилот-сигналы, которые передаются на одних и тех же определенных несущих;
- «рассеянные» пилот-сигналы, которые рассредоточены по псевдослучайному принципу между полезными несущими (по частоте и времени) кадра.

Первый тип пилот-сигналов служит для синхронизации приёмника и оценки фазовых шумов в канале, второй – для определения характеристик ра-

диоканала с изменяющимися в процессе передачи значениями амплитуд и фаз сигналов.

Пилот-сигналы имеют повышенный уровень мощности в 16/9 раз, т. е. на 2,5 дБ выше уровня полезных несущих, и они модулируются псевдослучайной бинарной последовательностью. Эта последовательность вырабатывается в генераторе ПСП, выполненном на 11 ячейках памяти с однобитовой задержкой и внешней инициализацией (рисунок 2.4). Работа генератора ПСП описывается полиномом $G(x) = x^{11} + x^9 + 1$.

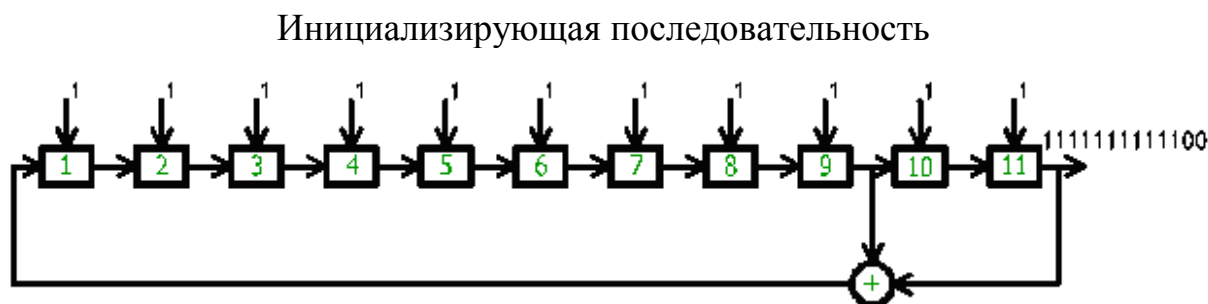


Рисунок 2.4 – Генератор псевдослучайной последовательности

Режим генератора ПСП инициализирован так, что первый его выходной бит совпадает с первой активной несущей из множества N_{Σ} .

Правило модуляции пилот-сигналов следующее:

$$\operatorname{Re}(\dot{z}) = (4/3) \cdot 2 \cdot (0,5 - W_i);$$

$$\operatorname{Im}(\dot{z}) = 0,$$

где W_i – цифровая последовательность.

Сигналы о параметрах передачи содержат сведения об установленных в передатчике НЦТВ режимах его работы и выбранных параметрах излучения. На приемную сторону передаются следующие сообщения:

- вид модуляции (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) и значения коэффициентов неравномерности созвездия в иерархическом режиме (коэффициент α , равен 2 или 4);

- скорость сверточного кода;

- относительная величина защитного интервала (1/4; 1/8; 1/16; 1/32);

- режим передачи ($8k$, $2k$);

- способ передачи (неиерархический, иерархический) и уровень принятой иерархии;

- номер кадра в суперкадре.

Сведения о параметрах в режиме $8k$ передаются на 68, а в режиме $2k$ – на 17 несущих с помощью дифференциальной двоичной ФМ. По принятым параметрам передачи осуществляется быстрая настройка приемников.

В COFDM-устройстве модуляция полезных и вспомогательных несущих выполняется в процессоре на программном уровне с привлечением эффективного алгоритма дискретного быстрого преобразования Фурье (ДБПФ) с размер-

ностью массивов данных $N_M = 2^{13}$ и $N_M = 2^{11}$ для режимов $8k$ и $2k$ соответственно. Использование массивов данных с основанием 2 позволяет за счет временного и частотного прореживания при ДБПФ сократить число вычислительных операций над комплексными числами (умножение + сложение) в $\frac{N_M}{\log_2 N_M}$ раз. При $N_M = 2^{13} = 8192$ обеспечивается выигрыш в вычислениях в 630 раз. Выполняемые в блоке COFDM вычисления соответствуют процедуре обратного дискретного преобразования Фурье совокупности КАМ-символов. Эта процедура состоит в определении дискретных значений искомого напряжения по комплексным значениям КАМ-символов и известным дискретным значениям гармоник. В результате преобразований осуществляется переход из частотной области представления сигналов во временную [11].

Комплексная огибающая одного COFDM-символа длительностью $T_{\text{и}}$ с N_M несущими представляется выражением

$$\dot{i}(t) = \sum_{i=0}^{N_M-1} \dot{z}_i \cdot \exp \left[j2\pi \frac{i}{T_{\text{и}}} (t - t_k) \right], \quad (2.4)$$

где t_k – время начала символа, причем $t_k \leq t \leq t_k + T_{\text{и}}$;

N_M – размерность массива ДБПФ;

\dot{z}_i – комплексное значение КАМ-символа, характеризующее начальную фазу и амплитуду i -й несущей в соответствии с видом модуляции и составом бит в символе.

Для несущих, не участвующих в передаче ($N_M - N_{\Sigma}$), но задействованных в процедуре ДБПФ, значения \dot{z}_i равны нулю. Число несущих в COFDM-символе меньше размерности массива ДБПФ.

Принимая во внимание, что при ДБПФ вычисления производятся в дискретные интервалы времени $t_l = t_k + k \cdot T$ с периодом дискретизации $T = T_{\text{и}} / N_M$, то значения отсчетов комплексной огибающей COFDM-символа составляют

$$\dot{i}(k) = \sum_{i=0}^{N_M-1} \dot{z}_i \cdot \exp \left[j2\pi \frac{i \cdot k}{N_M} \right], \quad (2.5)$$

где i – номер гармонической частоты (несущей), $i = 0, 1, 2, \dots, N_M-1$;

k – номер шага дискретизации, $k = 0, 1, 2, \dots, N_M-1$.

Из выражения (2.5) следует, что при определении значений отсчетов $\dot{i}(k)$ комплексной огибающей достаточно использовать номера гармонических частот и их отсчеты без привязки к действительному масштабу времени и частоты.

В выражении (2.5) искомые отсчеты выходного напряжения на интервале $T_{\text{и}}$ являются линейными комбинациями (суммами с некоторыми комплексными

множителями) исходных значений \dot{z}_i . При этом множителями служат дискретные отсчеты гармоник, заданные в виде массива данных.

В матричной форме выражение (2.5) представляется в виде

$$|\dot{U}| = |\dot{W}| \cdot |\dot{Z}|, \quad (2.6)$$

где $|\dot{U}|$ – матрица-столбец, или вектор временных отсчетов выходного напряжения;

$|\dot{W}|$ – квадратная матрица Фурье преобразования с комплексными коэффициентами $\dot{W}_{k,i}$;

$|\dot{Z}|$ – матрица-столбец, или вектор исходных комплексных значений КАМ-символов.

Общая формула для элемента матрицы $|\dot{W}|$, расположенного в k -й строке и i -м столбце, выглядит так:

$$\dot{W}_{k,i} = \exp \left[j2\pi \frac{(k-1) \cdot (i-1)}{N_M} \right], \quad 1 \leq k \leq N_M, 1 \leq i \leq N_M. \quad (2.7)$$

Все операции, связанные с получением цифровых отсчетов на выходе блока COFDM, выполняются в цифровых устройствах.

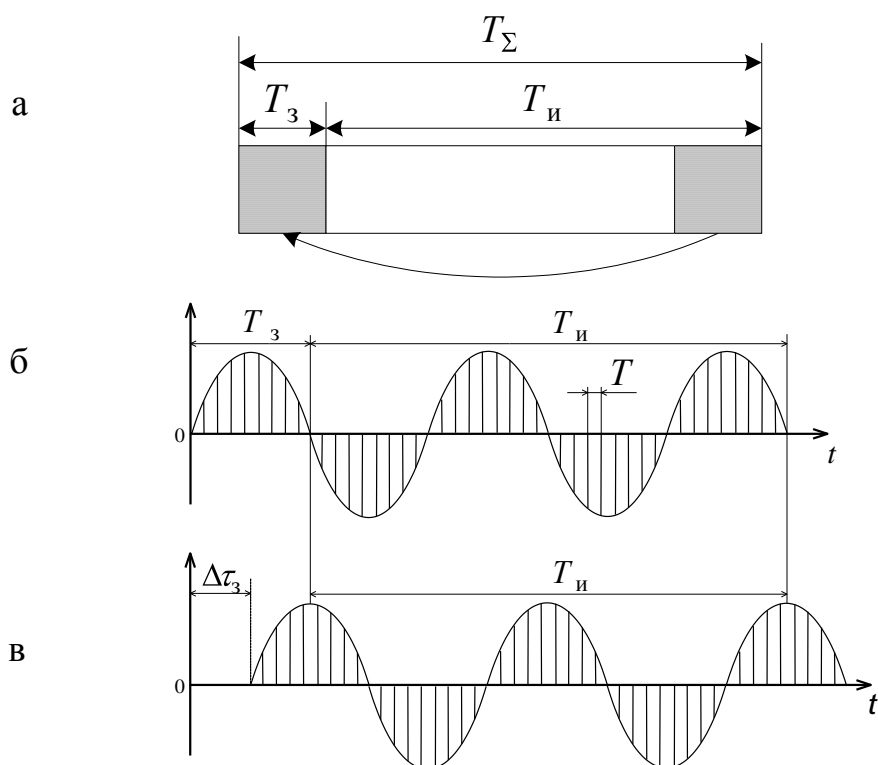
Для эффективной борьбы с межсимвольными искажениями, которые становятся значимыми при мобильном приеме, а также при работе в одночастотной сети SFN, стандартом предусмотрен ввод между COFDM-символами защитных интервалов (ЗИ) длительностью T_3 . В зависимости от условий работы системы и предполагаемых зон обслуживания SFN рекомендуется использовать следующие относительные значения ЗИ:

$$T_3 / T_{\text{и}} = 1/4, 1/8, 1/16, 1/32.$$

Защитные интервалы длительностью T_3 являются копией последней части дискретных отсчетов комплексной огибающей выходной функции. Сигнал на участке ЗИ принято называть циклическим префиксом. Общая длительность символа с учётом ЗИ составляет $T_{\Sigma} = T_{\text{и}} + T_3$ (рисунок 2.5, а). Практически защитный интервал формируется переносом (дублированием) последней части отсчетов $i(k)$, размещенных на интервале T_3 , в начало отсчетов комплексной огибающей COFDM-символа.

Введение ЗИ для борьбы с многолучевостью, возникающей в зоне обслуживания, улучшает достоверность приёма. При этом T_3 выбирается тем большим, чем большее разнесение требуется между передатчиками одночастотной сети. Однако из-за наличия ЗИ возрастает затрачиваемая энергия передатчика в $(1 + T_3 / T_{\text{и}})$ раз и снижается скорость передачи информационных данных в соответствии с формулой

$$B_{\text{оз}} = B_0 / (1 + T_3 / T_{\text{и}}). \quad (2.8)$$



а – общее представление; б – прямой сигнал; в – отраженный сигнал
Рисунок 2.5 – COFDM-символ с защитным интервалом

Если время задержки эхо-сигналов $\Delta\tau_з$ и переходных процессов в тракте находятся в пределах длительности $T_з$, то межсимвольные искажения не оказывают влияния на приём, так как все ЗИ между COFDM-символами устраняются на приёмной стороне и не участвуют в процессе обработки данных. Интервал интегрирования приемника соответствует только длительности $T_и$.

Как отмечалось ранее, для обеспечения ортогональности модулированных несущих необходимо, чтобы на интервале $T_и$ укладывалось целое число периодов дискретных колебаний с частотами $f_i = i \cdot \Delta f_p$. Это условие будет соблюдаться и для отраженных сигналов с задержкой, не превышающей $T_з$, поскольку в пределах ЗИ присутствует фрагмент копии базового колебания, который сопрягается с началом базового колебания без скачков по фазе или амплитуде (рисунок 2.5, б).

В результате на интервале интегрирования $T_и$ будет укладываться целое число периодов колебаний для заданной несущей. При $\Delta\tau_з \geq T_з$ ортогональность компонент частотного спектра на приёмной стороне нарушается. На интервале интегрирования $T_и$ уже не укладывается целое число периодов колебаний и отличие от целого периода составляет $\Delta\tau_з - T_з$.

Чтобы получить на выходе передатчика радиосигнал в полосе требуемого ТВ-канала, после рассмотренных процедур осуществляются цифроаналоговые преобразования и НЧ-фильтрация для действительной и мнимой

частей цифровых отсчетов комплексной огибающей (рисунок 2.6). Затем в смесителях См 1 и См 2 производится перемножение полученных после ЦАП и ФНЧ аналоговых низкочастотных спектров в I- и Q-каналах на гармонические колебания (синфазное и квадратурное) с промежуточной (опорной) частотой $f_{оп}$, обычно равной 36,125 МГц.

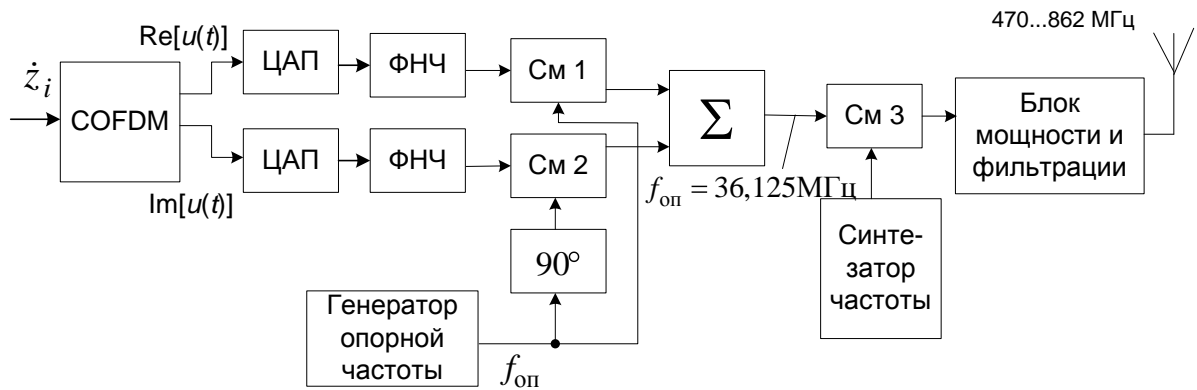


Рисунок 2.6 – Структурная схема подсистемы формирования радиосигнала

В смесителе См 3 с помощью перестраиваемого синтезатора частоты производится перенос модулированного радиосигнала с промежуточной частоты на требуемую несущую ТВ-канала для последующего усиления и излучения антенной. Полоса частот передаваемого радиосигнала, содержащего N_{Σ} несущих, составляет $\Delta f_c = \Delta f_p \cdot N_{\Sigma}$ и укладывается в пределах ширины полосы ТВ-канала, равной 8, 7 или 6 МГц в зависимости от принятого стандарта для страны. Причем значения Δf_c и Δf_p пропорционально изменяются с изменением полосы канала.

Синтезатор частоты должен обладать требуемым диапазоном перестройки, низким уровнем фазовых шумов и высокой стабильностью частоты настройки. Долговременная стабильность несущей составляет ($\pm 200 \dots \pm 500$) Гц в течение 6 месяцев.

В выходном блоке мощности передаваемого радиосигнала реализуются линейная и нелинейная коррекция параметров сигнала, его усиление по мощности и частотная селекция с помощью высокодобротных фильтров. Благодаря фильтрации обеспечиваются требуемые нормы на допустимые уровни внеполосного излучения, которые определены спецификацией DVB-T и представлены в ней в виде спектральных масок [2].

Корректирующие устройства служат для снижения нелинейных и частотных искажений, которые вносятся в многочастотный сигнал устройствами передающего тракта. Для коррекции нелинейных искажений в новых моделях передатчиков используют цифровые корректоры как более точные и стабильные во времени по сравнению с аналоговыми. В ряде решений применяется адап-

тивная коррекция, сущность которой состоит в контроле характеристик выходного сигнала для вычисления параметров управления устройством коррекции.

Наиболее простым способом улучшения линейности АХ и параметров выходных устройств передатчиков является использование принципа суммирования мощностей отдельных твердотельных модулей (с $P_{\text{вых}} = 25 \dots 50$ Вт). Модули выполняются на транзисторах и имеют лучшую линейность по сравнению с электровакуумными приборами. Выходная мощность производимых и поставляемых для НЦТВ передатчиков составляет 0,2...5 кВт. В синхронных сетях выходная мощность передатчиков требуется меньшей (0,2...0,5 кВт), чем в многочастотных. Величина мощности определяется как среднеквадратичное значение в пределах полосы ТВ-канала.

2.3 Принципы модуляции при формировании COFDM- символов

Как следует из представленного выше анализа построения и работы передающего тракта системы, в нем использованы принципиально новые положения в части формирования модулированного многочастотного сигнала. Благодаря принятой концепции COFDM-модуляции достигается эффективная передача сигналов многопрограммного вещания в условиях шумов, многолучевости и помех.

В отличие от систем аналогового вещания в цифровых системах стандарта DVB-T есть возможность изменять состав программ, виды модуляции, исправляющую способность, полосу пропускания и величину защищенности от помех и эхо-сигналов.

Рабочий режим передающей станции можно устанавливать оптимально в зависимости от объема вещания, особенностей зон обслуживания, способов приема, характеристик приемных устройств, условий распространения сигналов и др.

Для реализации большинства из указанных возможностей в системах НЦТВ используются программные методы получения пакета модулированных несущих с тремя первичными видами модуляции: QPSK, 16-QAM, 64-QAM.

В обычных устройствах квадратурной модуляции с одной несущей выходной радиосигнал получается путем геометрического сложения амплитуд модулированных радиопосылок двух каналов с одинаковыми значениями частот и разными значениями фаз. Результирующие амплитуды радиопосылок при QPSK постоянны, при M-QAM – различны и зависят от состава бит в символах.

В процессе модуляции входной цифровой поток данных демультиплексируется на два субпотока, в каждом из которых с помощью ЦАП формируется сигнал с числом уровней $L = \sqrt{M}$. Численные значения возможных уровней $l_i = (2 \cdot i - 1 - m)$ зависят от кратности модуляции $m = \log_2 M$, где $i = 1, 2 \dots m$. Причём каждый уровень отображает определённое сочетание бит в группе, состоящей из $m/2$ бит. Например, при $M = 16$ кратность модуляции $m = 4$, уровни имеют значения $\pm 1, \pm 3$ и каждый уровень определён двумя битами информа-

ции. Поскольку при квадратурной модуляции задействованы два канала и две ортогональные несущие, переносящие $m/2$ бит информации, то после их сложения результирующая радиопосылка переносит m бит информации.

В системе НЦТВ стандарта DVB-T аппаратная реализация квадратурных модуляторов заменяется программной. Модулирующие КАМ-символы, состоящие из m бит, представляются в виде комплексных значений $\dot{Z} = Z_I + j \cdot Z_Q$. Их вещественная и мнимая части характеризуют соответствующие уровни l_i для I и Q компонент сигнальных созвездий. Например, для 16-КАМ символ вида 0001 представляется как $\dot{Z} = 3 + j$ (рисунок 2.7), где $Z_I = 3$ и $Z_Q = 1$. По комплексному символу \dot{Z} рассчитывается амплитуда $Z = \sqrt{Z_I^2 + Z_Q^2}$ и фаза $\varphi = \arctg [\text{Im}(Z)/\text{Re}(Z)]$ модулированного сигнала. В примере амплитуда $Z = \sqrt{10}$, фаза $\varphi = \arctg 1/3 \approx 18^\circ$.

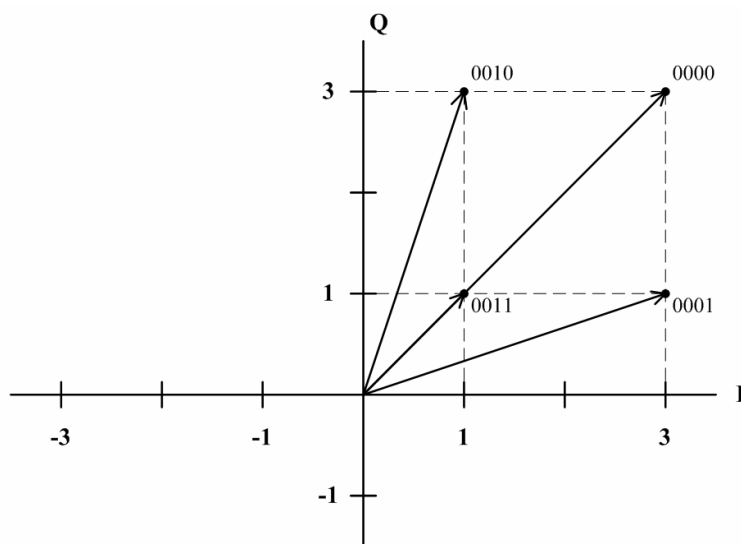


Рисунок 2.7 – Фрагмент векторной диаграммы 16-QAM

Для усреднения значений выходной мощности при использовании разных видов модуляции стандартом DVB-T предусмотрено нормирование комплексных величин КАМ-символов. Для этого осуществляется деление амплитуды $|Z|$ на корень квадратный из средней энергии радиопосылок $\sqrt{E_{\text{cp}}}$ соответствующих видов модуляции.

При использовании неиерархического режима передачи:

$$\sqrt{E_{\text{cp}}} = \sqrt{\frac{2}{3} (M - 1)}. \quad (2.9)$$

Согласно выражению (2.9), для $M = 4$; 16; и 64 значения $\sqrt{E_{\text{cp}}}$ составляют $\sqrt{2}$; $\sqrt{10}$ и $\sqrt{42}$ соответственно. В частности, при $M = 16$ и $Z = \sqrt{10}$ нормализованная амплитуда $Z_{\text{н}} = 1$. В иерархическом режиме передачи для сигналь-

ных созвездий с коэффициентами $\alpha=2$ и $\alpha=4$ значения $\sqrt{E_{cp}}$ равны $\sqrt{20}$; $\sqrt{52}$ для модуляции 16-QAM и $\sqrt{60}$; $\sqrt{108}$ для модуляции 64-QAM.

2.4 Структурная схема передающего комплекса НЦТВ

На рисунке 2.8 представлен вариант структурной схемы передающего комплекса многопрограммного цифрового вещания. В соответствии со структурой построения комплекса вещание организуется на двух несущих частотах ДМВ-диапазона с передачей на каждой из них по одному цифровому пакету программ.

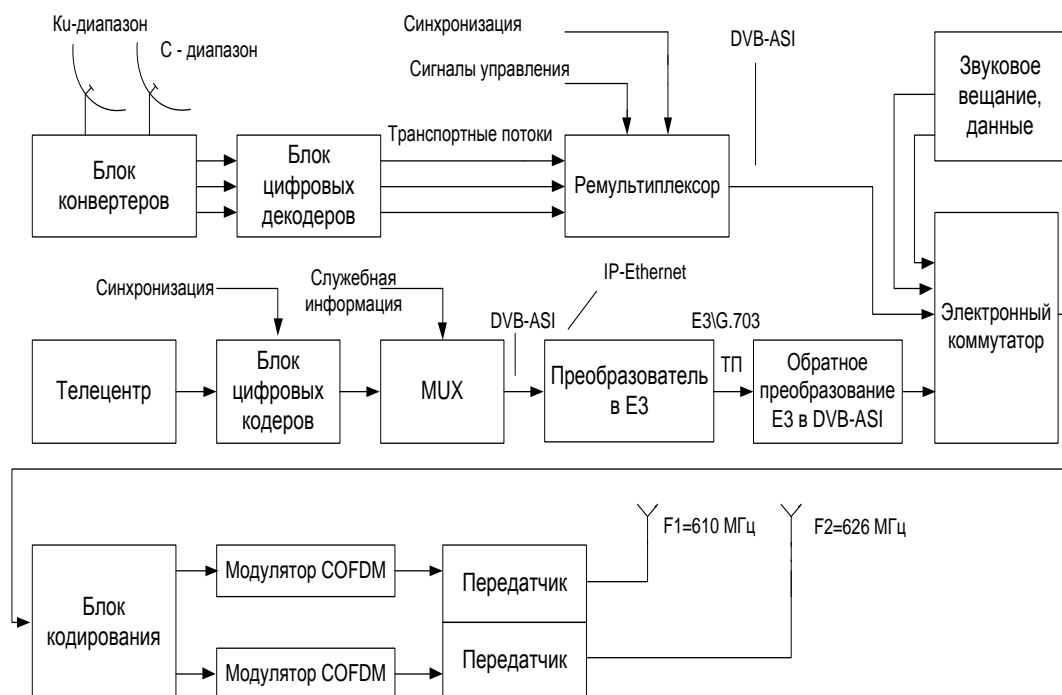


Рисунок 2.8 – Структурная схема передающего комплекса

Подлежащие передаче программы формируются как на телецентре, так и дополнительно принимаются (в месте трансляций) со спутников в Ku- и С-диапазонах частот. Сигналы с ИСЗ конвертируются, демодулируются, декодируются и поступают на ремультимплексор. В нем, по указаниям оператора сети, из принятых цифровых пакетов формируется транспортный поток с необходимым программным наполнением и цифровым сжатием видеоданных в формате MPEG-4/H.264. В ремультимплексоре также осуществляется снятие кодировки с закрытых программ, замена служебной информации, транскодирование форматов сжатия и др. В результате в цифровом пакете размещается 9...10 ТВ-программ при расчетной скорости передачи данных 27...30 Мбит/с и скорости на программу 3 Мбит/с. С выхода ремультимплексора транспортный поток поступает на матричный электронный коммутатор.

Все программы, полученные на телецентре, подвергаются цифровому кодированию по стандарту MPEG-4/H.264 и мультиплексируются в транспортный поток типа DVB-ASI или IP-Ethernet. Этот поток со скоростью данных около 30 Мбит/с поступает по проводной (обычно ВОЛС) или радиорелейной линии на электронный коммутатор передающей станции. Длина соединительной линии определяется удаленностью телецентра от точки трансляции. Кроме того, на коммутатор поступают дополнительные потоки звукового вещания и данные пользователей [12].

Образованный суммарный цифровой поток в соответствии с требованиями стандарта DVB-T подвергается помехоустойчивому кодированию, 3-ступенчатому перемежению, демультимплексированию на субпоток, COFDM-модуляции, цифроаналоговому преобразованию и передаче на выделенных частотах.

Передачики DVB-T обычно построены по модульному принципу, оснащены элементами защиты от перегрузок, имеют компенсаторы нелинейных искажений, используют транзисторные усилители мощности и воздушную систему охлаждения.

3 ВЗАИМОСВЯЗЬ МЕЖДУ ПАРАМЕТРАМИ СИСТЕМЫ НЦТВ

3.1 Основные параметры системы

В системах НЦТВ стандарта DVB-T предусматривается значительное число параметров, которые могут быть выбраны в процессе планирования, организации и эксплуатации сети. Их выбор определяется конкретными задачами, которые решает система. К числу основных параметров, с помощью которых устанавливаются соответствующие режимы передачи, относятся:

- вид модуляции (QPSK, 16-QAM, 64-QAM);
- относительная скорость свёрточного кодирования ($1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$);
- относительная длительность защитного интервала ($1/4, 1/8, 1/16, 1/32$);
- эффективная излучаемая мощность передатчика;
- полоса частот канала, выделяемая для передачи (8, 7, 6 МГц);
- информационная скорость цифрового потока (4,98...31,67 Мбит/с);
- номинальное значение частоты несущей радиоканала (65...862 МГц);
- режим передачи в зависимости от числа несущих в COFDM-символе ($8k - 6817$ несущих, $2k - 1705$ несущих);
- схемы объединения потоков при иерархическом режиме передачи (QPSK + QPSK в 16-QAM, QPSK+16-QAM в 64-QAM).

К числу параметров, которые необходимо принять во внимание на приеме, относятся:

- высота подвеса приёмной антенны (10 м – стационарный приём, 1,5 м – портативный или мобильный приём);
- тип антенны (направленная – при стационарном приёме, ненаправленная – при портативном и мобильном приёмах);

- значения отношения мощности несущей к мощности шума для различных методов модуляции и способов кодирования;
- коэффициент шума абонентского приёмника (5...7 дБ);
- потери в фидере приёмника и стенах зданий;
- процент мест уверенного приёма (70 или 95 %);
- этаж, на котором осуществляется портативный приём сигналов НЦТВ;
- допустимая вероятность ошибок на выходе декодера Витерби;
- способ организации стационарного приёма (с внешним антенным усилителем или без него);
- тип канала передачи (Гаусса, Райса, Релея);
- скорость движения транспортного средства при мобильном приёме.

3.2 Анализ параметров многочастотных сигналов

Режимы многочастотной передачи сигналов. В системах НЦТВ стандарта DVB-T используются два режима передачи – $2k$ и $8k$, которые обеспечивают различные показатели по степени защиты от многолучевости, разнесению между передающими станциями в синхронных сетях и допустимой скорости перемещения при мобильном приеме. В стандарте DVB-H дополнительно введен режим $4k$. Число субпоток в режиме $8k$ в 4 раза больше, чем в режиме $2k$ и, следовательно, в 4 раза больше длительность защитного интервала. Как следствие этого, в режиме $8k$ выше устойчивость к изменяющимся во времени параметрам среды, поскольку большая длительность ЗИ позволяет вести прием при большем времени задержки сигналов (переотражений). Но увеличение защитного интервала T_z , который исключается на приемной стороне, уменьшает информационную скорость передачи данных. Кроме того, в режиме $8k$ из-за близости соседних несущих выше чувствительность системы к смещениям частоты и фазы. Это становится заметным при мобильном приеме с высокой скоростью движения, когда возникает доплеровский сдвиг частоты, изменяющий частотный спектр и ортогональность его компонент на приеме. Величина доплеровского сдвига зависит от частоты передачи, скорости и направления движения объекта:

$$\Delta f_{\text{доп}} = f_{\text{раб}} \cdot \frac{v}{c} \cdot \cos\varphi, \quad (3.1)$$

где $\Delta f_{\text{доп}}$ – значение доплеровского сдвига частоты, Гц;

$f_{\text{раб}}$ – значение рабочей частоты, Гц;

v – скорость перемещения объекта, км/с;

c – скорость света, равная $3 \cdot 10^8$ км/с;

φ – угол между направлениями движения приемника и прихода сигнала.

При мобильном приеме для каждого из отраженных лучей характерен неодинаковый доплеровский сдвиг, что связано с разным направлением их прихода на антенну. Вследствие этого возникает так называемое доплеровское рассеяние, которое приводит к появлению интерференции между компонентами спектра.

Информационная скорость передачи данных. Информационная скорость передачи данных и, следовательно, объем вещания, зависят от многих факторов. К ним относятся: порядок модуляции, ширина полосы канала, относительная скорость каскадного кодирования, объем дополнительных данных (пилот-сигналы) и длительность защитного интервала. Последний показатель уменьшает информационную скорость в $1 + T_3/T_{\text{и}}$ раз.

Величина скорости передачи данных $B_{\text{оз}}$ с учётом защитного интервала определяется по одному из следующих выражений:

$$B_{\text{оз}} = \frac{\Delta f_{\text{с}} \cdot (\log_2 M) \cdot R_{\text{к}}}{(1 + T_3/T_{\text{и}}) \cdot (N_{\Sigma} / N_{\text{и}})} = \frac{B_{\text{с}} \cdot (\log_2 M) \cdot R_{\text{к}}}{(1 + T_3/T_{\text{и}})} = \frac{\Delta f_{\text{к}} \cdot (\log_2 M) \cdot R_{\text{к}}}{b_{\text{р}} (1 + T_3/T_{\text{и}})}, \text{ бит/с}, \quad (3.2)$$

где $B_{\text{оз}} = B_0 / (1 + T_3/T_{\text{и}})$, B_0 – информационная скорость данных при наличии и отсутствии защитного интервала соответственно, бит/с;

$\Delta f_{\text{с}}$ – полоса частот, занимаемая сигналом, Гц;

$\Delta f_{\text{к}}$ – полоса ТВ-канала, Гц;

$R_{\text{к}}$ – относительная скорость каскадного кодирования, равная произведению относительных скоростей кодирования Рида – Соломона $R_{\text{РС}}$ и сверточного $R_{\text{СК}}$;

$B_{\text{с}}$ – символьная скорость, симв./с;

$b_{\text{р}}$ – коэффициент расширения полосы ВЧ-тракта по отношению к теоретически необходимой.

Символьная скорость $B_{\text{с}}$ характеризует скорость следования КАМ-символов цифрового потока или, по-другому, число передаваемых радиопосылок за единицу времени, и определяется выражением

$$B_{\text{с}} = \Delta f_{\text{р}} \cdot N_{\text{и}} = \Delta f_{\text{к}} / b_{\text{р}} = \frac{B_{\text{оз}} (1 + T_3/T_{\text{и}})}{(\log_2 M) \cdot R_{\text{к}}}, \text{ симв./с}, \quad (3.3)$$

где $\Delta f_{\text{р}}$ – разнос между несущими частотами.

Проанализировав выражение (3.2), можно сделать следующие выводы:

– информационная скорость $B_{\text{оз}}$ не зависит от выбранных режимов работы $2k$, $4k$ или $8k$;

– наличие в системе защитного интервала длительностью T_3 и пилот-сигналов уменьшает $B_{\text{оз}}$;

– возможные скорости цифровых потоков имеют 60 дискретных значений от 4,98 до 31,67 Мбит/с. Для QPSK с $R_{\text{РС}} = 188/204$, $R_{\text{СК}} = 1/2$, $T_3/T_{\text{и}} = 1/4$

скорость данных минимальна ($B_{\text{оз. мин}} = 4,98$ Мбит/с), но помехоустойчивость канала самая высокая. Для 64-QAM с $R_{\text{PC}} = 188/204$, $R_{\text{CK}} = 7/8$, $T_3/T_{\text{и}} = 1/32$ она максимальна и составляет $B_{\text{оз. макс}} = 31,67$ Мбит/с;

– если используется видеокompрессия MPEG-4 и скорость данных на одну программу 2,5 Мбит/с, то в одном ТВ-канале можно организовать передачу от 2 до 12 программ телевидения стандартной четкости (ТСЧ);

– для реализации вещания в стандарте ТВЧ со скоростью данных на программу 10...11 Мбит/с потребуется использовать модуляцию 16 или 64-QAM. Максимальное число программ в одном канале с полосой 8 МГц при 64-QAM – не более трех.

Согласно выражению (3.3), символьная скорость остается постоянной при смене режимов передачи ($2k$, $4k$, $8k$). Она отличается от полосы пропускания канала $\Delta f_{\text{к}}$ на коэффициент ее расширения и составляет для $\Delta f_{\text{к}} = 8$ МГц $V_{\text{с}} = 6,75$ Мсимв./с. Для меньших значений полос $\Delta f_{\text{к}}$, принятых в странах Европы, Америки и Азии, величина $V_{\text{с}}$ снижается и, следовательно, уменьшается возможный объем вещания.

Спектральная эффективность системы. Этот показатель характеризует меру использования полосы частот ТВ-канала $\Delta f_{\text{к}}$ для передачи данных с заданной скоростью или, по-другому, определяет удельную скорость передачи в полосе 1 Гц. Его размерность – (бит/с)/Гц. Величина спектральной эффективности $\gamma_{\text{с}}$ определяется выражением

$$\gamma_{\text{с}} = \frac{B_{\text{оз}}}{\Delta f_{\text{к}}} = \frac{(\log_2 M) \cdot R_{\text{к}}}{(1 + T_3 / T_{\text{и}}) \cdot b_{\text{p}}} = \gamma_0 \cdot \eta, \quad (\text{бит/с})/\text{Гц}, \quad (3.4)$$

где $\gamma_0 = \log_2 M$ – предельное значение $\gamma_{\text{с}}$; $\eta = R_{\text{к}} / (1 + T_3 / T_{\text{и}}) \cdot b_{\text{p}}$.

Наличие в системе пилот-сигналов, защитных полос между каналами (учитываются коэффициентом b_{p}), двухступенчатого кодирования и защитного интервала T_3 уменьшает предельную спектральную эффективность в η раз. Учитывая, что $R_{\text{к}}$ и $T_3/T_{\text{и}}$ задаются конкретными дискретными значениями, то величина η , снижающая γ_0 , находится в пределах от 0,31 до 0,659. Следовательно, $\gamma_{\text{с}}$ меньше γ_0 в 1,5 – 3 раза. Для QPSK, 16-QAM и 64-QAM наименьшие значения $\gamma_{\text{с}}$ составляют 0,62; 1,24 и 1,86, а наибольшие – 1,318; 2,63 и 3,954 (бит/с)/Гц соответственно. При этом предельные значения γ_0 для этих видов модуляции равны кратности модуляции m , т. е. 2, 4 или 6 (бит/с/Гц).

Коррекция выходной мощности передатчика из-за наличия защитного интервала. Присутствие защитного интервала в COFDM-символе требует увеличения выходной мощности передатчика, поскольку мощность на входе приемника из-за ее расхода на ЗИ уменьшается и ухудшается помехозащищенность. При наличии ЗИ мощность сигнала на входе приемника $P_{\text{сз}}$ опре-

деляется через энергию $E_{\text{симв}}$, затрачиваемую на передачу одного символа информации:

$$P_{\text{сз}} = E_{\text{симв}} / (T_{\text{и}} + T_{\text{з}}). \quad (3.5)$$

Аналогично при отсутствии ЗИ мощность входного сигнала составляет $P_{\text{с}} = E_{\text{симв}} / T_{\text{и}}$. Тогда коэффициент увеличения выходной мощности передатчика из-за наличия ЗИ составит:

$$K_{\text{пд}} = 1 + \frac{T_{\text{з}}}{T_{\text{и}}} = 1,03 \dots 1,25. \quad (3.6)$$

Тактовая частота систем НЦТВ. В цифровых системах стандартов DVB-T и DVB-H значения тактовой частоты процессора дискретного преобразования Фурье $F_{\text{т}}$ выбираются исходя из условия

$$\frac{F_{\text{т}}}{\Delta f_{\text{к}}} = \frac{8}{7}. \quad (3.7)$$

Для полос с шириной 8, 7, 6 МГц тактовые частоты, согласно выражению (3.7), имеют значения 64/7, 8 и 48/7 МГц соответственно. При изменении $\Delta f_{\text{к}}$ достаточно пропорционально изменять тактовую частоту, не изменяя алгоритма обработки сигнала. Если требуется установить взаимосвязь между параметрами различных систем с COFDM-режимом передачи, то следует использовать условие, аналогичное (3.7).

Тактовый интервал T или период между отсчетами дискретных значений процессора COFDM является базовой величиной для определения параметров COFDM-символа и составляет

$$T = \frac{7}{\Delta f_{\text{к}} \cdot 8}, \text{ с.} \quad (3.8)$$

Тактовый интервал не зависит от числа несущих и режима передачи, а определяется только шириной полосы канала. При ширине ТВ-канала $\Delta f_{\text{к}} = 8$ МГц значение $T = 0,109375$ мкс. Для полос 7 и 6 МГц тактовые интервалы равны 0,125 и 0,145 мкс соответственно.

Длительность информационная часть COFDM-символа $T_{\text{и}}$. Длительность $T_{\text{и}}$ символа выражается через тактовый интервал T и число дискретных отсчетов $N_{\text{м}}$ процессора БПФ:

$$T_{\text{и}} = T \cdot N_{\text{м}}, \text{ с.} \quad (3.9)$$

Величина $N_{\text{м}}$ характеризует размерность массива БПФ, которая равна 2048 для $2k$, 4096 для $4k$ и 8192 для $8k$. Этой величине соответствует максимально возможное число несущих в COFDM-символе. Реально используется меньшее число несущих, например 6817 для $8k$. Неиспользуемая их часть обнуляется в процессе обратного БПФ.

Выражение (3.9) с учётом (3.8) представляется через $\Delta f_{\text{к}}$ в виде

$$T_{\text{и}} = \frac{7}{8 \cdot \Delta f_{\text{к}}} \cdot N_{\text{м}}, \text{ с.} \quad (3.10)$$

При $\Delta f_k = 8$ МГц для режимов $2k$, $4k$ и $8k$ длительности информационных частей COFDM-символов составляют соответственно :

$$T_{\text{и}} = \frac{7}{8 \cdot 8} \cdot 2048 = 224 \text{ мкс},$$

$$T_{\text{и}} = \frac{7}{8 \cdot 8} \cdot 4096 = 448 \text{ мкс},$$

$$T_{\text{и}} = \frac{7}{8 \cdot 8} \cdot 8192 = 896 \text{ мкс}.$$

С уменьшением ширины полосы канала Δf_k длительность $T_{\text{и}}$ увеличивается и уменьшается частотный интервал Δf_p между несущими, так как $T_{\text{и}} = 1/\Delta f_p$.

С другой стороны, длительность COFDM-символов $T_{\text{и}}$ может быть выражена через длительность канального символа $T_c = 1/B_c$ (включает 2, 4 или 6 бит при использовании модуляции QPSK, 16-QAM или 64-QAM) и число каналов $N_{\text{и}}$, несущих полезную информацию (рисунок 3.1):

$$T_{\text{и}} = T_c \cdot N_{\text{и}}, \text{ с.} \quad (3.11)$$

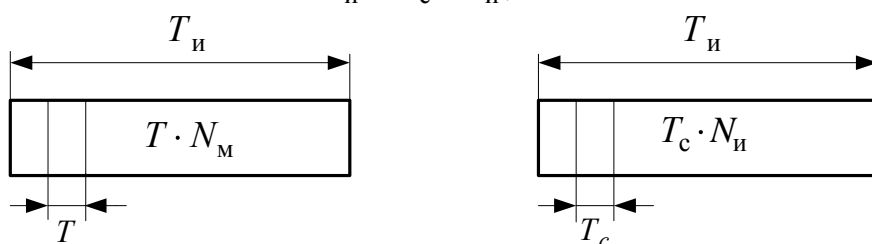


Рисунок 3.1 – Графическое представление COFDM-символа с длительностью $T_{\text{и}}$

Частотный разнос между несущими. Учитывая, что $\Delta f_p = 1/T_{\text{и}}$, величина частотного разноса между соседними несущими многочастотного сигнала может быть определена как

$$\Delta f_p = \frac{\Delta f_c}{N_{\Sigma}} = \frac{\Delta f_{\text{п}}}{N_{\text{и}}} = \frac{F_{\text{T}}}{N_{\text{м}}},$$

где Δf_c – полоса частот, занимаемая всей совокупностью несущих N_{Σ} ;

$\Delta f_{\text{п}}$ – полоса частот, необходимая для передачи только полезных несущих.

В режимах $2k$, $4k$ и $8k$ значения N_{Σ} составляют 1705, 3409 и 6817, а $N_{\text{и}}$ – 1512, 3024 и 6048 соответственно.

Выражение для расчета Δf_p через ширину ТВ-канала следующее:

$$\Delta f_p = \frac{8 \cdot \Delta f_k}{7 \cdot N_{\text{м}}}, \text{ Гц.} \quad (3.12)$$

Согласно выражению (3.12), частотные интервалы между несущими в режиме $8k$ для $\Delta f_k = 8, 7$ и 6 МГц составляют 1116,0714; 976,5625 и 837,0535 Гц

соответственно. Для режимов $4k$ и $2k$ указанные значения увеличиваются в 2 и 4 раза соответственно.

Переход от полосы 8 МГц к меньшим значениям (7 и 6 МГц) снижает Δf_p и скорость передачи данных $V_{оз}$, а также увеличивает чувствительность системы к доплеровскому сдвигу частоты $\Delta f_{доп}$.

Коэффициент расширения полосы частот канала b_p , или коэффициент запаса на ширину полосы канала. Этот показатель характеризует отношение ширины полосы ТВ-канала Δf_k к минимально необходимой полосе $\Delta f_{п} = B_c$ для передачи информационных данных:

$$b_p = \frac{\Delta f_k}{\Delta f_{п}} = \frac{\Delta f_k}{\Delta f_p \cdot N_{и}}. \quad (3.13)$$

Величина b_p учитывает наличие в системе пилот-сигналов и защитных полос между соседними ТВ-каналами, которые снижают ее информационную емкость.

На основании выражений (3.13), (3.7), (3.9) коэффициент b_p рассчитывается по формуле

$$b_p = \frac{F_T \cdot 7}{8 \cdot \Delta f_p \cdot N_{и}} = \frac{7 \cdot N_M}{8 \cdot N_{и}}. \quad (3.14)$$

Как следует из представленных формул, коэффициент b_p не зависит от ширины полосы канала и режимов передачи ($2k$, $4k$ или $8k$) и составляет 1,185185.

Полоса частот Δf_c , занимаемая всей совокупностью несущих. Это часть полосы канала Δf_k без учета защитных полос между ТВ-каналами:

$$\Delta f_c = \Delta f_p \cdot N_{\Sigma} = \frac{N_{\Sigma}}{T_{и}} = \frac{8 \Delta f_k \cdot N_{\Sigma}}{7 N_M}, \quad (3.15)$$

где N_{Σ} – общее число несущих в системе, равное 1705, 3409 и 6817 в режимах $2k$, $4k$, $8k$ соответственно.

Согласно выражению (3.15), Δf_c пропорционально уменьшается с уменьшением Δf_k и незначительно при изменении режимов $8k$, $4k$ или $2k$ (7,60826; 7,60937 или 7,61161 МГц соответственно). Величина $\Delta f_c = 7,61$ МГц принимается равной шумовой полосе тракта $\Delta f_{ш}$. В цифровых системах с одной несущей, например, в спутниковой, $\Delta f_{ш} = B_c$, что связано с отсутствием в этих системах пилот-сигналов.

Защитная полоса $\Delta f_{защ}$ между спектрами смежных ТВ-каналов. Представляет собой 0,5 от разности между полосами Δf_k и Δf_c (рисунок 3.2) и определяется на основании выражения

$$\Delta f_{\text{защ}} = \frac{\Delta f_{\text{к}}}{2} \cdot \left[1 - \frac{8N_{\Sigma}}{7N_{\text{М}}} \right]. \quad (3.16)$$

При ширине полосы $\Delta f_{\text{к}} = 8$ МГц для режимов $8k$, $4k$ и $2k$ значения $2\Delta f_{\text{защ}}$ составляют 0,39174; 0,39062 и 0,38839 МГц соответственно. С уменьшением полосы канала величина $\Delta f_{\text{защ}}$ пропорционально уменьшается.

На интервалах частот между значениями $\Delta f_{\text{р}} \cdot N_{\text{М}}$ и $\Delta f_{\text{к}}$ (рисунок 3.2) несутся отсутствуют, т. к. в процессе обратного дискретного БПФ они обнуляются.

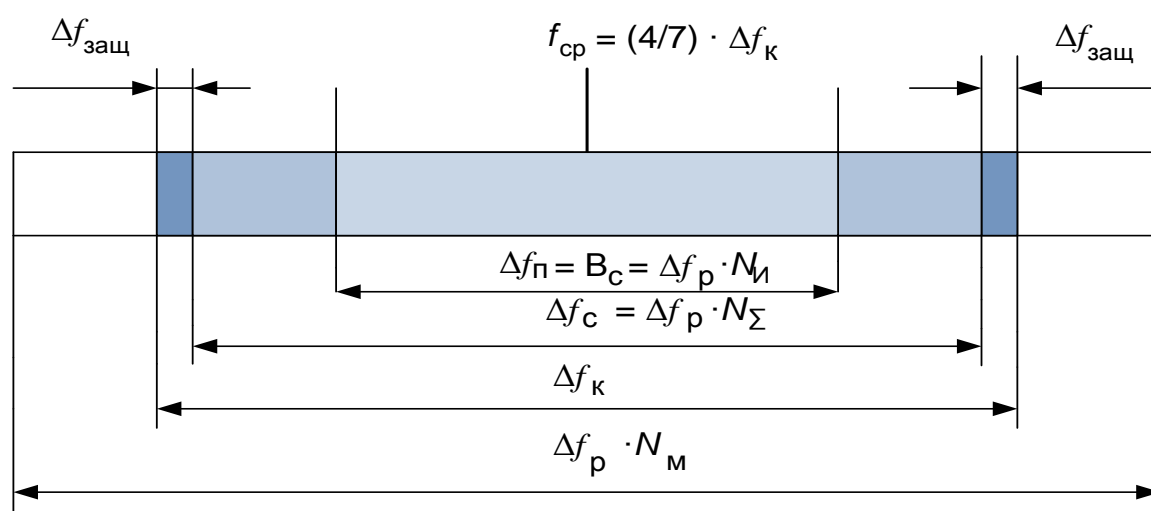


Рисунок 3.2 – Пояснения к значениям полос в системе с COFDM

Среднее значение частоты $f_{\text{ср}}$ многочастотного сигнала. Определяется как среднее значение тактовой частоты $F_{\text{Т}}$ по одной из формул

$$f_{\text{ср}} = F_{\text{Т}} / 2 = \Delta f_{\text{р}} \cdot N_{\text{М}} / 2 = \Delta f_{\text{к}} \cdot (4/7). \quad (3.17)$$

Величина $f_{\text{ср}}$ зависит от ширины полосы канала и для 8 МГц составляет $32/7 = 4,57143$ МГц.

Отметим, что среднее значение частоты ТВ-канала в системах DVB-T и DVB-H равно

$$f_{\text{ср.к}} = 474 + i \cdot 8 \text{ МГц}, \quad (3.18)$$

где $i = 0, 1, 2, 3, \dots, 48$; $f_{\text{ср.к}}$ соответствует 21-му ТВ-каналу при $i = 0$ и 69-му ТВ-каналу при $i = 48$.

Рекомендованный диапазон частот для систем НЦТВ – 470...862 МГц. Мобильное цифровое вещание предпочтительно вести в нижней половине этого диапазона, что объясняется меньшим проявлением эффекта Доплера и снижением потерь на радиоприемах в области более низких частот.

Спектральные характеристики для режимов $8k$, $4k$ и $2k$. Теоретическая спектральная плотность мощности $P_j(f)$ DVB-сигнала для канала с полосой 8 МГц приведена на рисунке 3.3 [2] и описывается выражением

$$P_j(f) = \left\{ \frac{\sin \left[\pi (f - f_j) \cdot T_{\text{н}} \right]}{\pi (f - f_j) \cdot T_{\text{н}}} \right\}^2, \quad (3.19)$$

где $f_j = f_0 + j\Delta f_p$.

Из рисунка 3.3 следует, что наилучшая компактность спектра, которая характеризуется крутизной его спада на краях полосы, достигается в режиме $8k$. Это объясняется использованием наибольшего числа отдельно модулированных несущих, образующих этот спектр. Дальнейшее повышение компактности спектра за счет увеличения числа несущих в пределах полосы канала предусмотрено в системе второго поколения DVB-T2, путем введения двух новых режимов формирования несущих – $16k$ и $32k$. Для выполнения норм на требуемый уровень подавления спектральных компонент вне полосы частот на выходе передатчика применяют дополнительный полосовой фильтр.

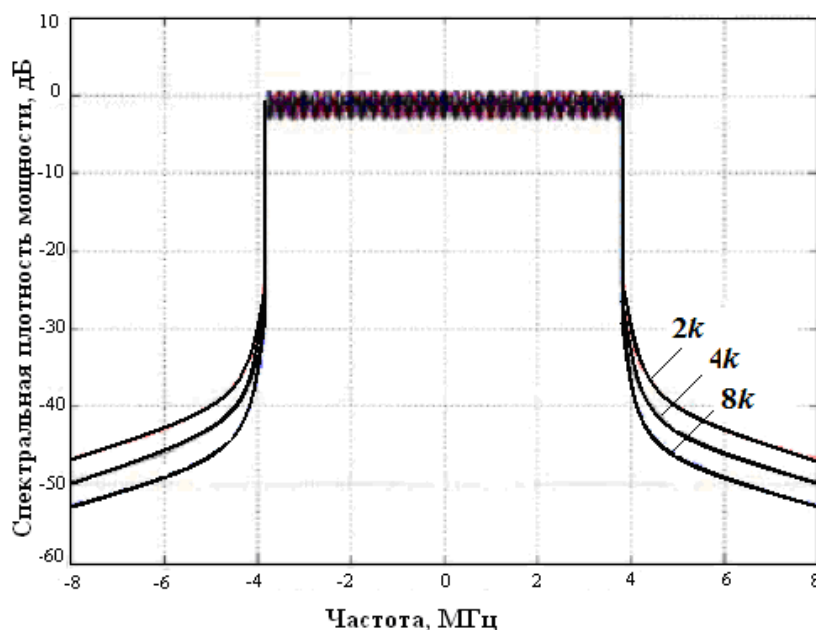


Рисунок 3.3 – Спектральная плотность мощности для режимов $8k$; $4k$; $2k$ и ширины полосы ТВ-канала 8 МГц

Длительность защитного интервала T_3 . Защитный интервал в системах DVB-T и DVB-H введен для борьбы с многолучевостью, которая образуется в дисперсионной среде распространения и приводит к межсимвольной интерференции и снижению ортогональности между несущими. Величина T_3 или длина циклического префикса определяется как

$$T_3 = \frac{7 \cdot N_M \cdot \mu}{8 \cdot \Delta f_K}, \text{ с}, \quad (3.20)$$

где $\mu = T_3 / T_N$ – относительная длительность защитного интервала, принятая равной 1/4, 1/8, 1/16 или 1/32 от длительности $T_{и}$.

На приемной стороне продемодулированная информация на интервале T_3 не обрабатывается и, как результат, исключаются все изменения параметров в радиоканале за этот период. Решение о значении символов в цифровой последовательности производится только на интервале $T_{и}$. Напомним, что наличие в системе защитного интервала сокращает информационную скорость и увеличивает требуемую мощность передатчика в $(1 + T_3 / T_{и})$ раз. Однако за счет введения ЗИ можно строить частотно-сберегающие синхронные сети вещания, если время распространения сигналов между передатчиками меньше T_3 . Максимальное расстояние разнесения передатчиков в синхронной сети стандартов DVB-T и DVB-H достигается в режиме 8k при $T_3 / T_{и} = 1/4$ и составляет 67,2 км.

Полная длительность COFDM-символа определяется суммой длительностей $T_{и}$ и T_3 и рассчитывается через ширину полосы канала по формуле

$$T_{\Sigma} = T_{и} + T_3 = \frac{7 \cdot N_{м}}{8 \cdot \Delta f_{к}} \cdot \left(1 + \frac{T_3}{T_{и}} \right), \text{ с.} \quad (3.21)$$

3.3 Расчетные соотношения и технические параметры

В таблице 3.1 приведены основные соотношения для определения базовых параметров сигналов цифровых систем (информационная и символьная скорость, спектральная эффективность, тактовая частота, интервал между несущими и т.д.) с многочастотным способом передачи и полосносберегающими методами модуляции. Соотношения выражены через ширину полосы радиоканала и предназначены для расчета и проектирования стационарных и мобильных систем наземного цифрового вещания.

Таблица 3.1 – Основные расчетные соотношения

№	Наименование параметра	Формула
1	Длительность тактового интервала	$T = \frac{7}{\Delta f_{к} \cdot 8}$
2	Длительность информационной части COFDM-символа	$T_{и} = T \cdot N_{м} = T_{с} \cdot N_{и} = \frac{7 \cdot N_{м}}{8 \cdot \Delta f_{к}}$
3	Относительная длительность защитного интервала	$T_3 / T_{и} = 1/4; 1/8; 1/16; 1/32.$

Продолжение таблицы 3.1

№	Наименование параметра	Формула
4	Полная длительность COFDM-символа	$T_{\Sigma} = \frac{7 \cdot N_M}{8 \cdot \Delta f_k} \cdot (1 + T_3/T_{\text{и}})$
5	Коэффициент расширения полосы для информационного сигнала	$b_p = \frac{\Delta f_k}{B_c} = \frac{7 \cdot N_M}{8 \cdot N_{\text{и}}}$
6	Частотный разнос между несущими	$\Delta f_p = \frac{8 \cdot \Delta f_k}{7 \cdot N_M}$
7	Символьная скорость	$B_c = \Delta f_p \cdot N_{\text{и}} = \frac{\Delta f_k}{b_p} = \frac{8 \cdot \Delta f_k \cdot N_{\text{и}}}{7 \cdot N_M}$
8	Скорость передачи информационных данных	$B_{\text{оз}} = \frac{\Delta f_k \cdot (\log_2 M) \cdot R_k}{b_p \cdot 1 + T_3/T_{\text{и}}}$
9	Спектральная эффективность	$\gamma_c = B_{\text{оз}}/\Delta f_k = \frac{(\log_2 M) \cdot R_k}{b_p \cdot 1 + T_3/T_{\text{и}}}$
10	Полоса частот, занимаемая сигналом	$\Delta f_c = \frac{8 \cdot \Delta f_k \cdot N_{\Sigma}}{7 \cdot N_M}$
11	Защитная полоса между каналами	$\Delta f_{\text{защ}} = \frac{\Delta f_k}{2} \left[1 - \frac{8N_{\Sigma}}{7N_M} \right]$
12	Среднее значение частоты COFDM-символа	$\Delta f_{\text{ср}} = \frac{\Delta f_k \cdot 4}{7}$
13	Среднее значение частоты ТВ-канала	$\Delta f_{\text{ср.к}} = 474 + i \cdot 8, \text{ МГц}$ $i = 0, 1, 2, \dots$

Приведенные выше расчетные соотношения и правила их получения для систем НЦТВ позволяют сформировать набор аналогичных формул для систем беспроводного доступа с COFDM-режимом передачи. Отправной точкой для их получения является заданное отношение тактовой частоты к ширине полосы канала, которое обычно устанавливается соответствующим стандартом на систему.

Технические параметры COFDM-сигналов для радиоканалов НЦТВ с полосой 8 МГц при режимах передачи $2k$, $4k$ и $8k$ приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Параметры COFDM-сигналов систем стандартов DVB-T и DVB-H

№	Параметры	Режим передачи		
		8k	4k	2k
1	Тактовая частота, МГц	9,14286		
2	Длительность канального символа, T_c , мкс	0,14815		

Продолжение таблицы 3.2

№	Параметры	Режим передачи		
3	Частотный разнос между несущими, Δf_p , кГц	1,11607	2,23214	4,46428
4	Полоса, занимаемая сигналом, Δf_c , МГц	7,608259	7,609375	7,611607
5	Защитная полоса между каналами, $\Delta f_{\text{защ}}$, МГц	0,39174	0,390625	0,388393
6	Число информационных несущих, $N_{\text{и}}$	6048	3024	1512
7	Общее число несущих, N_{Σ}	6817	3409	1705
8	Длительность полезной части символа, $T_{\text{и}}$, мкс	896	448	224
9	Длительность защитного интервала, T_3 , мкс	224; 112; 56; 28	112; 56; 28; 14	56; 28; 14; 7
10	Длительность полного символа, T_{Σ} , мкс	1120; 1008; 952; 924	560; 504; 476; 464	280; 252; 232; 231
11	Число дополнительных несущих, $N_{\text{д}}$	769	385	193
12	Число рассредоточенных несущих	524	262	131
13	Число непрерывно повторяющихся несущих	177	89	45
14	Число несущих для передачи данных о параметрах	68	34	17
15	Скорость информационных данных, B_0 , Мбит/с	4,98 ... 31,67		
16	Символьная скорость, B_c , Мсимв./с	6,75		
17	Расстояние между передатчиками в синхронной сети при $T_3 / T_{\text{и}} = 1/4, 1/8, 1/16, 1/32$, R_0 км	67,2; 33,6; 16,8; 8,4	33,6; 16,8; 8,4; 4,2	16,8; 8,4; 4,2; 2,1

4 ПРИЕМНЫЙ ТРАКТ СИСТЕМЫ НЦТВ

4.1 Общая характеристика модели цифрового приемника

В настоящее время прием сигналов НЦТВ осуществляется с помощью внешних и встроенных приставок к аналоговым ТВ-приемникам или компьютерам. Рабочий диапазон различных моделей приставок не всегда одинаков в части использования нижних участков полосы частот 45...862 МГц, что связано с применением в приемниках селекторов каналов различных производителей. Настройка приставок ведется на среднюю частоту требуемого канала с шириной полосы 6, 7 или 8 МГц. Каждая из приставок поддерживает режимы работы $2k$ и $8k$; когерентную демодуляцию QPSK, 16-QAM, 64-QAM; многочастотный способ приема; разрешение видеостандарта 720×576; формат кадра 4:3, 16:9; моно- и стереозвучание с частотой дискретизации 32 кГц, 44,1 кГц, 48 кГц.

Функционально цифровые приставки DVB-T представляют собой высокотехнологичные устройства с вычислительно-емкими процессами обработки сигналов и сложной программной поддержкой. Быстрая настройка устройств приставок осуществляется по сигналам о параметрах передачи, а частотная, фазовая и тактовая синхронизация устройств – по принятым пилот-сигналам. Благодаря синхронизации устройств в приемнике известно начало каждого COFDM-символа. Для повышения точности синхронизации предусматриваются корректоры частотного, фазового и временного смещения, элементы грубой и точной синхронизации.

Процесс функционирования цифровой приставки НЦТВ после ее включения можно разделить на два режима: сбор данных и слежение за параметрами. Во время сбора данных (в течение 22...25 COFDM-символов) определяются временные и частотные параметры. В частности осуществляется чтение COFDM-символов, грубая синхронизация, коррекция частотных несущих, БПФ, временная и частотная интерполяция и др. После сбора данных приемник переходит в режим слежения за частотами несущих, выполняет контроль состояния радиоканала и управление его параметрами.

Структурная схема цифровой приставки стандарта DVB-T приведена на рисунке 4.1. Во входной ее части располагается малошумящий антенный усилитель и блок настройки (тюнер), представляющий собой селектор каналов. Получили применение несколько типов селекторов, отличающиеся схемами построения. Первый тип селекторов имеет две ступени преобразования частоты и широкополосный входной тракт. Для снижения уровня помех по зеркальным каналам в первой ступени преобразования используется высокая ПЧ (более 1,0 ГГц) с полосовым фильтром на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Гетеродин первой ступени преобразования является перестраиваемым и выполнен по схеме с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ). Вторая ступень преобразования использует низкую ПЧ в диапазоне 4,5...40 МГц. Гетеродин второй ступени предусматривает схему умножения частоты от опорного кварцевого генератора и имеет низкий уровень фазовых шумов.

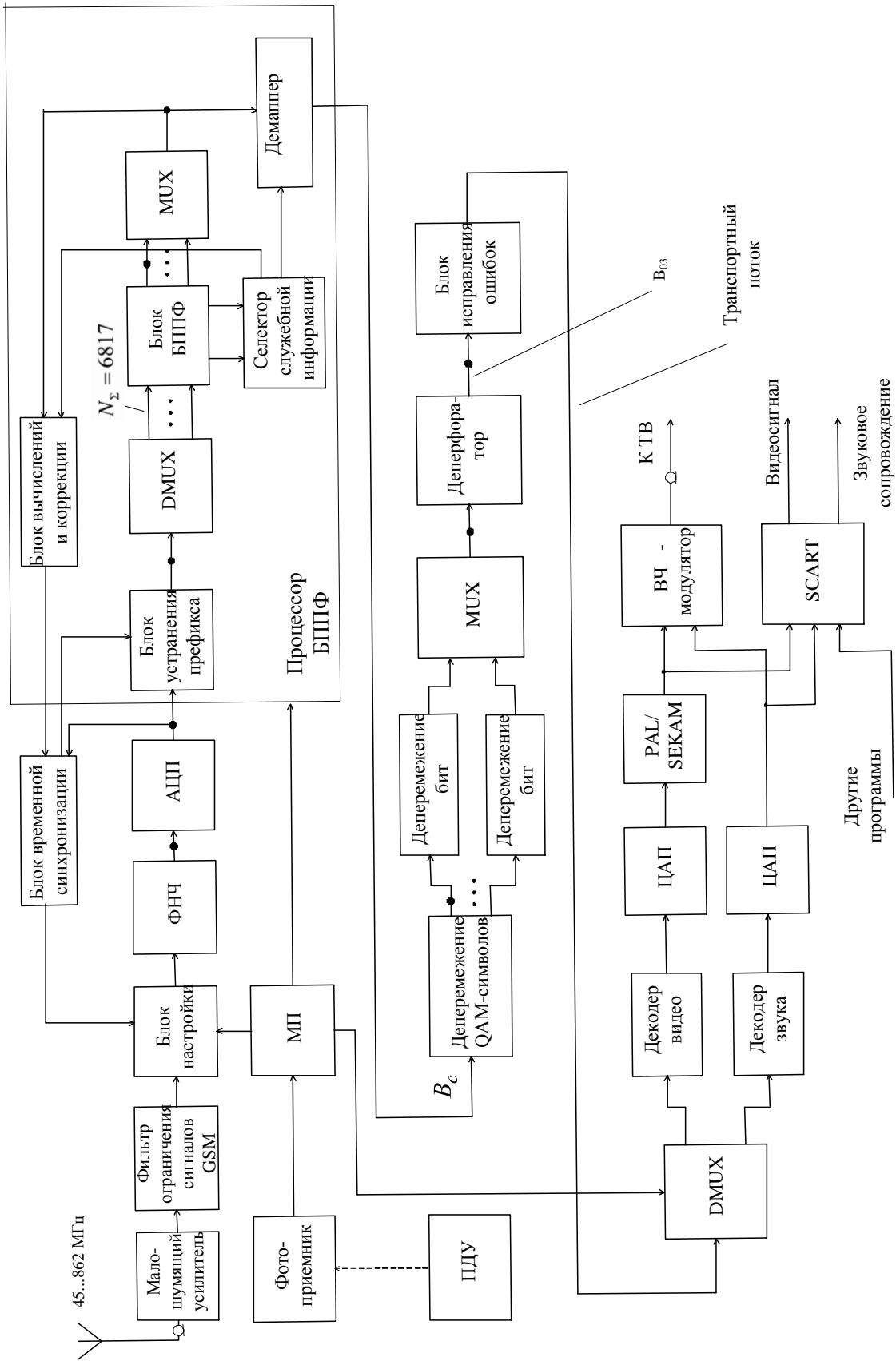


Рисунок 4.1 – Структурная схема приставки наземного цифрового телевизионного вещания

Второй тип селекторов основан на принципе синхронного детектирования входных сигналов с конвертацией их в низкочастотную область, в так называемую нулевую частоту (Zero IF). Его достоинство – минимальное число преобразований, а недостаток – более низкая чувствительность. В третьем типе используется селектор каналов с одной ступенью преобразования и относительно низкой промежуточной частотой (обычно 4,75 и 36,125 МГц).

В качестве примера рассмотрим цифровой селектор TD1316S фирмы Philips, функциональная схема которого показана на рисунке 4.2.

Всеволновый цифровой селектор предназначен для выбора конкретного канала в диапазоне метровых или дециметровых волн с преобразованием выделенного радиосигнала на промежуточную частоту.

Селектор включает три ВЧ-поддиапазона 48...170 МГц, 170...450 МГц и 450...855 МГц, в каждом из которых присутствуют: первый полосовой фильтр (ПФ), регулируемый усилитель (УС) системы АРУ-ВЧ, второй ПФ и смеситель (СМ), получающий сигнал от соответствующего гетеродина (Г) с внешним контуром (К). Во всех трех диапазонах используется синтез требуемых частот с помощью перестраиваемых генераторов с ФАПЧ. Перестройка ПФ и контуров генераторов осуществляется напряжением от ФАПЧ. Управление режимами генераторов ведется от микропроцессора по шине I²C.

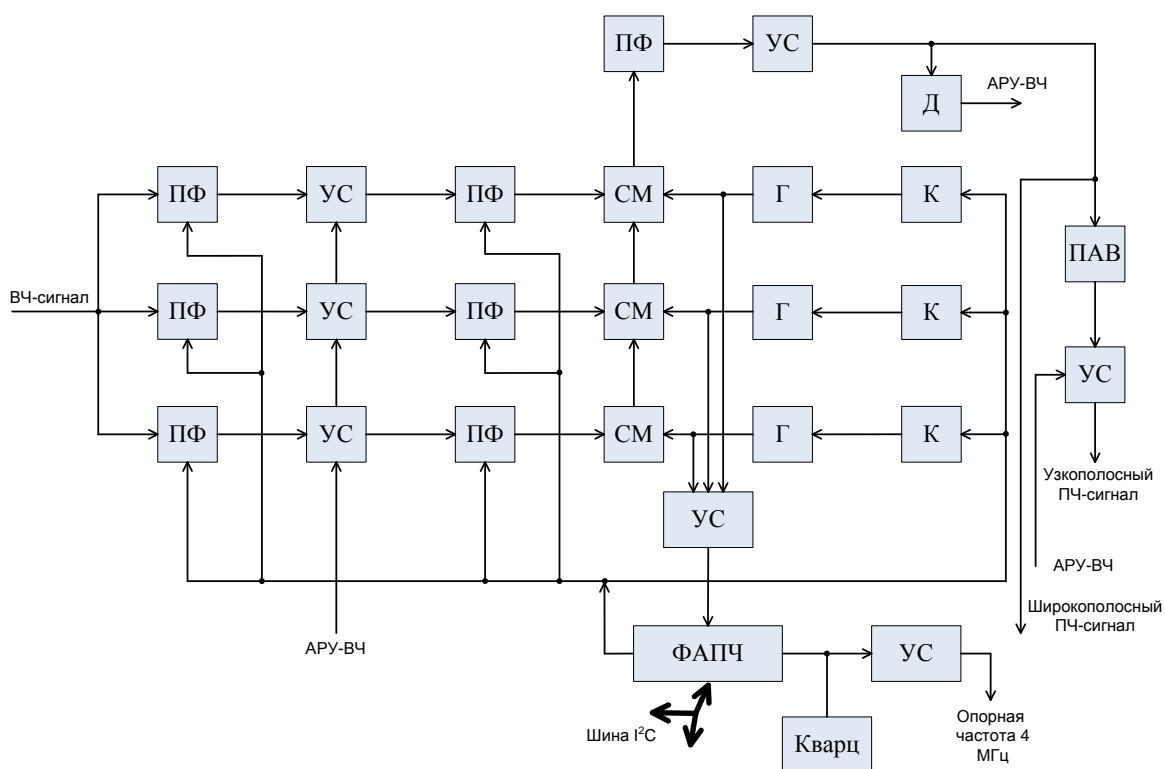


Рисунок 4.2 – Функциональная схема цифрового селектора TD1316S

ВЧ-усилители селектора реализованы на высокочастотных полевых транзисторах MOS-FETS с N-каналом и двумя затворами, таких, как Philips BF1005 и BF1100 или BF2030W Infineon. Дециметровый усилитель выполнен по схеме

с симметричным выходом, а усилители метровых диапазонов – с несимметричным. Сигналы промежуточной частоты (ПЧ) с выходов смесителей подаются на общий полосовой фильтр и фильтр на поверхностных акустических волнах – ПАВ. Далее сигнал ПЧ поступает на исполнительное звено АРУ-ВЧ (детектор Д) и на демодулятор DVB-T. АРУ обеспечивает регулировку коэффициента передачи ВЧ-канала для снижения уровня помех и интермодуляционных продуктов.

4.2 Принципы функционирования приемного устройства

По сигналам с пульта дистанционного управления (ПДУ), поступившим на микропроцессор (МП), осуществляется настройка селектора на конкретный канал вещания. В блоке настройки производится перенос модулированного сигнала в область более низких частот с выделением синфазных и квадратурных компонент. Фильтры нижних частот (ФНЧ) в I и Q каналах ограничивают полосу, занимаемую сигналом. Сдвоенный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) формирует последовательность отсчетов на интервалах $T_{\Sigma} = T_{\text{з}} + T_{\text{и}}$ с известной тактовой частотой, равной 64/7; 8; 48/7 МГц для полос каналов 8; 7 и 6 МГц соответственно. Все отсчеты, принадлежащие защитному интервалу, исключаются в блоке устранения префикса и используются только отсчеты на интервалах $T_{\text{и}}$.

Демультимплексор DMUX распараллеливает исходные данные так, что каждая совокупность отсчетов в рамках длительности активной части символа $T_{\text{и}}$ принадлежит соответствующему каналу (субканалу). В процессоре COFDM с быстрым прямым преобразованием Фурье (БППФ) по каждому субканалу осуществляется демодуляция КАМ-символов. Для этого с помощью БППФ производится перемножение гармонического сигнала с частотой $n \cdot \Delta f_{\text{р}}$ на принятую реализацию комплексной огибающей. Результат перемножения интегрируется на интервале времени $t_k \leq t \leq t_k + T_{\text{и}}$, т. е.

$$\int_{t_k}^{t_k + T_{\text{и}}} \dot{U}(t) \exp\left\{-\frac{j2\pi n}{T_{\text{и}}} t - t_k\right\} dt = \int_{t_k}^{t_k + T_{\text{и}}} \exp\left\{-\frac{j2\pi n}{T_{\text{и}}} t - t_k\right\} \times$$

$$\times \sum_{i=0}^{N_{\Sigma}-1} \dot{Z}_i \exp\left\{j2\pi \frac{i}{T_{\text{и}}} \cdot t - t_k\right\} dt = \dot{Z}_n \cdot T_{\text{и}}, \quad (4.1)$$

где $\dot{U}(t)$ – комплексная огибающая одного COFDM-символа;

n – номер несущей COFDM-символа;

\dot{Z}_n – значение КАМ-символа для несущей с номером n .

Формула (4.1) характеризует обратный переход из временной области в частотную. Следствием перемножения и интегрирования будут комплексные значения КАМ-символов, которые затем денормируются путем их умножения

на коэффициент $\sqrt{2(M-1)/3}$. Каждый КАМ-символ характеризует свою принадлежность к соответствующей точке сигнального созвездия и отображается на выходе демаппера определенным сочетанием бит в символе.

В процессоре COFDM выделяются служебные пилот-сигналы и данные о параметрах передачи, которые управляют работой демаппера и устройством коррекции частотного сдвига составляющих принятого спектра, а также устройствами вычисления и коррекции фазовых и временных ошибок. Укажем, что частотный сдвиг составляющих спектра связан с нестабильностью опорных генераторов на стороне передачи и приема и эффектом Доплера. Фазовые ошибки являются также следствием нестабильности устройств, наличием интерференции между несущими, аддитивными помехами и др. Влияние фазовых искажений проявляется в нежелательном вращении сигнального созвездия, размывании его точек и снижении достоверности приема. Компенсация фазовых ошибок осуществляется сравнением на приемной стороне принятых пилот-сигналов с эталонными, а также применением системы фазовой автоподстройки с многоканальным фазовым детектором. Поскольку момент прихода COFDM-символа изначально неизвестен, то требуется точная временная синхронизация.

В мультиплексе MUX осуществляется преобразование КАМ-символов из параллельного кода в последовательный. Затем реализуется деперемежение символов и поканальное деперемежение бит. Число каналов с деперемежителями бит соответствует числу бит в символе. Во втором мультиплексе MUX вновь производится преобразование в последовательный код. Затем в устройствах помехоустойчивого декодирования осуществляются операции:

- деперфорация данных в зависимости от скорости сверточного кодирования;
- канальное двухступенчатое декодирование по алгоритмам Витерби и Рида – Соломона;
- деперемежение и дескремблирование.

С помощью демультимплексора DMUX по указаниям пользователя (с ПДУ) осуществляется выделение из пакета программ конкретной программы. Селекция данных, принадлежащих конкретной программе, выполняется в соответствии с установленным на передающей стороне персональным идентификатором (PID). Затем следует декомпрессия MPEG-2/MPEG-4 видеоданных, а также звуковых данных и их преобразование с помощью ЦАП в аналоговый формат. В выходном ВЧ-модуляторе производится формирование ТВ-сигнала на одном из каналов ДМВ-диапазона для подачи этого сигнала на антенный вход телевизора.

4.3 Приемный модуль стандарта DVB-T

В настоящее время многие компании мира производят высокоинтегрированные микросхемы для построения компактных приемных модулей цифрового телевидения стандарта DVB-T. Большинство современных приемных

модулей состоит из 3 базовых микросхем: селектора каналов или тюнера, COFDM-демодулятора и MPEG-2/MPEG-4 цифрового декодера с демультимплексором и ТВ-кодером стандартов PAL/SECAM (рисунок 4.3).

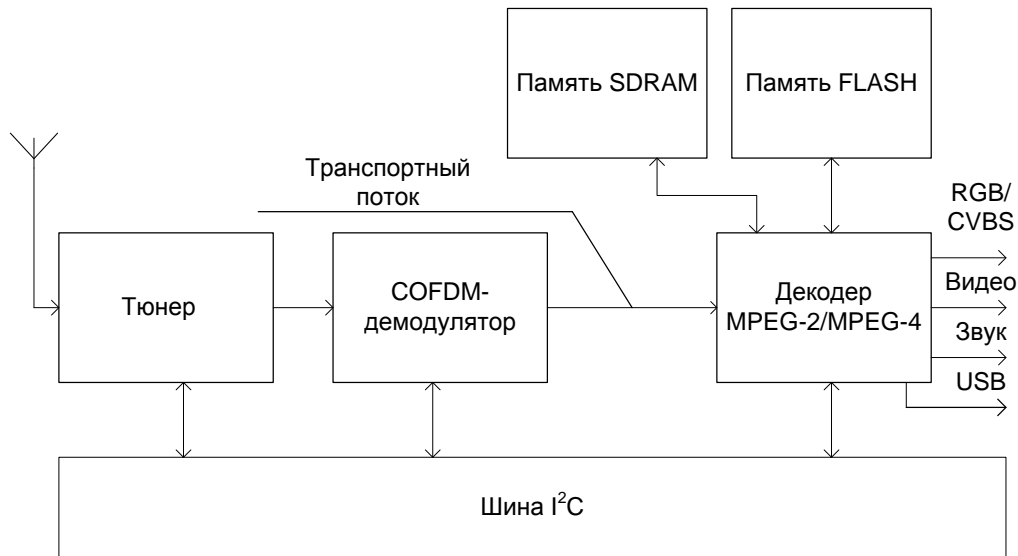


Рисунок 4.3 – Структурная схема приемного модуля

Селектор каналов обычно однокристалльный, выполнен по КМОП-технологии с перестраиваемыми входными фильтрами для ослабления помех по зеркальным каналам приема и одной ступенью преобразования принятых сигналов на промежуточную частоту (рисунок 4.4).

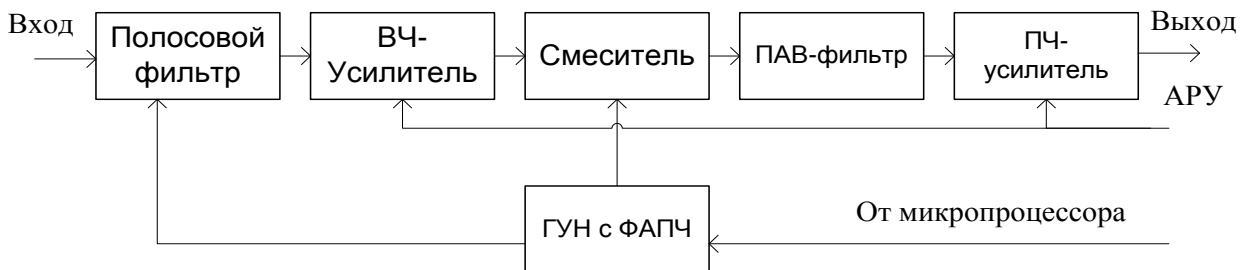


Рисунок 4.4 – Структурная схема однокристалльного тюнера

Перестройка входных фильтров осуществляется синхронно с перестройкой высокостабильного генератора с ФАПЧ, который управляется от микропроцессора модуля. Значение промежуточной частоты на выходе тюнера составляет 36,125 или 4,75 МГц. Требуемая ширина полосы спектра на ПЧ определяется ПАВ-фильтром. Автоматическая регулировка усиления тюнера осуществляется изменением коэффициента усиления ВЧ-усилителей. Главными характеристиками тюнера являются: диапазон рабочих частот, чувствительность, максимальный уровень входного сигнала, уровень фазовых шумов. Примером тюнера, совместимого с различными стандартами (ATSC, DVB-T, DVB-C, ISDB-T,

DTMB), является модель XC5000 калифорнийской фирмы Xceive. Ее размер 7×7×0,85 мм.

Микросхема COFDM-демодулятора содержит на входе синхронный детектор, двоянный дифференциальный АЦП с частотой дискретизации около 20 МГц (что более, чем в 2 раза превышает символьную скорость) и формирователь тактовой частоты 64/7 МГц для канала с полосой 8 МГц. Отметим, что по мере снижения цен на компоненты устройств на входе тюнера может использоваться быстродействующий АЦП с частотой дискретизации 1...1,5 ГГц (например AT84AS004 компании Altmel), который осуществит оцифровку сигнала на входной частоте и позволит существенно упростить приемный модуль.

К числу основных задач, решаемых этой микросхемой, можно отнести: компенсацию сдвига входных сигналов по частоте; устранение ЗИ; демодуляцию с помощью быстрого прямого преобразования Фурье; вычисления частотного и фазового сдвигов по выделенным пилот-сигналам; вычисления временного сдвига начала кадра и помехоустойчивое декодирование с получением на выходе транспортного потока. Примером среди выпускаемых микросхем может служить демодулятор компании Conexant типа CX22702.

В третьей микросхеме приемного модуля осуществляется демультимплексирование принятого потока с выделением конкретной программы, декомпрессирование данных MPEG-2/MPEG-4, цифроаналоговое преобразование и формирование аналоговых сигналов звука и изображения. Обычно эта микросхема содержит 32-разрядный RISC-процессор, выполняющий скалярные арифметические, логические и сдвиговые операции, видеоконтроллер и интерфейсы ввода/вывода для подсоединения периферийных устройств. Микросхема имеет внешнюю SDRAM и энергонезависимую Flash-память. Среди известных микросхем этого типа следует выделить семейство CX2249x компании Conexant.

Значительная часть известных приемных модулей осуществляет не только селекцию каналов, цифровую обработку сигналов и выделение требуемой ТВ-программы, но и поддерживает интерактивный режим доступа к информационным ресурсам.

4.4 Прием мультимедийной информации в сети НЦТВ

С внедрением в инфраструктуру ТВ-вещания цифровых технологий стала возможна доставка пользователям дополнительной информации в составе транслируемых программ. Основным средством для получения требуемой информации в интерактивном режиме является приемный модуль с USB-интерфейсом для подключения к компьютеру или приемная DVB-PCI-карта, которая устанавливается в компьютер, оснащенный соответствующим программным обеспечением. Модуль и карта в зависимости от их реализации могут оставаться функционально независимыми от ресурса компьютера или осуществлять с ним взаимодействие по внутренней высокоскоростной шине.

На рисунке 4.5 приведена структурная схема системы интерактивной доставки данных Интернет по запросу пользователей через модемное соединение

с оборудованием провайдера услуг. Схема по принципу обмена информацией является несимметричной, поскольку скорости запроса и доставки данных разные. Различие по скорости может составлять 10 раз. Модемное соединение часто организуется по протоколу v.34 или v.90.

В структуру прямого канала доставки информации из сети Интернет входят: маршрутизатор; прокси-сервер; инкапсулятор, преобразующий формат данных Интернет из IP в DVB; цифровой мультиплексор, формирующий многопрограммный транспортный поток; COFDM-модулятор и передающий тракт DVB-T.

Адресная доставка информации на компьютер пользователей осуществляется благодаря присвоению каждому из них уникального 48-битного MAC-адреса приемного устройства. Для управления потоками и распределения их скоростей используется специальное программное обеспечение, установленное в прокси-сервере. Вход инкапсулятора соединен с локальной сетью по интерфейсу 10/100 Base-T, а выход – по интерфейсу DVB-ASI с мультиплексором. На линии маршрутизатор – инкапсулятор используется двусторонний транспортный протокол TCP-IP с контролем доставки данных. Его особенность состоит в необходимости подтверждения факта приема данных в ответ на запрос, посылаемый по обратному каналу. При этом модем пользователя остается включенным на весь сеанс связи.

Управление и конфигурация инкапсулятора осуществляется программным приложением, назначение которого состоит в контроле прав доступа пользователя, учете трафика, тарификации услуг и др. Скорость доставляемых данных в прямом направлении при использовании модемного соединения может составлять 100...200 кбит/с, при использовании выделенной линии с провайдером услуг – в 2...3 раза выше.

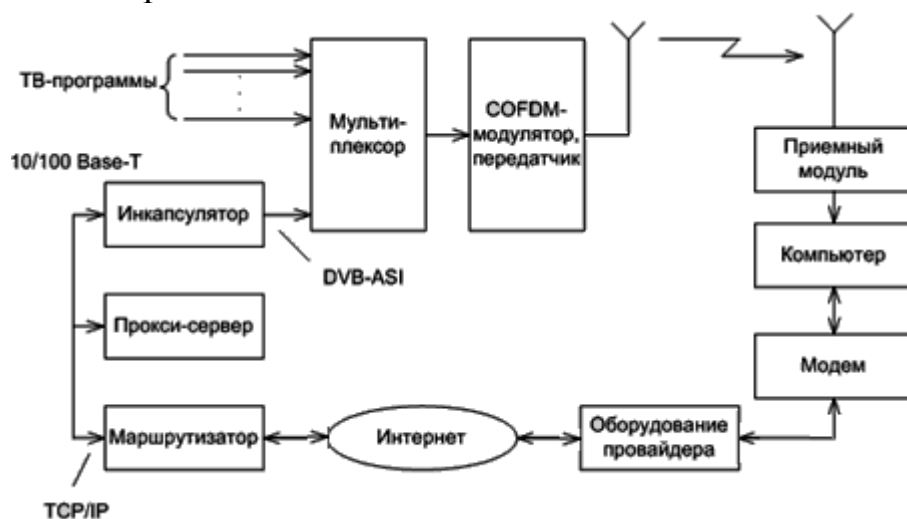


Рисунок 4.5 – Структурная схема интерактивной системы НЦТВ

5 СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОГО ЦИФРОВОГО ВЕЩАНИЯ

5.1 Краткая характеристика систем МЦТВ

В настоящее время в мире существует 10 форматов мобильного ТВ-вещания (рисунок 5.1). Во-первых, это системы, стандартизированные ETSI: DVB-T, DVB-H и DVB-SH. Во-вторых, формат MediaFLO компании Qualcomm, ориентированный на США и Канаду. В-третьих, группа форматов, базирующихся на системе радиовещания DAB (Digital Audio Broadcasting). К ним относятся: Movio Systems (бывшая Live Time), разработанная British Telecom, корейские форматы наземного T-DMB (Terrestrial-Digital Media Broadcasting) и спутникового S-DMB (Satellite-Digital Media Broadcasting) вещания, а также европейский профиль T-DMB. В-четвёртых, существуют японский стандарт эфирного вещания ISDB-T и китайский DTMB, пригодные для приема сигналов на любые терминалы.

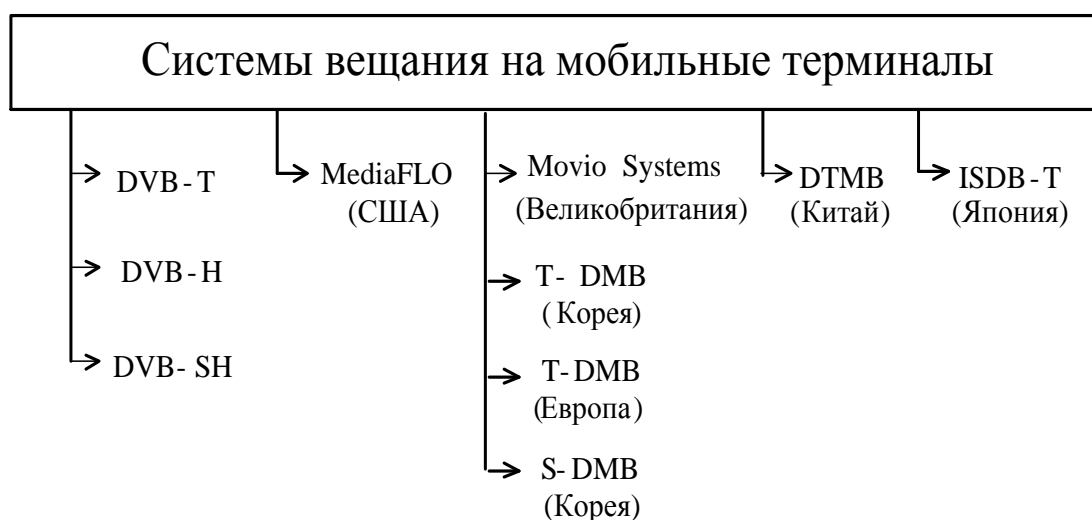


Рисунок 5.1 – Форматы мобильного ТВ-вещания

Первые европейские проекты мобильного телевидения Motivate (Mobile Television and Innovative Receivers) и MCP (Multimedia Car Platform) относятся к 2000 и 2002 гг. соответственно. Их целью было исследовать возможность устойчивого приёма сигналов в стандарте цифрового наземного вещания DVB-T, находясь в транспорте. По полученным результатам для эффективного и долговременного приема на мобильные и портативные терминалы была разработана специальная система DVB-H, в основном совместимая с DVB-T. Впервые эксплуатация сетей DVB-H на коммерческой основе была начата в таких странах, как Финляндия, Индия, Италия и др. Позже развернуто вещание в Австрии, Франции, Германии, Индонезии, Швейцарии и России.

Однако DVB-H не является неоспоримым лидером среди отмеченных систем и стандартов мобильного телевидения. Одним из основных его конкурентов является система T-DMB. Это корейско-европейская разработка, за ос-

нову которой взята группа европейских стандартов звукового вещания Eureka 147, доработанная до практического использования научными институтами Южной Кореи. Там же в мае 2005 г. был произведён коммерческий запуск спутникового проекта S-DMB, а в конце того же года начато вещание в формате T-DMB в диапазоне 200 МГц. В Европе T-DMB используется в нескольких сетях. В частности, летом 2006 г., к началу проведения Чемпионата мира по футболу немецкая компания Mobiles Fernsehen Deutschland начала осуществлять мобильное DMB-вещание под маркой Watcha TV.

Отметим некоторые общие принципы построения и характеристики системы T-DMB. Она имеет полосу частот вещания 1,536 МГц, использует модуляцию QPSK, режим передачи COFDM, сверточное кодирование, а также частотное и временное перемежение данных (глубиной до 384 мс). В этой системе радиoproграммы и данные передаются стандартным для DAB способом, а для ТВ-трансляций используют отдельный потоковый канал MSC, в котором реализована более сложная система инкапсуляции и защиты. Видеопотоки компрессируются в формате H.264/AVC, а для аудио используется система компрессии MPEG-4 BSAC. Сжатые потоки сначала инкапсулируются в транспортные пакеты по 188 байт и защищаются от помех кодом Рида – Соломона, а затем уже вводятся в DAB-канал, где дополнительно защищаются сверточным кодом и подвергаются перемежению. Инкапсуляция данных в пакеты позволяет использовать проверенные механизмы синхронизации разных элементарных потоков, относящихся к одной ТВ-программе, а защита от помех – отработанную схему помехоустойчивого кода Рида–Соломона.

Европейский профиль T-DMB отличается от корейского в основном отсутствием условного доступа, предназначенного для исключения несанкционированного просмотра контента. Основные технические отличия систем T-DMB и DVB-H состоят в использовании в DVB-H долговременного приема (более 4 часов) за счет импульсного режима передачи, в возможном выборе большего числа параметров помехоустойчивого кодирования и модуляции при планировании и развертывании системы, в предоставлении операторам сетей большей свободы в определении частот вещания и, наконец, – в лучшей приспособленности DVB-H для трансляции крупных пакетов ТВ-программ.

Наиболее близкой к DVB-H по своей идеологии является американская система MediaFLO. В ней применяется COFDM-модуляция, используется режим 4k, турбокодирование и перемежение данных. В MediaFLO, как и в DVB-H, возможен режим энергосбережения за счет импульсной передачи информации. Кроме того, в MediaFLO используется система мультиплексирования CDMA, позволяющая в одном канале передавать данные о множестве услуг, каждая из которых занимает часть OFDM-модулированных несущих. Система способна объединять в одном канале потоки с разным уровнем помехозащиты и схемами модуляции. Эта особенность позволяет объединить в одном канале индивидуальные услуги, актуальные для небольших зон охвата, и общенациональные программы, единые для всех регионов и предназначенные для обслуживания больших территорий.

Радиоинтерфейс MediaFLO позволяет по каналу с шириной полосы 6 МГц передать потоки со скоростью до 11 Мбит/с. Рабочая область частот передачи выбрана вблизи 700 МГц. В состав пакета услуг может войти до 20 потоковых ТВ-программ с разрешением 320×240 пикселей, передаваемых со скоростью до 30 кадров в секунду, 10 стереопрограмм и клипы с общей продолжительностью до 800 минут в день. Сравнивая систему MediaFlo и DVB-H, следует отметить: DVB-H допускает большую скорость перемещения, ограниченную эффектом Доплера, поскольку использует более широкую полосу канала (8 МГц против 6 МГц); для нее доступно большее разнообразие моделей приемников; в ней заложены принципы совместного вещания с системой стандарта DVB-T, кроме того, система DVB-H доказала свои высокие технические и функциональные возможности при проведении исследований в опытных зонах Европы и России.

5.2 Анализ особенностей стандарта DVB-H

Обобщенная структурная схема системы стандарта DVB-H представлена на рисунке 5.2. Пунктиром помечены новые элементы, привнесенные в стандарт DVB-H по сравнению с DVB-T. Именно на них и будет обращено основное внимание.

В данном стандарте к режимам $2k$ и $8k$, присущим DVB-T, добавлен еще один режим – $4k$. Этот режим предоставил дополнительную степень свободы для обмена максимальной скорости передвижения приемника на радиус зоны обслуживания.

Вторым дополнением к стандарту DVB-H на физическом уровне стала возможность более глубокого перемежения данных в режимах $4k$ и $2k$. Напомним, что канальное кодирование в DVB-T предусматривает перемежение данных внутри одного COFDM-символа. Оно в основном предназначено для компенсации селективных замираний несущих при многолучевом приеме. В то же время мобильные терминалы с большой вероятностью могут оказаться в зоне действия широкополосных импульсных помех. При приеме на скорости появляется доплеровское смещение частотного спектра, также приводящее к искажениям сигнала. Поэтому в системах с COFDM принципами модуляции, например, ISDB-T, для борьбы с последствиями длительных помех в цикл канального кодирования введено перемежение длинных серий данных, охватывающее десятки, а то и сотни OFDM-символов.

Чем длиннее последовательность данных, участвующих в перемежении, тем эффективнее борьба с последствиями затухания. Но для стандарта DVB-H такой путь невозможен по следующим причинам. Во-первых, восстановление длинных последовательностей потребовало бы непрерывного приема, в то время как для целей энергосбережения в стандарте DVB-H реализован импульсный режим передачи.

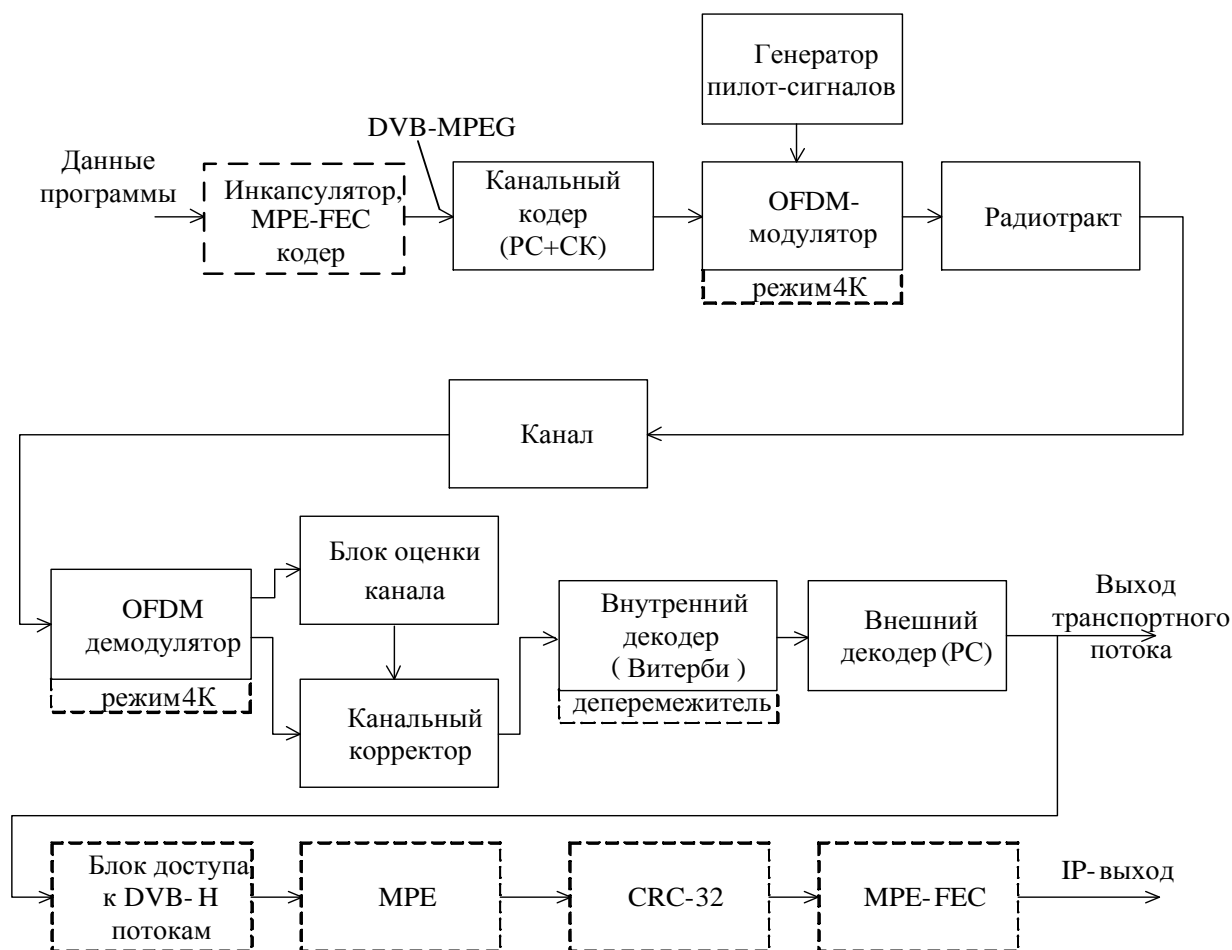


Рисунок 5.2 – Структурная схема системы DVB-H

Во-вторых, для реализации перемежения с длинными сериями данных необходимы большие объемы памяти, что увеличивает стоимость приемника. И, наконец, использование такого перемежения противоречит требованию совместимости с DVB-T. Поэтому было выбрано компромиссное решение. Для режима модуляции $8k$, наиболее актуального для НЦТВ, в стандарте DVB-H сохранены прежние виды перемежения бит в рамках одного символа. В режимах $4k$ и $2k$, где каждый COFDM-символ переносит меньшее количество информации, в качестве опции введена возможность временного перемежения. Для $4k$ перемежение выполняется с глубиной в 2 COFDM-символа, а для режима $2k$ – с глубиной в 4 COFDM-символа. При активизации этой опции совместная передача программ стандартов DVB-H и DVB-T невозможна.

В стандарте DVB-H предусматривается опция дополнительной помехозащиты, которая реализована на базе IP-дейтаграмм и позволяет компенсировать отсутствие устройств глубокого перемежения. Принцип ее действия изложен в разделе 5.3.

Третье дополнение к стандарту DVB-H касается пакетов транспортной сигнализации (TPS – Transmission Parameter Signalling), в которые добавлены два бита, свидетельствующие о наличии в потоке соответствующих услуг, а также биты ин-

дикации сот при эстафетной передаче и указания о наличии дополнительной кодозащиты, реализуемой на базе IP-дейтаграмм.

Четвертым дополнением явилось решение использовать полосу 5 МГц, кроме полос 6, 7 и 8 МГц, принятых в DVB-T. Ее планируется применять при развертывании сетей на основе стандарта DVB-H в США в L-диапазоне (1,670–1,675 ГГц).

Одно из основных отличий стандарта DVB-H от DVB-T заключается в том, что в новой системе вся информация должна передаваться в форме IP-дейтаграмм, которые не столь чувствительны к буферизации данных и задержкам при передаче. IP-пакеты инкапсулируются в транспортные пакеты MPEG-2 TS с использованием метода многопротокольной инкапсуляции (MPE – Multi Protocol Encapsulation). Это один из четырех методов инкапсуляции пакетов данных в транспортные пакеты MPEG-2 TS, определенных DVB [12, 13].

Схема инкапсуляции (стандарт DVB-H) показана на рисунке 5.3.

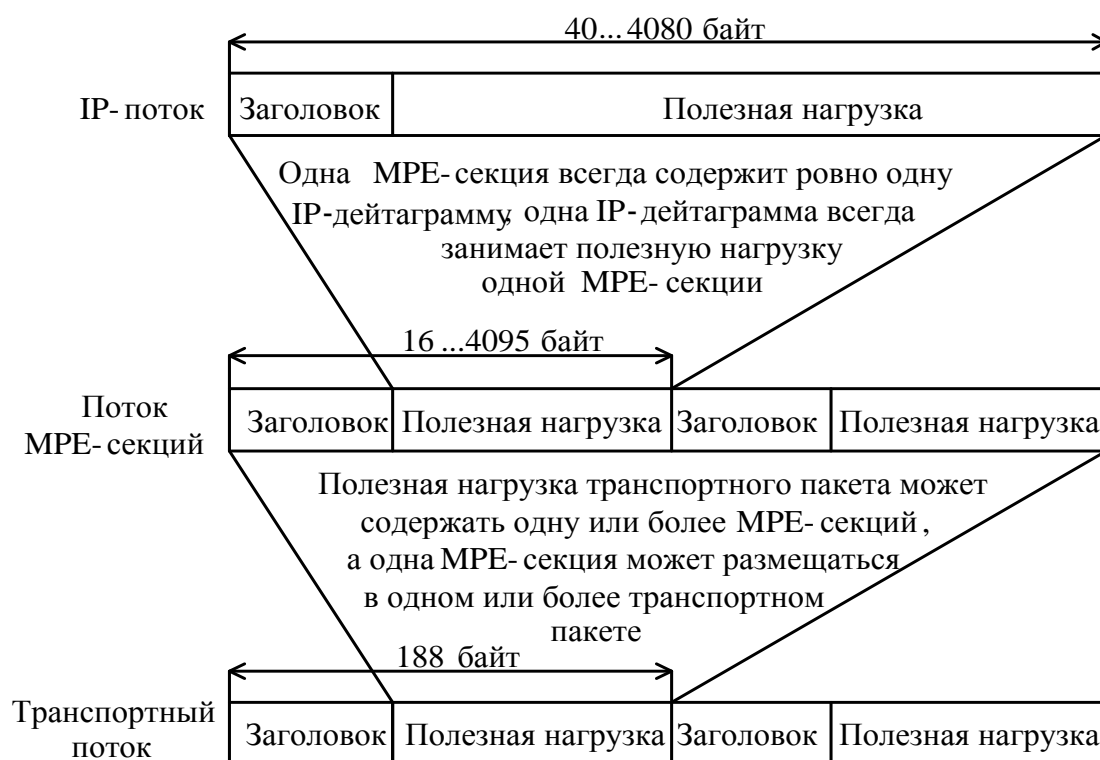


Рисунок 5.3 – Структура процедуры многопротокольной инкапсуляции

IP-пакеты инкапсулируются в MPE-секции, а те, в свою очередь, – в транспортные пакеты MPEG-2 TS, переносящие элементарные потоки. Каждый IP-пакет занимает одну MPE-секцию, длина которой практически не совпадает с емкостью пакетов MPEG-2 TS. В одном пакете может передаваться множество MPE-секций, и, наоборот, одна секция может занимать несколько транспортных пакетов.

Данные, относящиеся к одной услуге, инкапсулируются в транспортные пакеты MPEG-2 с постоянным идентификационным номером PID.

Использование такого метода доставки IP-данных обусловлено рядом причин. Во-первых, в стандарте DVB-H предполагается передавать ТВ-поток данных, сжатые не в формате MPEG-2, а в более эффективном MPEG-4/H.264. Для этого формата процесс инкапсуляции компрессированных аудио и видео в транспортные пакеты жестко не специфицирован и обычно реализуется через IP/MPE-инкапсуляцию. Более того, DVB-H потенциально рассматривается как составная часть гибридной системы доставки мультимедийных услуг (IPDC).

В связи с этим понятие элементарного потока в стандарте DVB-H определяется иначе, чем в MPEG-2. В стандарте DVB-H это просто поток, передаваемый в пакетах с одним PIDом. Снята жесткая корреляция элементарного потока с данными определенного типа. В одном элементарном потоке могут передаваться все данные, относящиеся к определенной ТВ-программе или даже к нескольким программам. В последнем случае потоки разных ТВ-программ будут передаваться в дейтаграммах с разным мультикастовым IP-адресом и заключаться в MPE-секции с разными MAC-адресами. Аналогичным образом могут передаваться и нетелевизионные услуги.

Экран карманного терминала способен воспроизвести изображение с разрешением 1/4 CIF или 1/8 CIF. Скорость доставки одной ТВ-программы в зависимости от разрешения, системы компрессии и динамики изображения обычно около 100...300 кбит/с. Предположим, что скорость мультиплексированного DVB потока составляет 10 Мбит/с, и в нем размещено 50 каналов со средней скоростью передачи в 200 кбит/с. Если на интервале в 100 мс вместо данных всего канала передавать данные одной программы, то за это время в приемник будет отправлен 1 Мбит информации с временем воспроизведения 5 секунд. При этом приемник должен быть активен чуть больше 100 мс, а остальное время он может находиться в режиме ожидания. То есть соотношение между временем загрузки данных в буфер и их считыванием на отображающее устройство – около 2 %. Такая импульсная схема передачи позволяет экономить ресурс аккумуляторных батарей на 90 – 95 %. Для обозначения момента начала загрузки секций с данными в буферную память на приемник передаются специальные указания в заголовках секций.

Экспериментальные измерения показали, что для достижения передатчиками DVB-H и DVB-T одинаковой зоны охвата мощность первого должна быть на 20 дБ (т. е. в 100 раз) больше. В то же время помехоустойчивость за счет применения эффективных видов модуляции в DVB-H в среднем на 30 % лучше, а максимально возможная скорость движения приемника (например в автомобиле) – на 40 % выше.

5.3 Структурная схема передающей станции системы DVB-H

Передающая станция системы DVB-H (рисунок 5.4) состоит из следующих подсистем: предварительной обработки программ, формирования транспортного потока, помехоустойчивого кодирования, модуляции и передачи радиосигнала.

Основой подсистемы предварительной обработки программ является цифровой кодер. Он решает задачи обработки, сжатия и кодирования видео- и аудиосигналов, а также объединения всех элементарных цифровых сигналов в единый программный поток. Современные цифровые кодеры содержат видеокодер, один или несколько кодеров звука, кодер данных, программируемый мультиплексор и устройства памяти.

Видеоинформация кодируется в видеокодере MPEG-4. В нём осуществляется переход к формату 1/4 CIF или 1/8 CIF, а также цифровое сжатие видеоданных за счет исключения пространственной (внутрикадровой), временной (межкадровой) и психовизуальной избыточностей. Суммарный коэффициент сжатия данных в видеокодере для DVB-H может составлять от 100 до 800 раз. Максимальное его значение ограничивается допустимыми потерями качества изображения.

Сжатый в видеокодере цифровой поток поступает на вход программного мультиплексора MUX1, в котором осуществляется синхронное объединение отдельных сигналов видео, аудио и данных в общий программный поток. Выходная скорость программного потока определяется суммой скоростей отдельных потоков. Для DVB-H она обычно составляет от 0,2 до 0,4 Мбит/с на программу.

Далее цифровой сигнал поступает в подсистему формирования транспортного потока DVB-H и, в частности, на вход инкапсулятора, где преобразуется в поток IP-дейтаграмм. В блоке MPE-FEC IP-дейтаграммы подвергаются кодированию при помощи кода Рида – Соломона (191/255), после чего дейтаграммы инкапсулируются в MPE-секции, а полученные проверочные байты – в MPE-FEC-секции. Избыточность, внесенная кодированием и заголовками секций, составляет порядка 25 %. Поток секций с данными последовательно поступает в буфер: вначале информационные секции, а затем проверочные. Программно управляемый цифровой переключатель (ЦП) последовательно считывает из буферов разных программ данные секции, которые затем поступают в мультиплексор MUX2, где происходит объединение цифрового потока и сигналов обязательной и дополнительной сервисной информации SI/PSI и инкапсуляция данных в транспортные пакеты формата DVB-TS. Транспортные пакеты, относящиеся к различным программам, поочередно используют пропускную способность канала DVB-H. Возможна также параллельная передача нескольких транспортных пакетов.

Далее транспортный поток DVB-H поступает через асинхронный последовательный интерфейс DVB-ASI на системный мультиплексор MUX3, где происходит асинхронное объединение цифровых потоков MPEG-4 разных программ, имеющих различную временную базу и полученных в общем случае в разных местах.

С выхода системного мультиплексора цифровые потоки поступают на подсистему помехоустойчивого кодирования, содержащую скремблер, кодер Рида – Соломона, перемежитель байт (ПМ) по схеме Форни и кодер сверточного кода.

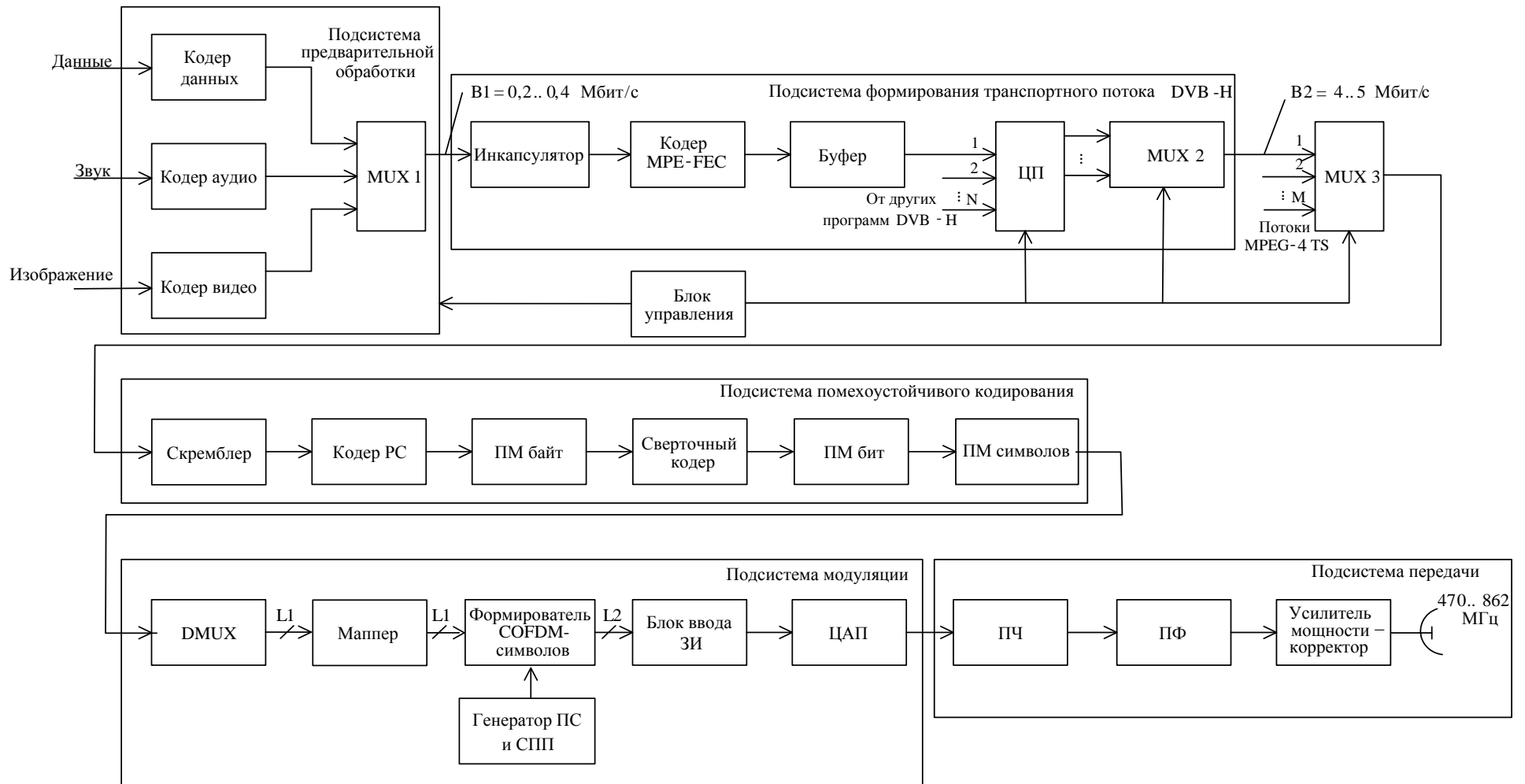


Рисунок 5.4 – Структурная схема передатчика DVB-H

Структура и принцип работы этих устройств описаны в [9, 10, 12, 13] и поэтому останавливаться на их построении и функционировании не будем.

Внутренний перемежитель состоит из перемежителя бит и следующего за ним перемежителя символов. Структура внутреннего перемежителя и принцип его работы рассмотрены в разделе 2.2.

Сформированные модуляционные символы поступают на DMUX1, в котором происходит распараллеливание данных на субпотoki, число которых составляет 6048 (8К), 3024 (4К) и 1512 (2К). В каждом субпотокe осуществляется модуляция соответствующей несущей COFDM-символа. Процедура модуляции реализуется программно в процессоре с использованием алгоритмов обратного дискретного преобразования Фурье. Генератор вспомогательных сигналов формирует сигналы о параметрах передачи (СПП) и пилот-сигналы, которые используются для кадровой, частотной и временной синхронизации приемника, контроля канала, идентификации режима передачи, компенсации фазовых шумов канала и т.д.

Дальнейшие операции в тракте передачи аналогичны процессам, описанным в разделах по DVB-T.

5.4 Структурная схема абонентского терминала DVB-H

Прием сигналов DVB-H осуществляется в диапазоне частот от 470 до 862 МГц. Все модели приемных терминалов должны поддерживать режимы $2k$, $4k$ и $8k$, полосу 8 МГц, COFDM, демодуляцию QPSK, 16-QAM и 64-QAM, стерео- и монозвучание. Экран карманного терминала способен воспроизводить изображение с разрешением $1/4$ CIF и $1/8$ CIF. Антенна интегрирована с терминалом. Активная составляющая сопротивления антенны обычно небольшая по величине из-за малой длины антенны (менее $0,1\lambda$). Это ведет к малой ее эффективности. В зависимости от типа приемного терминала усиление антенны может составлять от -10 до 0 дБ. Структурная схема приемного терминала приведена на рисунке 5.10.

GSM-фильтр на входе приемного тракта предназначен для защиты малошумящего усилителя от помех передающих станций GSM-900. Он представляет собой фильтр нижних частот с частотой среза 870 МГц. Фильтр вносит дополнительные потери порядка 1 дБ. После усиления в МШУ сигнал попадает на вход селектора каналов. Селектор переносит информационный сигнал на нулевую частоту и ограничивает его спектр. Также в селекторе происходит автоматическая регулировка уровня принимаемого сигнала. С выхода селектора сигналы по I и Q каналам поступают на два десятиразрядных АЦП, в которых производится их дискретизация, квантование и кодирование. Полученная цифровая последовательность затем подается на блок преобразования частоты дискретизации (БПЧД), где происходит переход от частоты дискретизации 20,48 МГц к частоте дискретизации $64/7$ МГц (для канала с полосой 8 МГц). В блоке удаления защитного интервала все отсчеты, соответствующие защитному интервалу,

отбрасываются. В цифровом ФНЧ осуществляется ограничение спектра обрабатываемого цифрового сигнала перед его демодуляцией.

Последовательно поступающие информационные отсчеты COFDM-символов накапливаются в буфере, откуда поступают в блок прямого быстрого преобразования Фурье. В нем на программном уровне производится перемножение комплексных огибающих символов на дискретные значения гармоник. Результат перемножения интегрируется на интервале времени от t_k до $T_{и}$, где t_k – время начала символа COFDM, $T_{и}$ – длительность информационной части символа. Следствием перемножения и интегрирования будут комплексные значения КАМ-символов, которые в результате денормирования отображают вектора сигнального созвездия. Демаппер преобразует комплексные значения в двоичную последовательность.

Из полного COFDM-символа выделяются служебные каналы с пилот-сигналами и данные о параметрах передачи, которые используются в блоке оценки канала (БОК) для определения параметров канала и управления подсистемой декодирования. В мультиплексоре (MUX) обеспечивается объединение информационных субпоток в последовательный поток данных. Внутренний деперемежитель (ДПМ) является двухступенчатым, он обеспечивает деперемежение символов и поканальное деперемежение бит.

Первой ступенью помехоустойчивого декодирования является декодер Витерби. Коррекция ошибок в декодере производится по алгоритму максимального правдоподобия с использованием метода динамического программирования. Исправляющая способность декодера зависит от относительной скорости сверточного кода, с изменением которой изменяется конфигурация выкалывания бит в деперфораторе. Недостатком декодера считается его склонность к размножению и пакетированию ошибок, когда вероятность их появления начинает превышать определенный предел.

Для борьбы с пакетными ошибками используется деперемежитель байт по схеме Форни, после которого групповые ошибки переходят в разряд одиночных и исправляющая способность декодера Рида – Соломона улучшается. Блочный декодер Рида – Соломона является второй ступенью декодирования. На его выходе устанавливается дескремблер (ДСК), в котором устраняется псевдослучайность, внесенная на передающей стороне.

С выхода подсистемы декодирования поток из пакетов по 188 байт поступает на программируемый демультимплексор, где выделяется сервисная информация SI, необходимая приемнику для правильной конфигурации и получения доступа к услугам сети.

С выхода DMUX поток секций последовательно загружается в декодер MPE-FEC. MPE-FEC-декодирование рекомендуется проводить на базе модели канала со стиранием. Такое декодирование включает в себя два этапа. На первом этапе с помощью циклического CRC-32-кода выявляются искаженные секции и локализируются пораженные части потока. На втором этапе выполняется восстановление пораженных пакетов, что при предварительной локализации

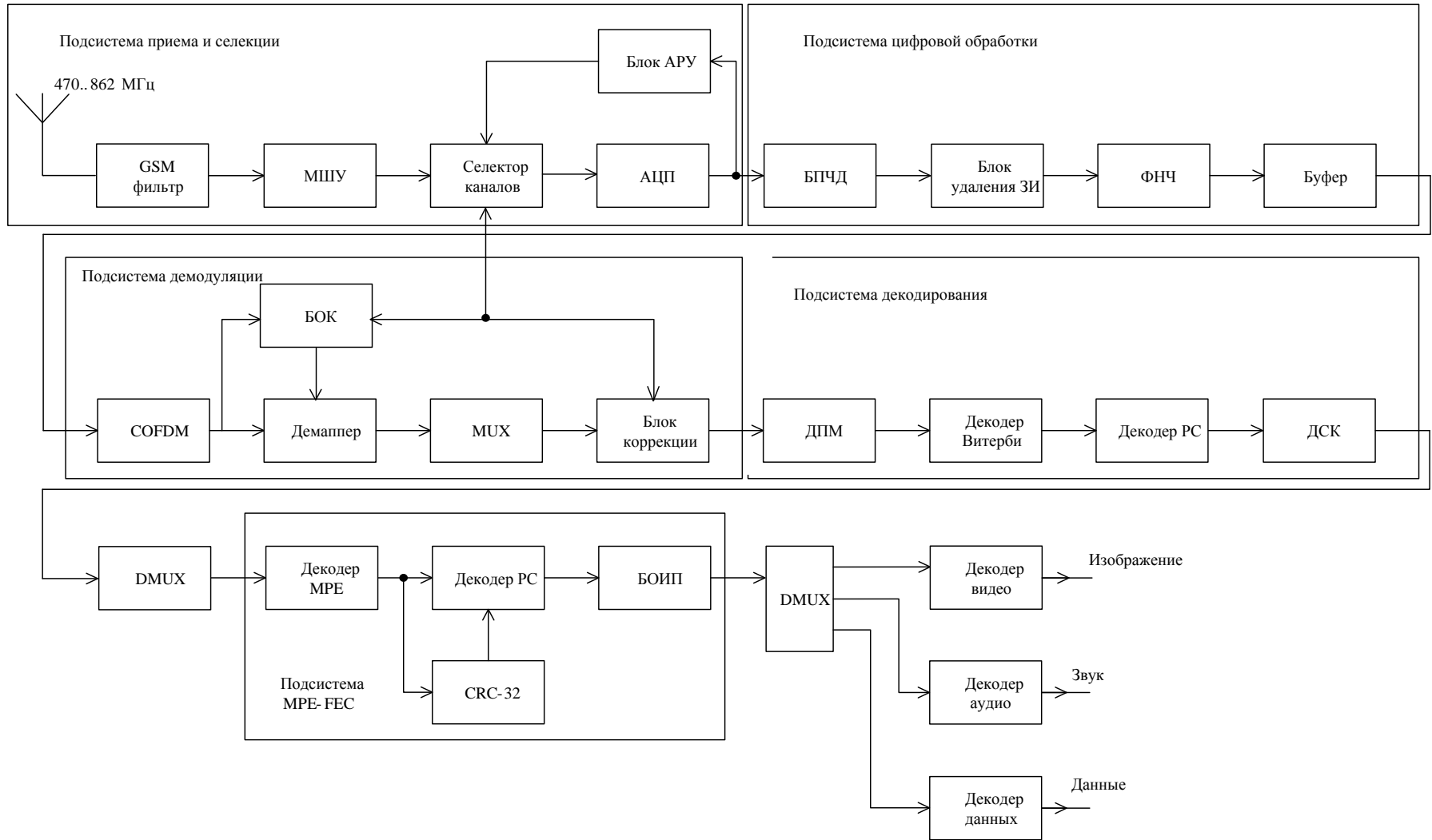


Рисунок 5.5 – Структурная схема приемника DVB-H

происходит более эффективно. IP-дейтаграммы правильно принятых секций помещаются в кадр MPE-FEC в соответствии с адресными байтами, а дейтаграммы ошибочных или утерянных секций объявляются недоступными. Если в каждом ряду кадра MPE-FEC меньше 64 недоступных байт, то все ошибки будут исправлены, в противном случае часть информации окажется невозможной для восстановления. Если все MPE-секции были приняты верно, приемник игнорирует проверочные байты и сразу переходит к декодированию.

Последовательно считанные из кадра MPE-FEC IP-дейтаграммы проходят блок обратной инкапсуляции (БОИП) и поступают на DMUX, где цифровой поток делится на потоки видео, аудио и данные. Декодированные и декомпрессированные видео и звук поступают на цифроаналоговые преобразователи и пользовательский интерфейс.

6 МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗОН ОБСЛУЖИВАНИЯ В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

6.1 Исходные положения

Под зоной обслуживания понимается территория, в пределах которой в заданных процентах мест и времени обеспечивается приём сигналов телевидения, звукового вещания и информационных данных с требуемым качеством. При развёртывании систем цифрового ТВ-вещания для каждой передающей станции в соответствии с рельефом местности определяется граница уверенного приёма сигналов, внутри которой обеспечивается напряженность поля выше минимально допустимого значения. Минимальным уровнем напряжённости поля (УНП) считается такой, при котором возможен приём сигналов с допустимой достоверностью в отсутствие помех со стороны других передатчиков. В качестве критерия достоверности приёма в цифровых радиосистемах с различными видами модуляции принята вероятность ошибок. Для систем НЦТВ стандарта DVB необходимо, чтобы на выходе первой ступени декодирования (декодер Витерби) $P_{\text{ош.В}}$ была меньше $2 \cdot 10^{-4}$. При этих уровнях на выходе второй ступени декодирования (декодер Рида – Соломона) величина $P_{\text{ош.РС}}$ будет составлять менее 10^{-10} , что соответствует квазибезошибочному приёму цифровых сигналов ТВ-вещания.

При планировании зон обслуживания используют принципы математического моделирования с привлечением статистических и детерминированных методов прогноза потерь на радиолиниях [11, 14]. Первые учитывают случайный характер сигналов и используют усредненные данные, полученные экспериментально для города, пригорода и открытой местности. Вторые учитывают особенности конкретных радиолиний (рельеф местности, препятствия, улицы, дома и т. д.) и используют фундаментальные принципы теории распространения радиоволн в предположении постоянства параметров среды [22]. При расчете зон обслуживания привлекаются цифровые карты местности и используется компьютерное моделирование. Для радиосистем телевизионного вещания чаще используют статистические методы прогноза или их сочетания с детерминированными [19–21].

6.2 Основные параметры, учитываемые при планировании зон обслуживания

В системах наземного и мобильного цифрового вещания (МЦТВ) стандартов DVB-T и DVB-H используется большое число параметров, которые необходимо учитывать при планировании, проектировании, организации и эксплуатации сетей. Их выбор определяется конкретными задачами, которые должны решать создаваемые системы. Базовые параметры и взаимосвязь между ни-

ми приведены в разделе 3. В системах DVB-T основное внимание уделяется стационарному приему сигналов на внешние направленные антенны.

При организации мобильного вещания прием программ может осуществляться на портативные и мобильные абонентские терминалы. Различают четыре класса приема:

- класс А – портативный прием при наземном перемещении (или его отсутствия) вне помещений;
- класс В – портативный прием внутри помещений;
- класс С – мобильный прием на автомобильную внешнюю антенну;
- класс D – мобильный прием на антенну внутри движущегося транспортного средства.

Предполагается, что высота подвеса приемных антенн – 1,5 м и они не обладают ни пространственной, ни поляризационной селективностью.

В системах DVB-T качество покрытия зон обслуживания классифицируется как «удовлетворительное», если прием обеспечивается в 70 % мест, и как «хорошее» – в 95 %. В системах DVB-H эти показатели пересмотрены. Так, согласно рекомендации ETSI [16] качество обслуживания оценивается как «удовлетворительное», если уверенный прием обеспечивается в 70 % мест (классы А и В) и в 90 % мест (классы С и D). Качество считается «хорошим», если обеспечивается уверенный прием в 95 % мест (классы А и В) и в 99 % мест (классы С и D). При организации приёма внутри помещений и транспортных средств учитываются потери в стенах зданий и корпусе автомобиля. В зависимости от используемой методики расчета может возникнуть необходимость учета потерь, обусловленных более низким размещением приемной антенны (потери на высоту).

В таблице 6.1 приведены типовые параметры приёмных устройств DVB-T, рекомендуемые МСЭ [15] для планирования, а в таблице 6.2 – рекомендуемые ETSI [16] параметры системы DVB-H для различных классов приёма и энергетические значения запаса на уровень напряженности поля (УНП).

Таблица 6.1 – Параметры приёмных устройств НЦТВ стандарта DVB-T для стационарного (Ст), мобильного (С) и портативного (В) приёма

Параметр, дБ	Диапазон частот, ГГц								
	0,2			0,5			0,8		
	Ст	С	В	Ст	С	В	Ст	С	В
Усиление приёмной антенны	5	-2,2	-2,2	10	0	0	12	0	0
Потери в фидере	3	0	0	3	0	0	5	0	0
Уровень внешних шумов	1	1	1	0	0	0	0	0	0
Коэффициент шума приёмника	5	5	5	7	7	7	7	7	7

Таблица 6.2 – Параметры приемных устройств МЦТВ стандарта DVB-H для портативного (классы А и В) и мобильного (классы С и D) приёма

Параметр		Диапазон частот, ГГц							
		0,5				0,8			
		А	В	С	Д	А	В	С	Д
Высота подвеса приемной антенны, м		1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
Усиление приёмной антенны, дБ		-12	-12	-2	-12	-7	-7	-1	-7
Коэффициент шума приёмника, дБ		7	7	7	7	7	7	7	7
Потери внутри помещения, дБ		-	11	-	-	-	11	-	-
Потери внутри автомобиля, дБ		-	-	-	7	-	-	-	7
Энергетический запас на величину УНП, дБ	70 % мест приема	3	4	-	-	3	4	-	-
	90 % мест приема	-	-	7	9,5	-	-	7	9,5
	95 % мест приема	9	12	-	-	9	12	-	-
	99 % мест приема	-	-	13	17	-	-	13	17

Типовые значения потерь на высоту антенны относительно величины напряжённости поля на высоте 10 м для различных типов местности приведены в таблице 6.3.

Таблица 6.3 – Потери на высоту антенн для различных типов местности и диапазонов частот, дБ

Тип местности	Диапазон частот, ГГц	
	0,5	0,8
Сельская	11	13
Пригородная	16	18
Городская	22	24

При организации стационарного приёма на внешнюю направленную антенну в системе НЦТВ DVB-T в качестве типовой модели канала передачи принят канал Райса. Экспериментальные исследования мобильного приёма с ненаправленной антенной показали, что характер действия шумов и помех в таких радиосистемах соответствует каналу Релея, поскольку антенна значительную часть времени может находиться вне прямой видимости и принимать отраженные сигналы разной интенсивности.

6.3 Определение минимального уровня напряженности поля на границе зоны обслуживания

Уровень напряженности поля (УНП) E_M в месте приёма определяется плотностью потока мощности (ППМ), создаваемой передающей станцией:

$$E_M = P_M + 10 \cdot \lg 120\pi + 120 = P_M + 145,75, \text{ дБ(мкВ/м)}, \quad (6.1)$$

где P_M – уровень ППМ, дБ(Вт/м²).

Заменим ППМ уровнем сигнала p_c на входе приёмной системы, тогда

$$E_M = p_c - 10 \cdot \lg S_{\text{эф}} + 145,75 \text{ дБ(Вт/м}^2\text{)}, \quad (6.2)$$

где $S_{\text{эф}}$ – эффективная площадь приёмной антенны, м².

Учитывая, что

$$10 \lg S_{\text{эф}} = g_{\text{Пр.П}} - 20 \cdot \lg f_p - 19,3, \text{ дБ} \cdot \text{м}^2, \quad (6.3)$$

уровень напряженности поля составит:

$$E_M = p_c - g_{\text{Пр.П}} + 20 \cdot \lg f_p + 165,05, \text{ дБ(мкВ/м)}, \quad (6.4)$$

где $g_{\text{Пр.П}}$ – усиление приемной антенны относительно полуволнового вибратора, имеющего усиление 2,16 дБ;

f_p – рабочая частота, ГГц.

На границе зоны обслуживания p_c будет соответствовать минимальному уровню сигнала $p_{c,\text{мин}}$, при котором обеспечивается прием с допустимой вероятностью ошибок $P_{\text{ош}}$.

Определим $p_{c,\text{мин}}$ через параметры приёмника по формуле

$$p_{c,\text{мин}} = \rho_{\text{тр}} + 10 \cdot \lg(k \cdot T_{\text{сис}} \cdot \Delta f_{\text{ш}}), \text{ дБВт}, \quad (6.5)$$

где $\rho_{\text{тр}}$ – требуемое отношение несущая/шум на входе демодулятора, при котором на выходе декодера Витерби (или Рида – Соломона) обеспечивается заданная вероятность ошибки, дБ;

k – постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/град·Гц;

$T_{\text{сис}}$ – эффективная шумовая температура (ЭШТ) приёмной системы, К;

$\Delta f_{\text{ш}}$ – шумовая полоса приёмника, примерно равная ширине полосы Δf_c многочастотного сигнала с COFDM-режимом передачи, Гц.

Для ТВ-канала с полосой 8 МГц $\Delta f_c = 7,61$ МГц ($10 \lg \Delta f_{ш} = 68,8$ дБ·Гц).

Величина ЭШТ на входе приёмной антенны (рисунок 6.1) с учётом действия внешних шумов определяется по формуле

$$T_{сис} = T_0 \cdot 10^{0,1(\chi + a_{ф.Пр} + n_{ш})}, \text{ К}, \quad (6.6)$$

где T_0 – температура окружающей среды, равная 290 К;

χ – коэффициент, учитывающий влияние внешних шумов, наводимых на антенну (шумы космоса, промышленные шумы), дБ;

$a_{ф.Пр}$ – потери в фидере приёмного устройства, дБ;

$n_{ш}$ – коэффициент шума приёмника, дБ.

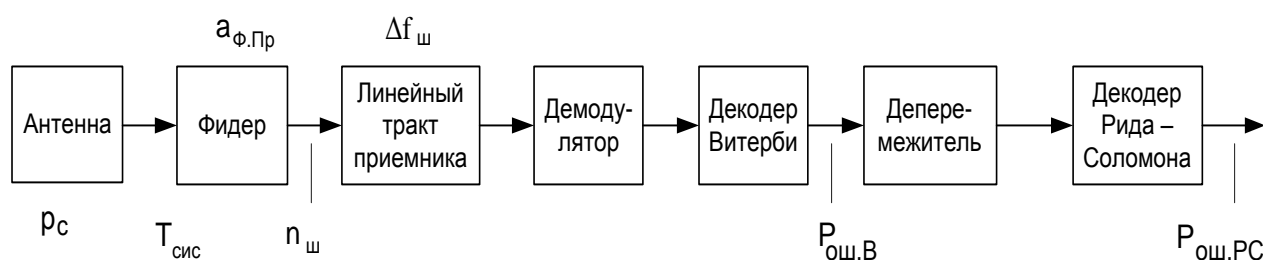


Рисунок 6.1 – Структурная схема приёмного устройства системы НЦТВ

После подстановки выражений (6.5) и (6.6) в (6.4) получим базовое соотношение для определения минимального УНП на границе зоны обслуживания:

$$E_{мин} = \rho_{вх} - D_{Пр} + 20 \cdot \lg f_p + 5,26, \text{ дБ(мкВ/м)}, \quad (6.7)$$

$$D_{Пр} = g_{Пр.П} - 10 \cdot \lg T_{сис}, \text{ дБ/К}, \quad (6.8)$$

где $D_{Пр}$ – добротность приёмного устройства, характеризующая его способность к приёму сигналов низкого уровня, дБ/К.

Из (6.7) и (6.8) следует, что для снижения минимально допустимого УНП в зоне приёма и, следовательно, увеличения границ зоны обслуживания, необходимо повышать добротность приёмника $D_{Пр}$ и снижать его отношение несущая/шум, при котором реализуется требуемая достоверность приёма. Повышение $D_{Пр}$ сопряжено с повышением усиления антенн, минимизацией потерь в фидере и улучшением шумовых характеристик приёмника. Поэтому при стационарном приёме целесообразно использовать антенные малошумящие усилители.

В таблицах 6.4 и 6.5 приведены значения рассчитанных добротностей $D_{Пр}$ для рекомендуемых при планировании параметров приёмных устройств стационарного и мобильного приёма.

Таблица 6.4 – Добротность приёмных устройств стандарта DVB-T, дБ/К

Способ приёма	0,2 ГГц	0,5 ГГц	0,8 ГГц
Стационарный	-28,6	-24,6	-24,6
Мобильный	-32,8	-31,6	-31,6
Внутри помещений	-32,8	-31,6	-31,6

Таблица 6.5 – Добротность приёмных устройств стандарта DVB-H, дБ/К

Вид приёма		0,5 ГГц	0,8 ГГц
Портативный прием	Класс А	-43,6	-38,6
	Класс В	-43,6	-38,6
Мобильный прием	Класс С	-33,6	-32,6
	Класс D	-43,6	-38,6

Для упрощения определения $E_{\text{мин}}$ в широком диапазоне частот при использовании типовых параметров приёмных устройств (данные таблиц 6.1 и 6.2) введём в рассмотрение обобщённые частотно-зависимые параметры вида

$$A(f) = E_{\text{мин}} - \rho_{\text{тр}} = 20 \lg f_p - D_{\text{Пр}} + 5,26, \text{ дБ.} \quad (6.9)$$

Для систем DVB-T этот параметр с учётом значений $D_{\text{Пр}}$ (таблица 6.4) можно описать простыми зависимостями:

$$A_1(f) = 17,2 + 13,5 f_p, \text{ дБ – стационарный приём,} \quad (6.10)$$

$$A_2(f) = 20,9 + 18 f_p, \text{ дБ – портативный приём.} \quad (6.11)$$

В соответствии с представленными соотношениями (6.7) – (6.11) минимальные значения УНП при стационарном и портативном приёме (внутри помещения) определяются по выражениям:

$$E_{\text{мин.ст}} = \rho_{\text{тр}} + A_1(f) = \rho_{\text{тр}} + 17,2 + 13,5 f_p, \text{ дБ(мкВ/м),} \quad (6.12)$$

$$E_{\text{мин.п}} = \rho_{\text{тр}} + 20,9 + 18 f_p, \text{ дБ(мкВ/м),} \quad (6.13)$$

где $E_{\text{мин.ст}}, E_{\text{мин.п}}$ – УНП для стационарного и портативного приёмов в сетях стандарта DVB-T;

f_p – рабочая частота, ГГц.

Для обеспечения хорошего и удовлетворительного качества покрытия территории обслуживания в заданном проценте мест при приеме сигналов на антенны вне помещений или транспортных средств необходимо предусмотреть энергетический запас $\Delta E(L)$ на величину УНП, который определяется формулой

$$\Delta E(L) = \sigma \cdot K, \text{ дБ}, \quad (6.14)$$

где σ – среднеквадратическое отклонение логнормального закона распределения, равное 5,5 дБ для цифровых систем;

K – коэффициент распределения уровней для соответствующего процента мест: $K = 2,33$ для 99, $K = 1,64$ для 95, $K = 1,28$ для 90 и $K = 0,52$ для 70 % мест уверенного приема.

Согласно (6.14) для обеспечения уверенного приема на внешние антенны программ цифрового вещания предусматриваются следующие энергетические запасы для заданных процентов мест: $\Delta E_1(99) = 12,8$; $\Delta E_1(95) = 9$; $\Delta E_1(90) = 7$; $\Delta E_1(70) = 2,9$ дБ.

При организации приема внутри помещений или транспортных средств значение $\Delta E(L)$ вычисляется по формуле комбинированного среднеквадратического отклонения

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}, \text{ дБ}, \quad (6.15)$$

где $\sigma_1 = 5,5$ дБ;

σ_2 – стандартное отклонение потерь сигнала при его проникновении внутрь помещения или транспортных средств, равное 5 дБ.

Согласно (6.15) величина $\sigma = 7,43$ дБ и с учетом (6.14) $\Delta E(L)$ составит: $\Delta E_2(99) = 17,3$; $\Delta E_2(95) = 12,2$; $\Delta E_2(90) = 9,5$; $\Delta E_2(70) = 3,9$ дБ.

Прием сигналов внутри помещений или транспортных средств связан с потерями их мощности на преодоление экранирующего действия стен здания и корпуса подвижных средств. Величина потерь сигнала $L_{\text{вн}}$ при его проникновении внутрь помещения составляет 8, 11 и 14 дБ и соответствует легкой, средней и повышенной степени проникновения [17]. Для транспортных средств потери на проникновение внутрь салона составляют $L_{\text{вн}} = 7$ дБ. Если транспортное средство перемещается со скоростью свыше 60 км/ч, то учитываются также потери $\Delta L_{\text{доп}}$ из-за доплеровского смещения спектральных компонент многочастотного сигнала. При скорости 550 км/ч и режиме $2k$ величина $\Delta L_{\text{доп}} = 3$ дБ [15].

Низкое размещение мобильной антенны (1,5 м от поверхности) требует учета потерь на высоту антенны $\Delta L_{\text{ан}}$ (таблица 6.3). Потери $\Delta L_{\text{ан}}$ зависят от условий приема, высоты подвеса антенны и диапазона рабочих частот.

Для обеспечения «удовлетворительного» и «хорошего» приема в зоне обслуживания на стационарные антенны, согласно (6.7) и (6.12) необходимо, чтобы усредненный (медианный) УНП рассчитывался по выражениям

$$E_{\text{ст}}(70) = \rho_{\text{тр.ст}} - D_{\text{пр}} + 20 \cdot \lg f_p + 8,16 = \rho_{\text{тр.ст}} + 20,1 + 13,5 f_p, \text{ дБ(мкВ/м)}, \quad (6.16)$$

$$E_{\text{ст}}(95) = E_{\text{ст}}(70) + 6,1, \text{ дБ(мкВ/м)}, \quad (6.17)$$

где $\rho_{\text{тр.ст}}$ – требуемое ОНШ при стационарном приеме, дБ;

f_p – рабочая частота, ГГц.

При развертывании систем МЦТВ стандарта DVB-H медианные значения УНП для приема сигналов на антенны вне помещения или транспортных средств (классы *A* и *C*) определяются из соотношений

$$\begin{aligned} E_A(70) &= E_{\text{мин}} + \Delta L_{\text{ан}} + 2,9, \text{ дБ(мкВ/м)}, \\ E_A(95) &= E_{\text{мин}} + \Delta L_{\text{ан}} + 9,0, \text{ дБ(мкВ/м)}, \\ E_C(90) &= E_{\text{мин}} + \Delta L_{\text{ан}} + \Delta L_{\text{доп}} + 7,0, \text{ дБ(мкВ/м)}, \\ E_C(99) &= E_{\text{мин}} + \Delta L_{\text{ан}} + \Delta L_{\text{доп}} + 12,8, \text{ дБ(мкВ/м)}, \end{aligned} \quad (6.18)$$

где $E_{\text{мин}}$ определяется по выражениям (6.7) и (6.8).

При портативном приеме сигналов внутри помещения (класс *B*) и мобильном с антенной внутри транспортного средства (класс *D*) необходимые значения УНП определяются как

$$\begin{aligned} E_B(70) &= E_{\text{мин}} + \Delta L_{\text{ан}} + L_{\text{вн}} + 3,9, \text{ дБ(мкВ/м)}, \\ E_B(95) &= E_{\text{мин}} + \Delta L_{\text{ан}} + L_{\text{вн}} + 12,2, \text{ дБ(мкВ/м)}, \\ E_D(90) &= E_{\text{мин}} + \Delta L_{\text{ан}} + \Delta L_{\text{доп}} + 16,5, \text{ дБ(мкВ/м)}, \\ E_D(99) &= E_{\text{мин}} + \Delta L_{\text{ан}} + \Delta L_{\text{доп}} + 24,3, \text{ дБ(мкВ/м)}. \end{aligned} \quad (6.19)$$

Из приведенных соотношений следует, что определяющим показателем для нахождения $E_{\text{мин}}$ является величина требуемого ОНШ $\rho_{\text{тр}}$, которая, в общем случае, зависит от вида модуляции, методов кодирования и декодирования, вероятности ошибки на бит и способов организации приёма.

6.4 Определение требуемого отношения несущая/шум (ОНШ) на входе приемного устройства в зоне обслуживания

Исходным соотношением для определения требуемого ОНШ, при котором для используемых параметров приемного устройства обеспечивается заданная вероятность ошибок на его выходе, является

$$\rho_{\text{тр}} = \rho_{\text{ок}} + \Delta \rho_1 + \Delta \rho_2 = h_{\text{ок}} + 10 \cdot \lg(B_{\text{оз}} / \Delta f_{\text{ш}}) + \Delta \rho_1 + \Delta \rho_2, \text{ дБ}, \quad (6.20)$$

где $\rho_{ок}$ – теоретически необходимое значение ОНШ для реализации требуемой достоверности приема, дБ;

$\Delta\rho_1$ – энергетический запас в ОНШ для компенсации искажений из-за отклонения реальных параметров тракта от расчетных, дБ;

$\Delta\rho_2$ – энергетический запас в ОНШ для компенсации возможных ошибок приема из-за влияния внешних причин;

$h_{ок}$ – пороговое отношение сигнал–шум, характеризующее энергетическую эффективность цифровой системы при наличии помехоустойчивого кодирования, дБ;

$V_{оз}$ – информационная скорость транспортного потока с учетом наличия защитного интервала, бит/с;

$\Delta f_{ш}$ – шумовая полоса приемного устройства, равная Δf_c .

Пороговая величина $h_{ок}$ представляет собой отношение энергии, затрачиваемой на передачу бита информации, к спектральной плотности шума, или по-другому – к мощности шума в полосе 1 Гц. Согласно (6.20) это отношение взаимосвязано с $\rho_{тр}$, которое является базовым при измерениях и расчетах.

Величина $\rho_{ок}$ зависит от выбранных параметров передачи (вида модуляции, относительных скоростей кодирования, способа декодирования, заданной вероятности ошибок на выходе декодера) и условий распространения сигналов. Последний фактор учитывается моделью радиоканала: канал Гаусса, Райса или Релея. Канал Гаусса предполагает наличие на радиолинии тепловых шумов, Райса – наличие помех с уровнем ниже полезного сигнала, например, на 10 дБ и канал Релея – наличие соизмеримых уровней сигналов и помех.

При стационарном приеме сигналов на внешнюю направленную антенну воздействуют тепловые шумы и помехи, уровень которых на ее выходе за счет пространственной селекции будет относительно небольшим по сравнению с уровнем сигнала. Это обстоятельство позволяет отнести радиоканал при стационарном приеме к каналу Райса. При этом следует учесть, что в зависимости от характеристик антенны, ее размещения и окружающей застройки требуется предусмотреть энергетический запас в ОНШ из-за возможного попадания отраженных сигналов на ее вход. Величина запаса $\Delta\rho_2$ зависит от кратности используемого формата модуляции $m = \log_2 M$, растет с увеличением порядка модуляции M (поскольку растет чувствительность демодулятора к помехам) и определяется для стационарного режима по формуле

$$\Delta\rho_2 = 2 \cdot \lg m, \text{ дБ.} \quad (6.21)$$

Энергетический запас в ОНШ $\Delta\rho_1$ зависит от точности реализации всех параметров тракта (прежде всего модема), растет с ростом M и для всех режимов приема в системах DVB-T и DVB-H может определяться по формуле (6.21).

Для стационарного приема требуемое значение ОНШ $\rho_{\text{тр.ст}}$ при использовании квадратурно-фазовой модуляции, двухступенчатого кодирования с длиной кодового ограничения $K = 7$ и декодирования по алгоритму Витерби рассчитывается по формуле

$$\rho_{\text{тр.ст}} = 10 \cdot \lg \left[0,321 \cdot M \cdot R_{\text{СК}} \cdot 0,651 + R_{\text{СК}}^4 \cdot (A - 0,5 \cdot \lg A) \cdot m^{0,4} \right], \text{ дБ}, \quad (6.22)$$

$$A = -\lg P_{\text{ош.В}} - \lg \frac{m}{(1 - 1/\sqrt{M}) \cdot \sqrt{R_{\text{СК}}}} + 0,18 \cdot R_{\text{СК}}^4 \cdot m + 2,0,$$

где $P_{\text{ош.В}}$ – вероятность ошибок на выходе декодера Витерби;

$R_{\text{СК}}$ – относительная скорость сверточного кода (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 или 7/8).

Взаимосвязь $P_{\text{ош.В}}$ с вероятностью ошибок на выходе декодера Рида – Соломона для канала Гаусса следующая:

$$P_{\text{ош.РС}} = 10^{11,5 \cdot \lg P_{\text{ош.В}} + 2,29}, \quad (6.23)$$

где $P_{\text{ош.РС}}$ – вероятность ошибок на выходе декодера Рида – Соломона.

Из выражения (6.22) следует, что требуемая величина ОНШ снижается, если используется более низкий порядок модуляции, выше избыточность кода (т. е. ниже $R_{\text{СК}}$) и ниже требования к допустимой вероятности ошибок. Вместе с тем снижение $\rho_{\text{тр.ст}}$ и, следовательно, повышение энергетических показателей системы ведет к снижению эффективного использования полосы канала $\Delta f_{\text{к}}$ и сокращению возможного объема вещания. Поэтому параметры в (6.22) выбираются оператором сети оптимально. Из выражения (6.22) также следует, что с увеличением порядка модуляции от QPSK к 16-QAM и 64-QAM требуемое значение ОНШ возрастает примерно на 6 и 12 дБ соответственно.

При мобильном и портативном приеме сигналов на ненаправленную антенну в системах стандартов DVB-T и DVB-H присутствует высокий уровень отраженных сигналов (вследствие многолучевости в зоне обслуживания) и радиоканал соответствует модели канала Релея. Причем в зависимости от вида приема и типа модуляции в системе необходимо корректировать требуемые значения ОНШ с помощью энергетического запаса на величину $\Delta \rho_2$.

Общее выражение для определения требуемого ОНШ при мобильном и портативном приемах имеет вид

$$\rho_{\text{ТР.МОБ}} = 10 \cdot \lg \left[3,708 \cdot M \cdot R_{\text{СК}} \cdot (0,031 + R_{\text{СК}}^4) \cdot (B - 0,5 \cdot \lg B) \cdot m^{0,2} \right] + \Delta \rho_2, \text{ дБ}, \quad (6.24)$$

$$B = -\lg P_{\text{ош.В}} - \lg \frac{m}{1 - 1/\sqrt{M} \cdot \sqrt{R_{\text{СК}}}} + 0,25 \cdot R_{\text{СК}}^4 \cdot m + 2,4.$$

Первая часть выражения (6.24) без учета $m^{0,2}$ является аналитическим эквивалентом табличных данных для ОНШ, приведенных в стандарте DVB-T [2] для частного случая $P_{\text{ош.В}} = 2 \cdot 10^{-4}$. В выражении (6.24) нет ограничений на величину $P_{\text{ош.В}}$, и поэтому оно, как и выражение (6.22), может использоваться при математическом моделировании и оптимизации параметров сети.

Величина $\Delta\rho_2$ зависит от условий приема и используемого порядка модуляции в системе. Ее значение при портативном приеме сигналов внутри помещения (класс В) может составлять 2,1...2,3 дБ, а при приеме вне помещения (класс А) – 3...3,2 дБ для всех форматов модуляции. При мобильном приеме сигналов из-за существенной многолучевости возможна межсимвольная интерференция, снижающая достоверность приема, и величина запаса в ОНШ $\Delta\rho_2$ должна быть увеличена и определена по формуле

$$\Delta\rho_2 = 4,8 + R_k \cdot 5 \cdot \lg m, \quad (6.25)$$

где $R_k = R_{\text{СК}} \cdot R_{\text{РС}}$ – общая скорость кода для двухступенчатого кодирования.

В большинстве сетей МЦТВ по стандарту DVB-H используется QPSK-модуляция, причем на этапе их планирования в расчет принимается допустимая вероятность ошибок $P_{\text{ош.В}} = 2 \cdot 10^{-4}$. Для этих условий выражение (6.24) приводится к виду

$$\rho_{\text{тр.МОБ}}^{(\text{QPSK})} = 10 \cdot \lg \left[17,05 \cdot R_{\text{СК}} \cdot (0,031 + R_{\text{СК}}^4) \cdot (B_1 - 0,5 \cdot \lg B_1) \right] + \Delta\rho_2, \text{ дБ} \quad (6.26)$$

$$B_1 = 5,5 + \lg \sqrt{R_{\text{СК}}} + 0,5 \cdot R_{\text{СК}}^4.$$

Следует отметить, что принятый в стандарте DVB-H способ снижения ОНШ за счет процедуры прямой коррекции ошибок MPE-FEC дает небольшой выигрыш (менее 1 дБ) при низких скоростях перемещения. Он проявляет себя на высоких скоростях и позволяет компенсировать потери из-за доплеровского сдвига частоты. Выигрыш в ОНШ в этом случае зависит от используемой в процедуре MPE-FEC относительной скорости кодирования $R_{\text{FEC}} = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$ и определяется по формуле

$$\Delta\rho_{\text{FEC}} = -7 \cdot \lg R_{\text{FEC}}, \text{ дБ}. \quad (6.27)$$

Согласно формуле (6.27) максимальное снижение ОНШ за счет прямой коррекции ошибок в блоке MPE-FEC составляет 2,1 дБ при $R_{\text{FEC}} = 1/2$.

6.5 Результаты расчета энергетических показателей (ОНШ и УНП) в системах DVB-T и DVB-H

В таблице 6.6 приведены значения ОНШ для стационарного приема на направленную антенну (канал Райса), полученные в результате расчета по формуле (6.22) при условии $M = 4, 16, 64$; $R_{\text{СК}} = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$ и $P_{\text{ош.В}} = 2 \cdot 10^{-4}$.

В таблице 6.7 приведены значения ОНШ для приема на ненаправленную антенну внутри помещения (класс В) в присутствии отраженных сигналов, соизмеримых по уровню с полезным сигналом. Данные получены в результате расчета по выражению (6.24) при условии $M = 4, 16, 64$; $R_{ск} = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$ и $P_{ош.В} = 2 \cdot 10^{-4}$, $\Delta\rho_2 = 2,2$ дБ.

Таблица 6.6 – Значения ОНШ для канала Райса (стационарный прием), дБ

Вид модуляции	Относительная скорость свёрточного кода				
	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
QPSK	4,8	6,9	8,0	9,2	9,9
16-QAM	12	14,0	15,4	16,8	17,4
64-QAM	17,8	20,2	21,7	23,1	24,1

Таблица 6.7 – Значения ОНШ для канала Релея (мобильный прием), дБ

Вид модуляции	Относительная скорость свёрточного кода				
	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
QPSK	8,2	11,2	13,5	15,9	19,9
16-QAM	14,6	17,6	21,1	22,7	26,2
64-QAM	19,7	23,0	25,4	29,0	34,6

При приеме сигналов вне помещения (класс А) к приведенным в таблице 6.7 данным добавляется 0,8...1 дБ. При мобильном приеме сигналов на автомобильную антенну (класс С) или антенну внутри транспортного средства (класс D) во внимание принимается формула (6.25) и к данным таблицы 6.7 добавляется 3,2...4,0 дБ, если используется QPSK-модуляция, и 4,1...6,0 дБ, если используются 16-QAM и 64-QAM. Режим с QPSK-модуляцией обычно предусматривается в системах стандарта DVB-H, если необходимо обеспечить уверенный прием в зонах обслуживания максимального радиуса. В соответствии с данными таблицы 6.7 при QPSK-модуляции требуется минимальное ОНШ и, следовательно, обеспечивается наилучшая помехоустойчивость, позволяющая расширить зону обслуживания НЦТВ.

Взаимосвязь между требуемыми значениями ОНШ и кодовой скоростью $R_{ск}$ для двух видов модуляции QPSK и 16-QAM и различных способов приема в форматах DVB-T и DVB-H отражена на рисунках 6.2 и 6.3. Здесь кривые 1 и 3 характеризуют взаимосвязь между значениями ОНШ и $R_{ск}$ для каналов Райса и Релея в рамках требований стандарта DVB-T. Кривая 2 отражает реально требуемые значения ОНШ при стационарном приеме, а кривые 4, 5 и 6 – при мо-

бильном приеме внутри помещения, вне помещения и в транспортном средстве соответственно. Учитывая, что информационная скорость данных V_{oz} (см. формулу (3.2)) определяется через $R_{ск}$ и другие известные параметры, то приведенные зависимости, по сути, связывают требуемые значения ОНШ со скоростью данных. Чем больше значение $R_{ск}$ (меньше избыточность кода), тем больше информационная скорость и объем вещания. При этом необходимо увеличить ОНШ для обеспечения заданной достоверности приема.

Анализируя эти зависимости, можно установить, что требуемые значения ОНШ увеличиваются с изменением $R_{ск}$ от $1/2$ до $7/8$ (более чем на 5 дБ), в то время как V_{oz} изменяется только на коэффициент $7/4$. Причем реально требуемые значения ОНШ при мобильном приеме в транспорте на 6...7 дБ выше значений, заданных стандартом для канала Релея. Исходя из сказанного, для большинства условий целесообразно использовать значения $R_{ск} = 3/4$ и предусматривать энергетические запасы в ОНШ.

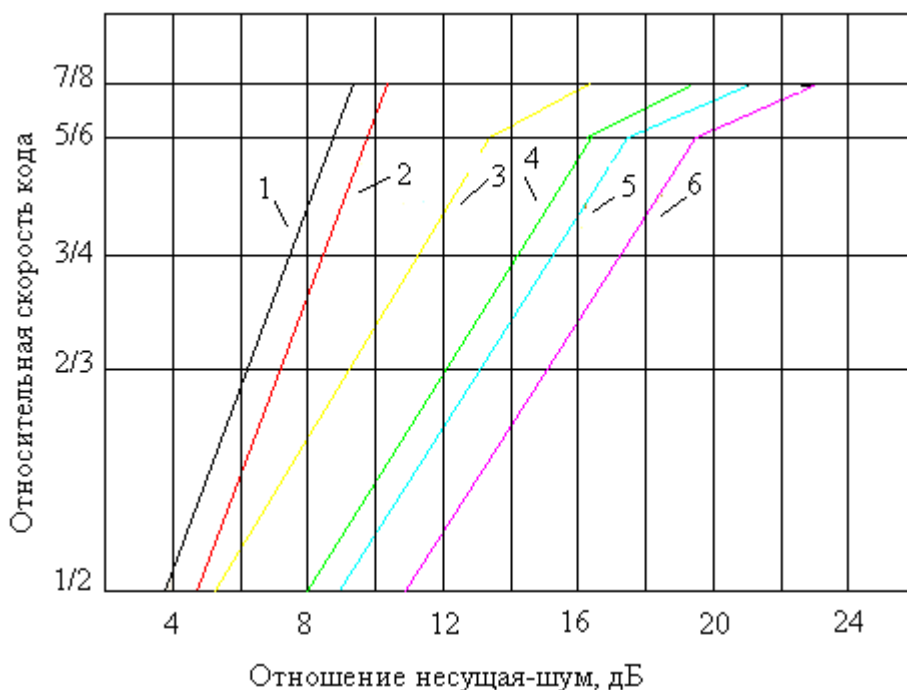


Рисунок 6.2 – Взаимосвязь между $R_{ск}$ и ОНШ при модуляции QPSK

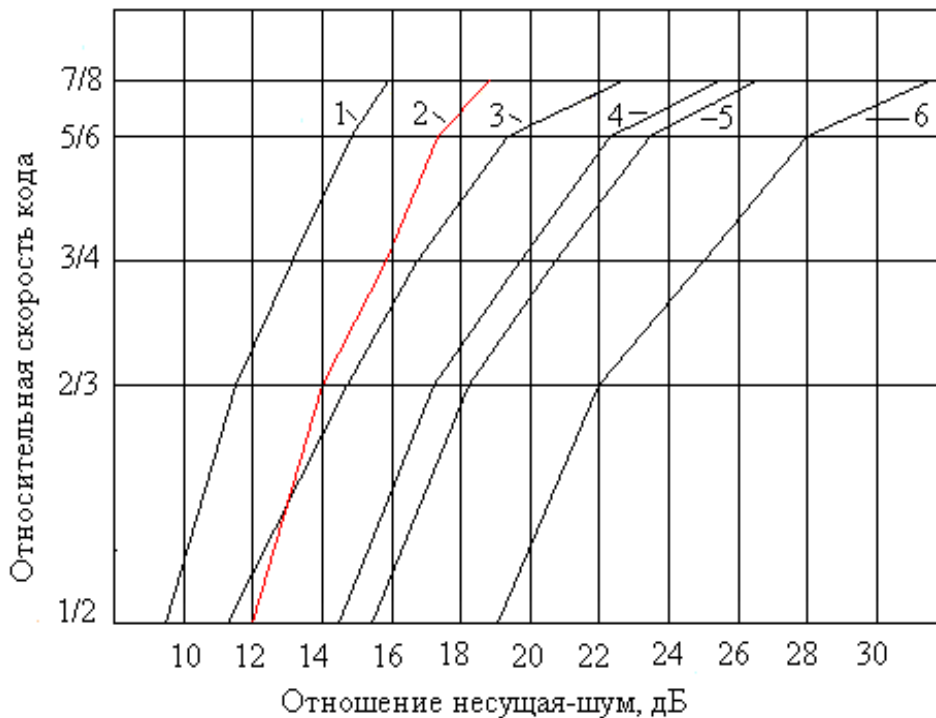


Рисунок 6.3 – Взаимосвязь между $R_{ск}$ и ОНШ при модуляции 16-QAM

Отличительной чертой систем цифрового вещания является пороговый режим, при котором возникает срыв синхронизации и пропадание ТВ-изображения. Обычно срыву изображения предшествует его «рассыпание» на блочную структуру. По моменту начала заметного ухудшения изображения можно судить о предельных значениях границ зон обслуживания. Величина УНП, соответствующая резкому ухудшению изображения, считается пороговой. Показано, что «рассыпание» изображения наступает при $P_{ош.В} \geq 10^{-3}$. В соответствии с выражением (6.24) при $P_{ош.В} = 2 \cdot 10^{-3}$ пороговая граница только на $(0,8 + \Delta\rho_1 + \Delta\rho_2)$ дБ ниже значений, приведенных в таблице 6.7.

В таблице 6.8 представлены необходимые значения УНП на границе зоны обслуживания системы DVB-H для различных способов и условий приема (сельская местность, пригород и город). Данные получены при использовании QPSK-модуляции, $R_{ск} = 2/3$, потерь от доплеровского смещения $\Delta L_{доп} = 1$ дБ, рабочей частоты $f_p = 0,554$ ГГц и требуемой вероятности ошибок $P_{ош} = 2 \cdot 10^{-4}$. Расчет выполнен для максимальных значений, рекомендуемых при планировании систем мобильного вещания [15].

Анализируя данные таблицы 6.8, можно установить, что высокие значения УНП в зонах обслуживания прежде всего связаны с низким усилением встроенной в приемное устройство антенны, которое в расчетах принято равным минус 12 дБ. Естественно, это требует увеличения мощности передатчика либо при фиксированном ее значении сокращается зона обслуживания.

Таблица 6.8 – Значения УНП на границе зоны обслуживания для системы DVB-H при различных условиях приема, дБ (мкВ/м)

Условия приема	Процент покрытия зоны обслуживания, %	Сельская местность	Пригород	Город
Вне помещений (класс А)	70	67,9	72,9	78,3
	95	74	79	95
Внутри помещений (класс В)	70	79,2	84,2	90,2
	95	87,5	92,5	98,5
На антенну транспортного средства (класс С)	90	64,6	69,6	75,6
	99	70,4	75,4	81,4
Внутри транспортного средства (класс D)	90	81,8	86,8	92,8
	99	89,6	94,6	100,6

Снижение величины УНП при обеспечении требуемого качества приема видится в повышении усиления антенны и снижении коэффициента шума приемника. Такой путь реален. Например, в развернутых сетях МЦТВ стандарта DVB-H на территории Франции и Германии приемные устройства имели встроенные антенны с коэффициентом усиления минус 4,65 дБ и при этом коэффициент шума приемника составлял 5 дБ [17]. С учетом этого значения УНП (см. таблицу 6.8) могут быть снижены на 10 дБ.

Определим минимально требуемые медианные значения УНП в системе DVB-T при стационарном приеме на внешнюю антенну и при портативном приеме внутри помещения. Будем считать, что в системах DVB-T используются параметры таблицы 6.1, модуляция 16-QAM и 64-QAM с $R_{\text{ск}} = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$. Покрытие цифровым вещанием обеспечивается в 95 % мест. Рабочий диапазон для стационарного приема – 0,5...0,8 ГГц, средняя частота при портативном приеме – 0,8 ГГц. Прием внутри помещения осуществляется на первом этаже с высотой антенны от уровня пола 1,5 м. Отметим, что с увеличением этажности потери на высоту антенны сокращаются: на уровне второго этажа на 6 дБ, а выше второго – на 12 дБ. Исходными расчетными соотношениями для стационарного приема являются формулы (6.16) и (6.17), а для портативного приема внутри помещения – следующее выражение:

$$E_{\text{П}}(95) = \rho_{\text{ГР.МОБ}} + 18 \cdot f_{\text{п}} + \Delta L_{\text{ан}} + L_{\text{вн}} + 33,1, \text{ дБ(мкВ/м)}, \quad (6.28)$$

где $\Delta L_{\text{ан}}$ – потери на высоту антенны для различных условий приема (см. данные таблицы 6.3), дБ;

$L_{\text{вн}}$ – потери мощности сигнала при его проникновении в помещение, дБ.

Значение $L_{\text{вн}}$ примем равным 11 дБ, что соответствует средней сложности проникновения сигнала в помещение (квартира города). Рассчитанные значения УНП для стационарного и портативного приема приведены в таблицах 6.9 и 6.10.

Из анализа данных таблиц 6.9 и 6.10 следует, что требуемые значения УНП увеличиваются с ростом частоты, порядка модуляции и относительной скорости сверточного кода $R_{\text{ск}}$. При снижении требований к качеству покрытия вещанием до «удовлетворительного» данные этих таблиц уменьшаются на 6,1 и 8,3 дБ соответственно. Стационарный прием требует минимальных значений УНП по отношению к другим способам приема, и предполагаемая зона обслуживания может быть максимальной. Сравнивая данные таблицы 6.8 с данными таблицы 6.10, видим, что значения УНП при приеме сигналов внутри помещения по стандартам DVB-T и DVB-H практически совпадают, несмотря на использование в сети МЦТВ эффективной QPSK. Объясняется этот результат более высоким усилением антенны портативного приемника DVB-T по сравнению с усилением антенны, встроенной в миниатюрный приемник стандарта DVB-H.

Таблица 6.9 – Значения УНП для планирования системы DVB-T при стационарном приеме, дБ (мкВ/м)

Тип модуляции	$R_{\text{ск}}$	Рабочая частота, ГГц			
		0,5	0,6	0,7	0,8
16-QAM	1/2	43,3	44,6	46,0	47,3
	2/3	46,2	47,5	48,9	50,2
	3/4	47,5	48,8	50,2	51,5
	5/6	49,1	50,4	51,8	53,1
	7/8	49,9	51,2	52,6	53,9
64-QAM	1/2	50,5	51,8	53,2	54,5
	2/3	52,3	53,6	55,0	56,3
	3/4	53,8	55,0	56,5	57,8
	5/6	55,4	56,7	58,1	59,4
	7/8	56,5	57,8	59,2	60,5

Таким образом, несмотря на использование в системах DVB-H энергетически эффективного метода модуляции QPSK, зоны обслуживания будут меньше, чем в системах DVB-T при стационарном приеме. Обычно для увеличения размеров зон покрытия мобильным вещанием повышают выходную мощность передатчика до значений 2...5 кВт. Другим решением является развертывание SFN-сети с применением группы передатчиков малой мощности для покрытия требуемой зоны обслуживания. Перспективно также повышение чувствительности приемников с использованием принципа сдвоенного приема. Выигрыш от этого решения может составить 5...6 дБ [15].

Таблица 6.10 – Значения УНП для планирования системы DVB-T при портативном приеме внутри помещения на частоте 0,8 ГГц, дБ (мкВ/м)

Тип модуляции	$R_{ск}$	Условия приема		
		Сельская местность	Пригород	Город
16-QAM	1/2	86,1	91,1	97,1
	2/3	89,1	94,1	100,1
	3/4	92,6	97,6	103,6
	5/6	94,2	99,2	105,2
	7/8	97,2	102,7	108,7
64-QAM	1/2	91,2	96,2	102,2
	2/3	94,5	99,5	105,5
	3/4	96,9	101,9	107,9
	5/6	100,5	105,5	111,5
	7/8	103,1	108,1	114,1

6.6 Расчет зон покрытия цифровым телевизионным вещанием

6.6.1 Исходные положения

Сети цифрового телевизионного вещания, предназначенные для стационарного и мобильного приема радиосигналов, чаще всего строятся по двум сценариям: 1) многочастотные сети с использованием одного мощного передатчика и высокой антенной опоры для трансляций и 2) одночастотные синхронные сети SFN с группой маломощных передатчиков и невысокими антенными опорами, разнесенными по территории обслуживания. Выбор типа сети и проведение необходимых расчетов осуществляется на этапе частотно-территориального планирования, при котором определяются все условия для покрытия вещанием требуемой территории. Модель прогноза потерь радиосигнала выбирается из числа рекомендуемых МСЭ. При вещании с одного мощного передатчика предпочтение имеют статистические модели [19 – 21], при вещании в сети SFN – смешанные и детерминированные, учитывающие наличие препятствий, застроек, высоты зданий и др. [22, 23]. В детерминированной модели сигнал в точке приема рассматривается как результат интерференции множества отраженных сигналов. Возможной моделью расчета затухания на трассах в городских и пригородных зонах может быть дифракционная аналитическая модель Walfisch-Ikegami [22].

Получить при планировании точную конфигурацию зоны обслуживания не всегда возможно, поскольку нет строгих алгоритмов их расчета, учитывающих всю совокупность постоянных и переменных во времени параметров. Поэтому задача территориального планирования обычно решается в несколько этапов с использованием процедуры коррекции результатов расчета по мере сужения числа неизвестных и уменьшения параметров неопределенности.

Для автоматизации расчетов используются цифровые карты местности, которые в зависимости от способа организации данных делятся на два типа: матричные и векторные. Последние являются более распространенными и предпочтительными по удобству работы с ними и по более низким требованиям к объему памяти. При определении параметров зон обслуживания горизонтальное разрешение карт в условиях города может составлять 10 м, в сельской местности – 100...150 м. Точность задания высот объектов 4...5 м.

Базовыми показателями при определении зон обслуживания и мест установки передающих станций являются: минимальное медианное значение УНП, при котором обеспечивается соответствующий способ приема с требуемым качеством; высота подвеса передающей антенны и ее тип; эффективная излучаемая мощность (ЭИМ); модель прогноза потерь; цифровая карта местности с жилыми застройками, водными зонами, лесопарками и прочее. Другими немаловажными факторами, которые подлежат учету при планировании, следует считать электромагнитную совместимость с действующими радиосредствами, окупаемость проекта, экологическую безопасность, затраты на реализацию и эксплуатацию.

6.6.2 Расчет дальности цифрового наземного вещания

Будем считать, что телевизионное вещание на мобильные приемные устройства и стационарные антенны осуществляется по сценарию использования одной передающей станции на территории обслуживания. Для ориентировочной оценки возможных дальностей охвата вещанием при различных условиях и способах приема можно воспользоваться кривыми распространения, приведенными в Рекомендации [19]. Кривые распространения представляют собой зависимости УНП от расстояния и даны для пересеченной местности, диапазона частот до 3 ГГц, разных высот подвеса антенн передающих станций и уверенного приема в 50 % мест и 50 % времени. Поскольку эти зависимости приведены в Рекомендации для выходной мощности передающей станции 1 кВт (0 дБ·кВт), то требуется пересчет полученных значений $E_{тр}$ к эквивалентным по формуле

$$E_{эkv} = E_{тр} - \Delta P, \text{ дБ(мкВ/м)}, \quad (6.29)$$

где $E_{тр}$ – требуемое медианное значение УНП в соответствии с выполненными расчетами, дБ(мкВ/м);

ΔP – разность между эффективной излучаемой мощностью (ЭИМ) передатчика в дБ·кВт и уровнем в 0 дБ·кВт, принятым при построении кривых распространения, дБ.

Полагая, что в системе вещания мощность передатчика равна 0,5 кВт (-3 дБ·кВт), усиление передающей антенны $g_{\text{пд.п}} = 8$ дБ и потери в фидере от передатчика до антенны минус 4 дБ, то ЭИМ составит 1дБ·кВт, $\Delta P = 1$ дБ и $E_{\text{экв}} = E_{\text{тр}} - 1$, дБ(мкВ/м).

Приняв высоту подвеса антенны равной 300 м и $f_p = 0,554$ ГГц и используя кривые распространения (рисунок 6.4), определим для значений из таблицы 6.8 дальности покрытия вещанием в рамках требований МЦТВ. Результаты расчета дальностей обслуживания цифровым вещанием представлены в таблице 6.11.

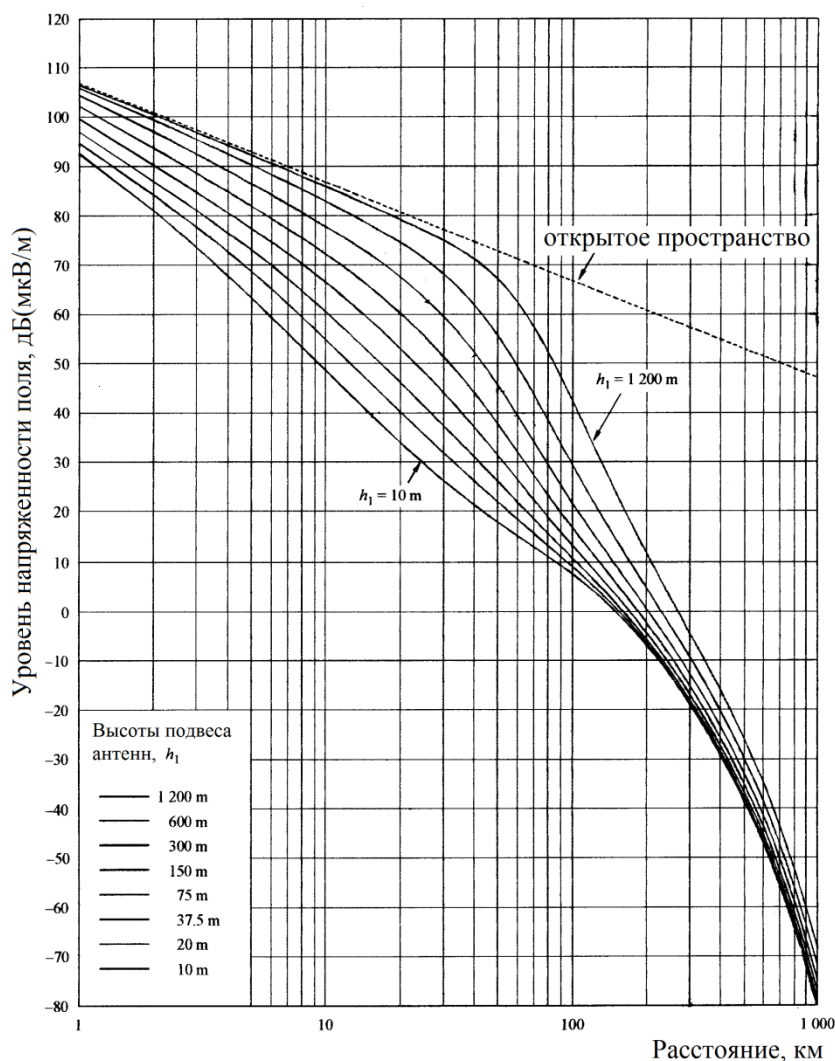


Рисунок 6.4 – Кривые распространения по Рек. МСЭ Р.1546

Анализ рассчитанных значений показывает, что максимальная зона охвата вещанием возможна при портативном приеме вне помещений и снижается по мере роста плотности застройки на территории обслуживания. Наихудшие условия проявляются при организации приема радиосигналов внутри движущихся с большой скоростью транспортных средств.

Таблица 6.11 – Значения дальностей покрытия в системах стандарта DVB-H, км

Способ приема	Покрывтие зоны обслуживания, %	Условия приема		
		Сельская местность	Пригород	Город
Вне помещений (класс А)	70	20	14,5	11,5
	95	15	10,5	2,8
Внутри помещений (класс В)	70	9,5	5,5	4,2
	95	4,5	3,5	2,3
На антенну транспортного средства (класс С)	90	21,5	19	13
	99	19	13	6,5
Внутри транспортного средства (класс D)	90	8,5	5,5	3
	99	5	2,8	1,7

При стационарном приеме на внешнюю антенну (с вероятностью приема в 95 % мест) для тех же условий передачи и с учетом данных таблицы 6.9 дальности вещания в зависимости от $R_{ск}$ составят 47...53 км при использовании 16-QAM и 37...43 км при использовании 64-QAM. Для расширения площади охвата цифровым вещанием необходимо повысить ЭИМ передающей станции, увеличить высоту подвеса передающей антенны, поднять чувствительность приемных устройств или перейти к синхронному способу построения сети с территориально разнесенными передающими станциями.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные в методическом пособии материалы и расчетные соотношения направлены на лучшее понимание студентами теоретических и технических вопросов по принципам функционирования, проектирования и построения систем наземного цифрового ТВ-вещания. Показано, что современные системы телевизионной инфраструктуры основываются на совершенно новых технологиях, позволяющих обеспечить высокое качество изображения в условиях действия помех и многолучевости.

В результате применения новых решений обеспечивается устойчивый прием многопрограммного телевидения, как на стационарные, так и на мобильные приемные устройства. Ключевыми факторами, определившими облик цифрового наземного вещания разных форматов, стали разработанные рекомендации и стандарты, в основу которых положены принципы цифрового сжатия видеоданных, помехоустойчивое кодирование, режим передачи с COFDM-модуляцией, многоступенчатое перемежение и др. Благодаря принятому в DVB-H импульсному способу передачи программ с буферизацией данных на стороне приема мобильное телевидение приобрело реальные черты для широкого применения. Важным направлением в части повышения эффективного использования частотного ресурса и расширения зон обслуживания стала концепция синхронных сетей с разнесенными по территории вещания маломощными передатчиками. Реализация всех предложенных решений получила практическое воплощение на сетях НЦТВ благодаря массовому выпуску высокоскоростных микропроцессорных устройств и высокоинтегрированных микросхем с привлечением новых технологий.

Преимущество цифрового телевидения для телезрителей заключается не только в устойчивом и высококачественном приеме большого числа программ, но и в получении дополнительной информации в общем объеме вещания. Для операторов сетей цифровой формат вещания позволяет существенно снизить эксплуатационные расходы в пересчете на программу и получить прибыль от внедрения платных услуг.

По материалам данного методического пособия представляется возможным определять параметры цифровых сигналов с COFDM-модуляцией и размеры зон обслуживания систем стационарного и мобильного вещания.

ЛИТЕРАТУРА

- 1 ATSC Digital Television Standard. ATSC Doc. A/53. Merck 2000.
- 2 ETSI EN 300 744 V 1.6.1 (2009-01). Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.
- 3 ITU-R. Doc. 11A / 59-E, 17.05.1999. Delayed contribution (Japan). – Proposed Draft new Recommendation Channel Coding, Frame Structure and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T).
- 4 DTMB // Day 2-D4-2 Song Jian – DTMB Latest Development 2008, p.1027.
- 5 ETSI EN 302 304 V 1.6.1 (2004-11). Digital Video Broadcasting (DVB); Transmission System for Handheld Terminals (DVB-H).
- 6 Бителёва, А. DVB-T2: новый стандарт вещания для телевидения высокой чёткости / А. Бителёва // Телеспутник. – 2008. – №11. – С. 92–96.
- 7 ETSI EN 302 307 V1.1.1 (2004-06). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications.
- 8 Морелос-Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. / Р. Морелос-Сарагоса. – М. : Техносфера, 2005. – 320 с.
- 9 Липкович, Э. Б. Проектирование и расчет систем цифрового и спутникового вещания: учеб.-метод. пособие / Э. Б. Липкович, Д. В. Кисель. – Минск : БГУИР, 2006. – 135 с.
- 10 Липкович, Э. Б. Наземные и космические системы радиосвязи и сети телевизионного вещания : электронный учеб.-метод. комплекс / Э. Б. Липкович [Электронный ресурс]. – Минск : БГУИР, 2008. – Режим доступа: [http // www.bsuir.by](http://www.bsuir.by).
- 11 Волков, Л. Н. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики : учеб. пособие / Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков. – М. : Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
- 12 Цифровое телевизионное вещание. Основы, методы, системы / Ю. Б. Зубарев [и др.]. – М. : НИИР, 2001. – 568 с.
- 13 Локшин, Б. А. Цифровое вещание : от студии к телезрителю / Б. А. Локшин. – М. : Сайрус Системс, 2001. – 446 с.
- 14 Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем : учеб. пособие / А. Л. Бузов [и др.] ; под ред. проф. М. А. Быховского. – М. : Эко-Трендз, 2006. – 376 с.
- 15 Рекомендация Рек. МСЭ-RBT.1368-8. Критерии планирования для услуг наземного цифрового телевидения в диапазонах ОВЧ / УВЧ.
- 16 ETSI TR 102 377 V1.1.1 (2009-4). Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-H Implementation Quidelines.

- 17 Pousset G., Lostanlen Y. and Corre Y. Mobile TV standarts: DVB-T vs. DVB-H // EBU Technical Review. – 2008. – Q4. – P.31 – 44.
- 18 ETSI TR 101 190 V1.2.1 (2004-11). Digital Video Broadcasting (DVB); DVB-H Implementation quidelines for DVB terrestrial services; Transmission aspect (DVB-T).
- 19 Рекомендация Rec. ITU-R P.1546-3: Method for point-to-area Predication for terrestrial services in the frequency rouge 30 MHz to 3000 MHz.
- 20 Рекомендация Rec. ITU-R P.1812: A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF bands. – International Telecommunication Union, November 2007.
- 21 Рекомендация Рек. МСЭ-R P.1411-3. Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования наружных систем ближней радиосвязи и локальных радиосетей в диапазоне частот от 300 МГц до 100 ГГц.
- 22 Рекомендация Рек. МСЭ-R P.530-11. Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, требующиеся для покрытия наземных систем прямой видимости.
- 23 Закиров, З. Г. Сотовая связь стандарта GSM. Современное состояние, переход к сетям третьего поколения. / З. Г. Закиров, А. Ф. Надеев, Р. В. Файзуллин. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 264 с.

Учебное издание

Липкович Эдуард Борисович

**СИСТЕМЫ НАЗЕМНОГО ЦИФРОВОГО
ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ**

Методическое пособие
по дисциплине «Наземные и космические системы радиосвязи
и сети телевизионного вещания»
для студентов специальности
1-45 01 02 «Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»
всех форм обучения

Редактор Г. С. Корбут
Корректор Е. Н. Батурчик
Компьютерная верстка А. В. Тюхай

Подписано в печать 30.06.2011.	Формат 60x84 1/16.	Бумага офсетная.
Гарнитура «Таймс».	Отпечатано на ризографе.	Усл. печ. л. 5,12.
Уч.-изд. л. 4,0.	Тираж 100 экз.	Заказ 545.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.
220013, Минск, П. Бровки, 6