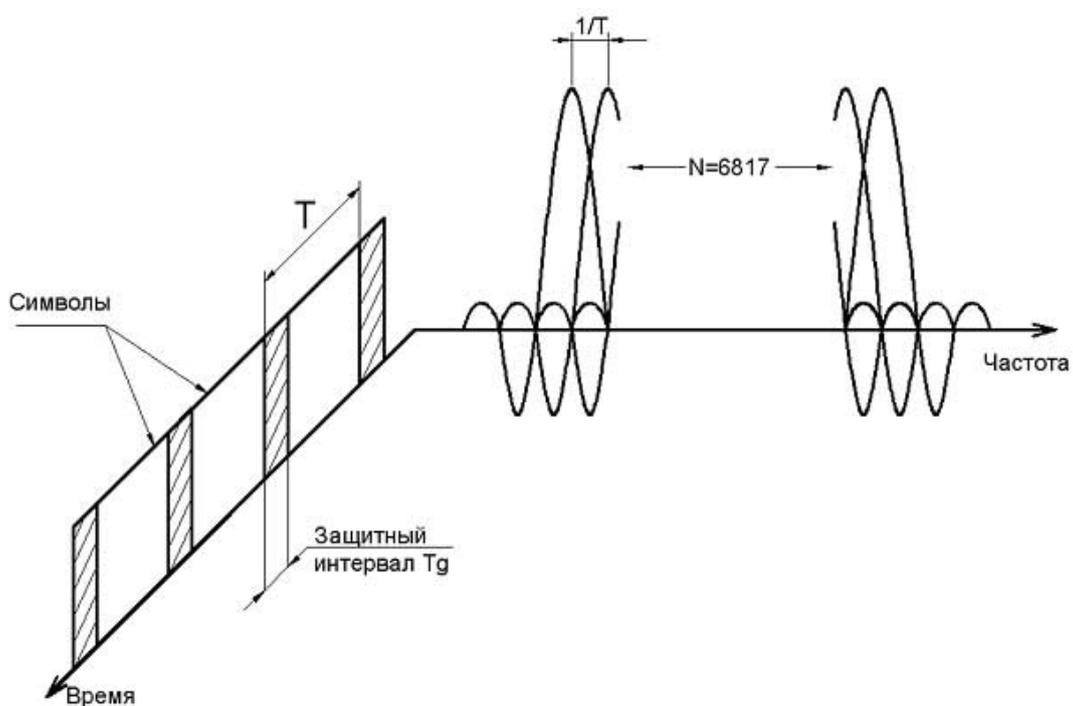




Г.Г. Галустов
С.Н. Мелешкин

**МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ
ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ**



**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**
Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего профессионального образования
“Южный федеральный университет”
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ В Г. ТАГАНРОГЕ

**Г.Г. Галустов
С.Н. Мелешкин**

**МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ
ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ**

Учебное пособие

Таганрог 2012

УДК 621.391.2 (075.8)

Рецензенты:

доктор технических наук, профессор кафедры САПР
ТТИ ЮФУ **Лебедев Б.К.**;
директор Ростовского-на-Дону завода «Прибор»
Гришков А.Ф.

Галустов Г.Г., Мелешкин С.Н. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением сигналов: Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012. – 80 с.

В работе рассмотрена теория и практика мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов в технических системах.

Предназначено для студентов и аспирантов радиотехнического факультета. Может быть использовано лицами, самостоятельно изучающими вопросы мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов в технических системах.

Ил. 36. Табл. 6. Библиогр.: 15 назв.

© ТТИ ЮФУ, 2012
© Г.Г. Галустов, 2012
© С.Н. Мелешкин, 2012

Введение

Современный эфир, особенно эфир больших городов с плотной застройкой, представляет собой печальную картину.

Сложная электромагнитная обстановка сильно перегруженного различными сигналами и помехами эфира уже не позволяет качественно передавать информацию используя аналоговые сигналы и традиционные виды модуляции.

Кроме того, ограниченность частотных диапазонов делает актуальной задачу более эффективного использования частотного ресурса и снижения мощности передатчиков для улучшения электромагнитной совместимости различных служб.

Еще одной проблемой является плотная городская застройка, приводящая к многолучевому приёму, эффективных способов борьбы с которым традиционные виды модуляции не дают.

Поэтому актуальность внедрения новых видов модуляции в рамках новых стандартов цифрового вещания и связи не вызывает сомнения.

Цифровое телевизионное вещание – это наша ближайшая и неизбежная перспектива. Человечество уже не может мириться с низкой спектральной эффективностью и качеством аналогового прародителя.

Наиболее революционным и эффективным решением является применения мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов OFDM – *Orthogonal frequency-division multiplexing*.

В спецификациях новейших телекоммуникационных проводных и беспроводных стандартов всё чаще можно встретить использование OFDM технологии. Высокую популярность обеспечивают, диктуемые временем, требования к архитектурам радиосистем.

OFDM механизм обладает рядом свойств, позволяющих удовлетворять тенденциям времени.

1. Обоснование актуальности применения мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов в технических системах

Разработанная ещё в 60-х годах прошлого века, технология стала доступна для применения лишь относительно недавно. Ортогональное частотное мультиплексирование, обозначаемое аббревиатурой OFDM, обеспечивает значительное увеличение полосы пропускания радиоканала за счет улучшения спектральной эффективности.

Причем применение OFDM позволяет увеличить скорость передачи без увеличения занимаемой полосы частот или уровня модуляции. Поэтому OFDM используется в большинстве современных систем беспроводной связи, например, таких, как IEEE 802.11 (Wi-Fi) и IEEE 802.16 (WiMAX), а также проводная ADSL.

В системах широкополосного беспроводного доступа (ШБД) основным разрушающим фактором для цифрового канала являются помехи от многолучевого приема.

Этот вид помех весьма характерен для эфирного приема в городах с плотной застройкой из-за многократных отражений радиосигнала от зданий и других сооружений (рис. 1).

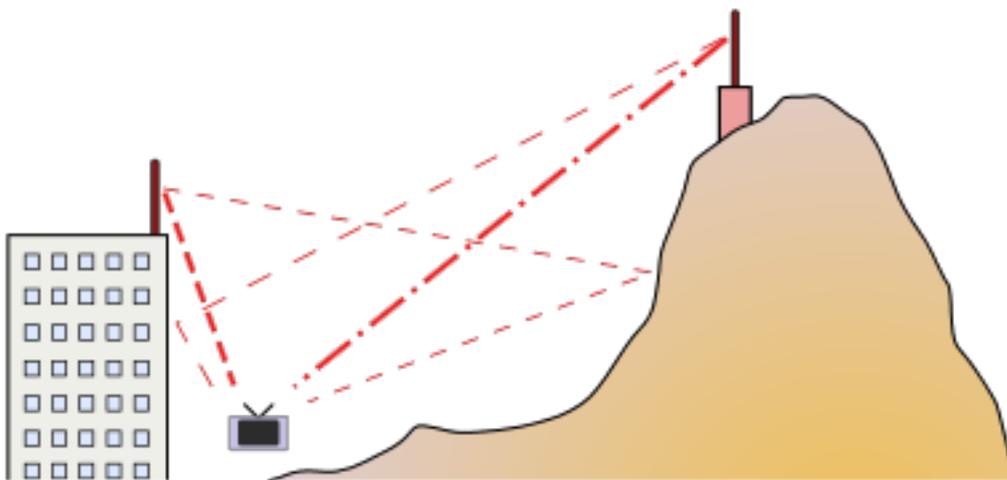


Рис.1. Многолучевое распространение сигнала

Радикальным решением этой проблемы является применение технологии ортогонального частотного мультиплексирования **OFDM**, которая специально разработана для борьбы с помехами при многолучевом приеме. Помимо увеличения спектральной эффективности, OFDM позволяет уменьшить хорошо известные негативные эффекты многолучевого распространения и межсимвольной интерференции.

OFDM сигнал объединяет множество узкополосных субканалов, каждый из которых может модулироваться на достаточно низкой скорости. Поэтому система испытывает минимальную межсимвольную интерференцию, которой подвержены в основном системы с высокой скоростью модуляции. Разновидность технологии – метод COFDM (сочетание канального кодирования, аббревиатура С и OFDM) – хорошо известен и широко используется в цифровых системах телерадиовещания DVB-T/T2.

При OFDM широкополосный последовательный цифровой поток преобразуется в большое число узкополосных параллельных потоков (субпотоков), каждый из которых передается на отдельной несущей (рис. 2).



Рис. 2. Спектр OFDM

Кратко можно выделить основные положительные и отрицательные стороны OFDM:

Плюсы

- Высокая эффективность использования радиочастотного спектра, объясняемая почти прямоугольной формой огибающей спектра при большом количестве поднесущих.
- Простая аппаратная реализация: базовые операции реализуются методами цифровой обработки.
- Хорошее противостояние межсимвольным помехам (ISI – intersymbol interference) и интерференции между поднесущими (ICI – intercarrier interference). Как следствие – лояльность к многолучевому распространению.
- Возможность применения различных схем модуляции для каждой поднесущей, что позволяет адаптивно варьировать помехоустойчивость и скорость передачи информации.

Минусы

- Необходима высокая синхронизация частоты и времени.
- Чувствительность к эффекту Доплера, ограничивающая применение OFDM в мобильных системах.
- Не идеальность современных приёмников и передатчиков вызывает фазовый шум, что ограничивает производительность системы.
- Защитный интервал, используемый в OFDM для борьбы с многолучевым распространением, снижает спектральную эффективность сигнала.

Несмотря на все недостатки, OFDM является отличным решением для архитектур современных сетей, работающих в условиях мегаполиса. Технический прогресс и динамика рынка постоянно толкают производителей совершенствовать существующие технологии. В результате появляются устройства, использующие в своей основе различные модификации OFDM.

2. Мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов OFDM

OFDM представляет собой принципиально новый вид модуляции, при которой последовательный цифровой поток преобразуется в большое число параллельных потоков (суб-потоков), каждый из которых передается на отдельной несущей (рис. 3).

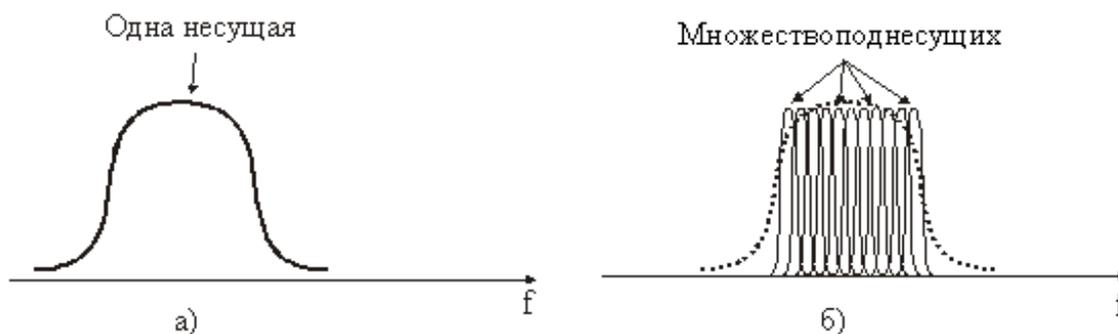


Рис. 3. Спектр радиосигнала с одной несущей (а) и OFDM (б)

Частотный разнос Δf между соседними несущими f_1, f_2, \dots, f_n в групповом радиоспектре **OFDM** выбирается из условия возможности выделения в демодуляторе индивидуальных несущих. При этом возможно применение двух методов частотного разделения (демультиплексирования) несущих. Во-первых, с помощью полосовых фильтров и, во-вторых, с помощью ортогональных преобразований сигналов. В первом случае частотный разнос между модулированными несущими выбирается таким, чтобы их соседние боковые полосы взаимно не перекрывались. Это условие будет выполнено, если величину частотного разноса выбрать равной $\Delta f > 2/TU$, где TU – рабочий интервал информационного символа. Однако при этом эффективность использования радиоспектра будет невысокой. Напротив, стандарт **OFDM** характеризуется сильным перекрытием спектров соседних поднесущих, что позволяет уменьшить в два раза значение частотного разноса и во столько же раз повысить плотность передачи цифровой информации (бит/с)/Гц.

Благодаря ортогональному методу демодуляции поднесущих группового спектра происходит компенсация помех от соседних частот, несмотря на то, что их боковые полосы взаимно перекрываются.

Для выполнения условий ортогональности необходимо, чтобы частотный разнос между несущими был постоянен и точно равен значению $\Delta f = 1/TU$, то есть на интервале TU должно укладываться целое число периодов разностной частоты $f_2 - f_1$. Пример сигнала COFDM в версии 8K в стандарте DVB-T показан на рис. 4.

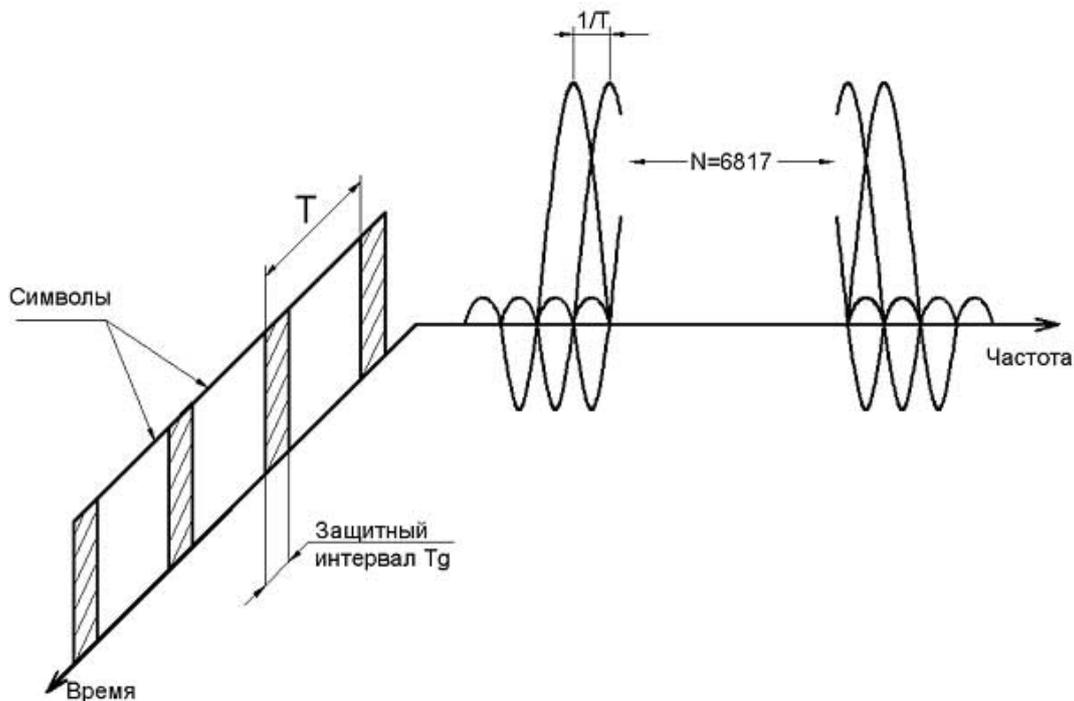


Рис. 4. COFDM в версии 8K в стандарте DVB-T

Выполнение этого соотношения достигается введением в модеме **OFDM** двух видов сигналов синхронизации: сигналов для синхронизации несущих частот группового спектра и сигналов для синхронизации тактовых частот функциональных блоков демодулятора.

Группа несущих частот, которая в данный момент времени переносит биты параллельных цифровых потоков, называется символом **OFDM**.

Благодаря тому, что используется большое число параллельных потоков, длительность символа в параллельных потоках оказывается существенно больше, чем в последовательном потоке данных.

Это позволяет в декодере задержать оценку значений принятых символов на время, в течение которого изменения параметров радиоканала из-за действия эхо-сигналов прекратятся, и канал станет стабильным.

Таким образом, при **OFDM** временной интервал символа субпотока TS делится на две части – защитный интервал TG, в течение которого оценка значения символа в декодере не производится, и рабочий интервал символа TU, за время которого принимается решение о значении принятого символа.

Для правильной работы системы эхоподавления необходимо, чтобы защитные интервалы находились в начале символов субпотоков, то есть в защитном интервале продолжается модуляция несущей предшествующим символом.

Технически метод **OFDM** реализуется путем выполнения инверсного дискретного преобразования Фурье (Fast Fourier Transform, FFT) в модуляторе передатчика и прямого дискретного преобразования Фурье в демодуляторе приемника приемопередающего устройства.

На физическом уровне OFDM является цифровой схемой модуляции, которая использует большое количество близко расположенных, ортогональных поднесущих.

Каждая поднесущая модулируется по обычной схеме модуляции (например, квадратурная амплитудная модуляция) на низкой символьной скорости, сохраняя общую скорость передачи данных, как и у обычных схем модуляции одной несущей в той же полосе пропускания.

На практике сигналы OFDM получаются путем использования ОБПФ (обратное быстрое преобразование Фурье).

Основным преимуществом OFDM по сравнению со схемой с одной несущей является её способность противостоять сложным условиям в канале.

Например, бороться с затуханием в области ВЧ в длинных медных проводниках, узкополосными помехами и частотно-избирательным затуханием, вызванным многолучевым характером распространения, без использования сложных фильтров-эквалайзеров.

На рис. 5 показано основное различие воздействия частотно-избирательного затухания, вызванного многолучевым характером распространения сигнала в канале связи, между стандартом с одной несущей и COFDM.

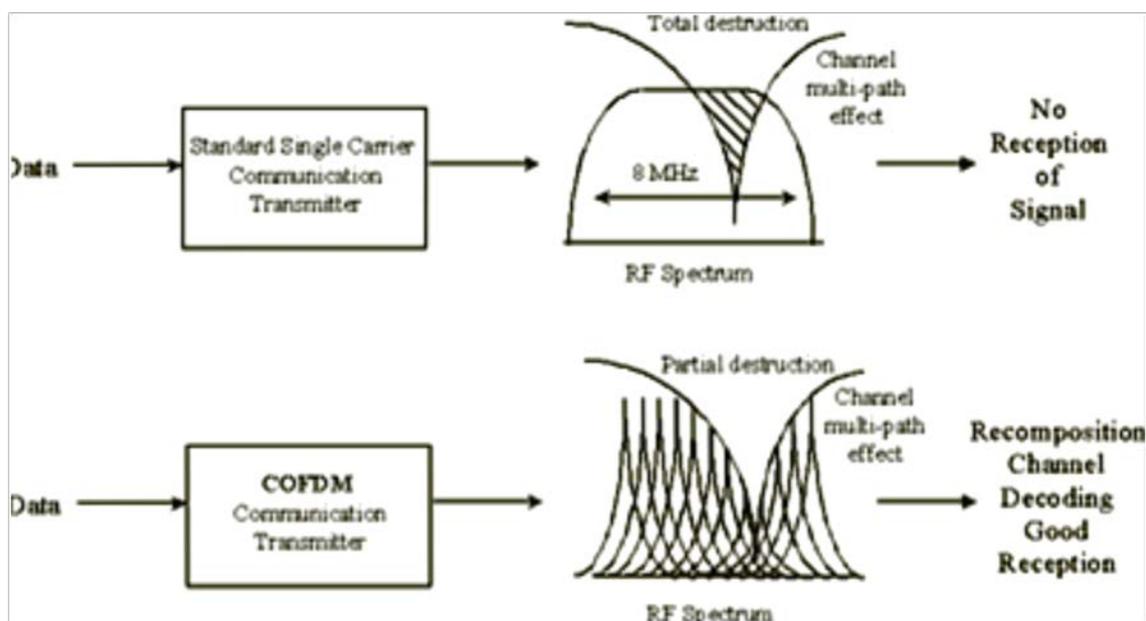


Рис. 5. Различие воздействия частотно-избирательного затухания

Частотно-избирательное затухание, вызванное многолучевым характером распространения сигнала, возникает в результате интерференции многолучевого сигнала в месте приема, и частота затухания меняется при изменении места расположения приемной антенны.

В реальной ситуации плотной городской застройки рассчитать интерференционную картину аналитически практически невозможно.

Кроме того, в диапазоне дециметровых волн значительная часть телезрителей использует комнатные антенны.

Это делает интерференционную картину еще более непредсказуемой (рис. 6).

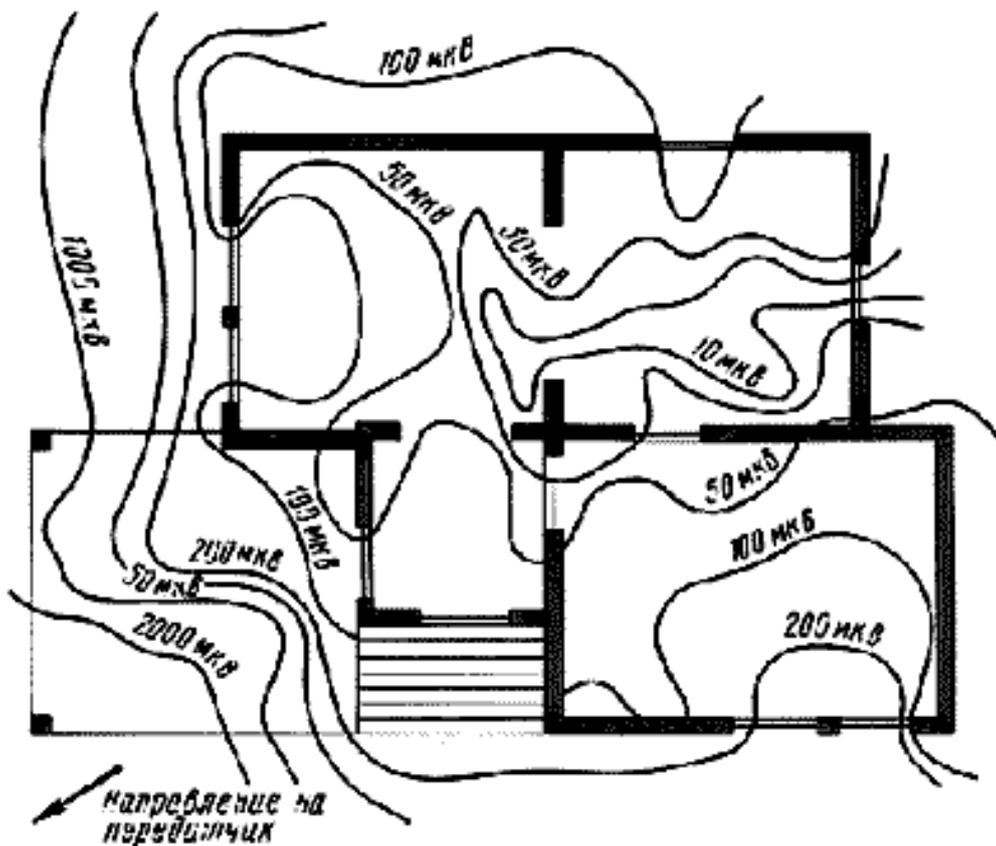


Рис. 6. Интерференционная картина

Следует разделить отраженные волны на два типа: волны, отраженные от зданий и посторонних предметов, и волны, отраженные от поверхности земли. Волны, отраженные от поверхности земли, не могут быть причиной экосигналов из-за малого различия во времени распространения прямой и отраженной волны.

Однако вследствие интерференции образуются стоячие волны, приводящие к осциллирующему закону изменения напряженности поля с ростом высоты расположения приемной антенны.

Это приводит к необходимости правильного подбора высоты установки антенны (рис. 7).

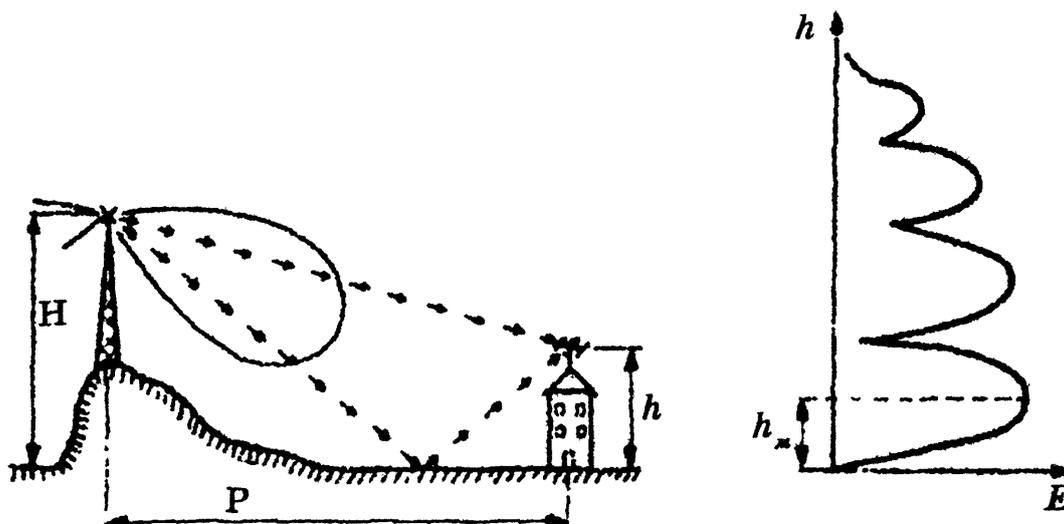


Рис. 7. Выбор высоты установки антенны

Высоту ближайшего к земле максимума h_M можно определить по формуле

$$h_M = \frac{\lambda R}{4H}, \quad (1)$$

где λ – длина волны; R – расстояние до передающей станции; H – высота антенны.

Волны, отраженные от зданий и посторонних предметов, образуют неоднородное поле, напряженность которого изменяется во всех трех направлениях – по высоте, в горизонтальной плоскости и в направлении передачи.

При этом максимальные и минимальные значения напряженности поля будут носить нерегулярный характер из-за большого числа переотражений.

Для борьбы с этим эффектом в DVB-T используется специальный алгоритм: информация посылается с передатчика не непрерывным потоком, а разбивается на небольшие пакеты и передается с перерывами, называемыми защитными интервалами.

В этом случае эффект эха помогает не только четко передать основной сигнал, но и многократно усилить его за счет повторения отраженными волнами.

Защитный интервал – это не просто пауза между полезными символами, достаточная для угасания сигнала одного до начала другого.

В течение этого времени к приемнику поступает фрагмент полезного сигнала, что гарантирует сохранение ортогональности несущих принятого сигнала (разумеется, если эхосигнал при многолучевом распространении задержан не больше чем на длительность этого защитного интервала).

Пороговое отношение сигнал/шум для DVB-T примерно в 5–10 раз лучше, принимая во внимание пороговый эффект.

Таким образом, если эхосигнал при многолучевом распространении задержан не больше чем на длительность этого защитного интервала, то задержанный сигнал можно считать полезным и не бороться с ним, а использовать его.

На практике это означает, что при приеме сигнала DVB-T необходимо использовать другие подходы к выбору типа антенны и месту ее установки.

При приеме аналогового телевидения оптимальным решением было использование высоконаправленной антенны типа «волновой канал» и установка последней в равномерном поле, что затруднительно в условиях плотной застройки.

Кроме того, высоконаправленная антенна имеет узкий частотный диапазон и не позволяет вести прием с двух направлений одновременно.

Электромагнитное поле в современном городе представляет собой сложную структуру с значительной компонентой стоячих волн. В этом случае расстояние между ближайшими максимумами напряженности поля равно половине длины волны.

Высоконаправленная антенна «волновой канал», находясь в поле стоячей волны, не будет обеспечивать расчетного усиления. Применение такой антенны для приема сигнала DVB-T оптимально только на открытой местности.

Таким образом, антенна для приема сигнала DVB-T в условиях плотной городской застройки должна удовлетворять следующим требованиям:

- размеры антенны не должны превышать $1/2$ длины волны;
- антенная решетка может содержать не более двух этажей;
- антенна типа «волновой канал» должна иметь не более одного директора;
- антенну необходимо размещать в максимуме поля стоячей волны.

Принцип образования многолучевого сигнала показан на рис. 8.

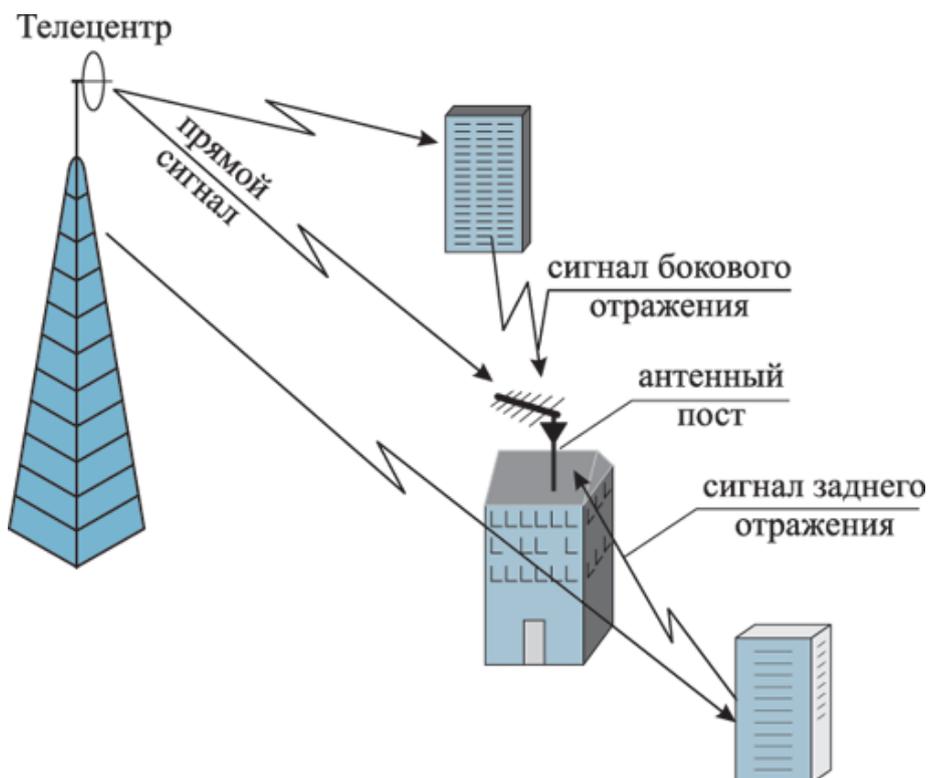


Рис. 8. Принцип образования многолучевого сигнала

Канальная эквализация упрощается вследствие того, что OFDM сигнал может рассматриваться как множество медленно модулируемых узкополосных сигналов, а не как один быстро модулируемый широкополосный сигнал.

Низкая символьная скорость делает возможным использование защитного интервала между символами, что позволяет справляться с временным рассеянием и устранять межсимвольные искажения (МСИ).

3. Применение мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов в стандарте DVB-T

Для системы DVB-T ни содержание контейнера, ни происхождение данных не имеют значения, она лишь приспособливает выходные данные транспортного мультиплекса MPEG-2 к свойствам и характеристикам канала передачи наземного телевизионного вещания, стремясь наиболее эффективно донести их к приемнику.

Стандарт DVB-T определяет структуру передаваемого потока данных, систему канального кодирования и модуляции для мультипрограммных служб наземного телевидения, работающих в форматах ограниченной, стандартной, повышенной и высокой четкости.

Для обеспечения совместимости устройств различных производителей, стандарт определяет параметры цифрового модулированного радиосигнала и описывает преобразования данных и сигналов в передающей части системы цифрового наземного телевизионного вещания.

Преобразование данных и сигналов в передатчике DVB-T показано на структурной схеме (рис. 9). Пунктирной линией показан иерархический канал.

Отличительной особенностью DVB-T как контейнера для передачи транспортных пакетов MPEG-2 является гармоничное сочетание системы канального кодирования и способа модуляции OFDM.

Передаваемые данные представляют собой информацию об изображении и звуковом сопровождении, а также любые дополнительные сведения.

Условие передачи этой информации в системе DVB-T только одно – данные должны быть закодированы в виде пакетов транспортного потока MPEG-2. В этом смысле стандарт описывает контейнер, приспособленный для доставки пакетированных данных в условиях наземного телевидения.

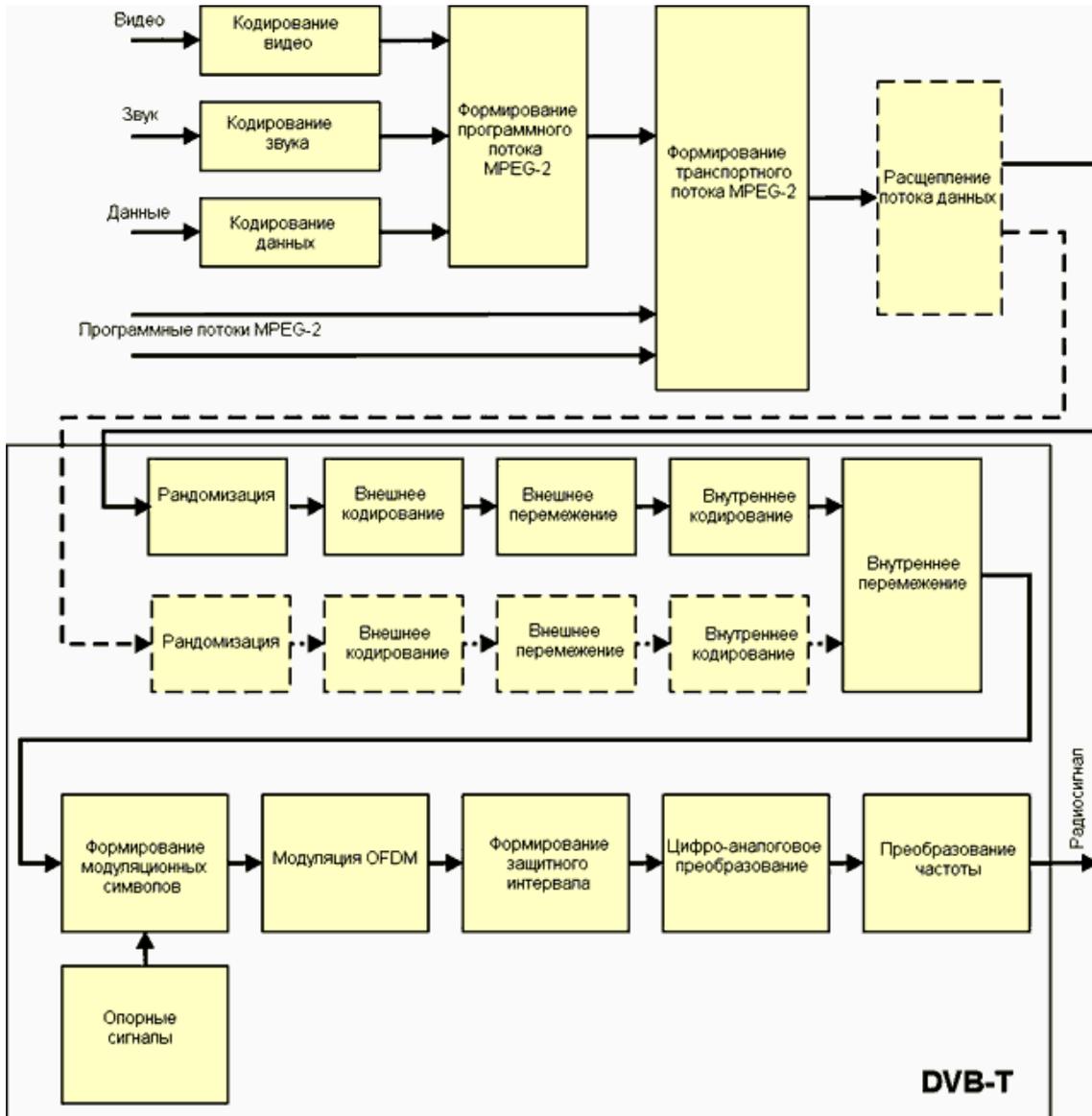


Рис. 9. Преобразование данных и сигналов в передатчике DVB-T

Обработка сигналов в приемнике не регламентируется стандартом EN 300 744 (DVB) и остается открытой. Это не означает, что создатели стандарта не предвидели принципов построения приемника DVB-T, но отсутствие жесткого стандарта на приемник обостряет конкуренцию между производителями телевизоров и стимулирует усилия по созданию высококачественных и дешевых аппаратов.

Вариант схемы приемника приведен на рис. 10.

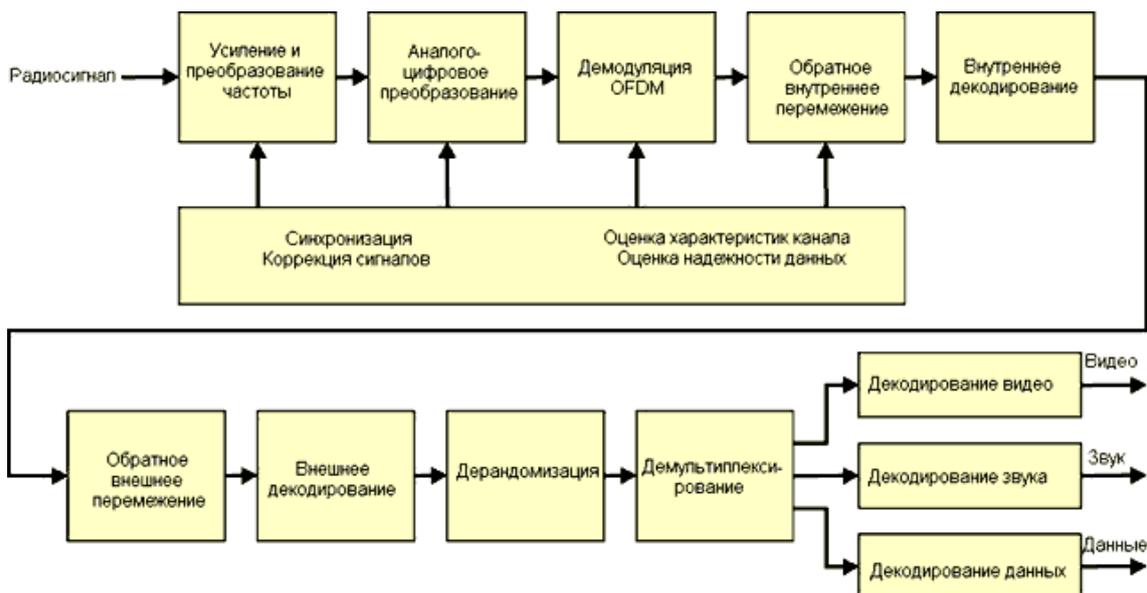


Рис.10. Преобразование сигналов и данных в приемнике DVB-T

3.1 Кодированное мультиплексирование с ортогональным частотным разделением сигналов COFDM

Система DVB-T разрабатывалась для цифрового вещания, но она должна встраиваться в существующее аналоговое окружение, поэтому в системе следует обеспечить защиту от интерференционных помех соседнего и совмещенного каналов, обусловленных действующими передатчиками PAL/SECAM.

Поскольку речь идет о наземном вещании, то должна быть обеспечена максимальная эффективность использования частотного диапазона, реализуемая в результате оптимального сочетания одиночных передатчиков, многочастотных и одночастотных сетей.

Система DVB-T должна успешно бороться с типичными для наземного телевидения экосигналами и обеспечивать устойчивый прием в условиях многолучевого распространения радиоволн.

Является желательным создание условий для приема в движении и на комнатные антенны. Все эти требования были выполнены в DVB-T благодаря применению новой системы модуляции OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex – частотное уплотнение с ортогональными несущими).

OFDM отличается передачей сигнала с использованием большого количества несущих колебаний. Несущие являются ортогональными, что делает возможной демодуляцию модулированных колебаний даже в условиях частичного перекрытия полос отдельных несущих.

Однако многолучевое распространение радиосигнала в точку приема (довольно типичное для наземного телевидения) приводит к ослаблению и даже полному подавлению некоторых несущих вследствие интерференции прямого и задержанного сигналов. Решению этой проблемы помогает кодирование с целью обнаружения и исправления ошибок в канале передачи данных.

Применение какой-либо одной системы кодирования не дает желаемого эффекта в условиях наземного телевидения, для которого типично проявление разнообразных шумов, помех и искажений, приводящих к возникновению ошибок с разными статистическими свойствами. В таких условиях необходим более сложный алгоритм исправления ошибок.

В системе DVB-T используется сочетание двух видов кодирования – внешнего и внутреннего, рассчитанных на борьбу с ошибками различной структуры, частоты и статистических свойств и обеспечивающих при совместном применении практически безошибочную работу (такой подход типичен и для других сфер, например, для цифровой видеозаписи). Если благодаря работе внутреннего кодирования частота ошибок на выходе внутреннего декодера (рис. 10) не превышает величины $2 \cdot 10^{-4}$, то система внешнего кодирования доводит частоту ошибок на входе демультимплексора MPEG-2 до значения 10^{-11} , что соответствует практически безошибочной работе (ошибка появляется примерно один раз в течение часа).

Кодирование обязательно связано с введением в поток данных некоторой избыточности и соответственно с уменьшением скорости передачи полезных данных, поэтому наращивание мощности кодирования за счет увеличения объема проверочных данных не всегда соответствует требованиям практики.

Для увеличения эффективности кодирования, без снижения скорости кода, применяется перемежение данных. Кодирование позволяет обнаруживать и исправлять ошибки, а перемежение увеличивает эффективность кодирования, поскольку пакеты ошибок дробятся на мелкие фрагменты, с которыми справляется система кодирования. Кодирование превращает OFDM в COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex). COFDM более эффективна в условиях многолучевого приема, чем системы передачи с одной несущей. Если по каналу связи, с резко выраженной неравномерностью частотной характеристики, передается одна модулированная несущая, то ослабление отдельных частотных составляющих можно компенсировать с помощью частотного корректора (хотя и за счет уменьшения отношения сигнал/шум). Но если какая-нибудь составляющая подавлена полностью, то корректирующий фильтр помочь не может в принципе и сигнал претерпевает необратимые искажения.

Однако если данные передаются с помощью частотного уплотнения, то даже полное исчезновение сигналов отдельных несущих не является катастрофой, поскольку данные, переносимые этими несущими, могут быть восстановлены за счет канального кодирования. Контейнер COFDM отлично приспособлен к условиям передачи данных в наземном телевидении благодаря возможности отдельной обработки сигналов большого числа несущих.

Защитный интервал

В системе OFDM данные передаются с использованием некоторого количества несущих колебаний.

Если таких несущих много, то поток данных, переносимых одной несущей, характеризуется сравнительно небольшой скоростью, то есть частота модуляции каждой несущей невелика. Однако межсимвольные искажения проявляются и при малой скорости следования модуляционных символов.

Для того чтобы избежать межсимвольных искажений, перед каждым символом вводится защитный интервал. Но надо отметить, что защитный интервал – это не просто пауза между полезными символами, достаточная для угасания сигнала символа до начала следующего. В защитном интервале передается фрагмент полезного сигнала, что гарантирует сохранение ортогональности несущих принятого сигнала (но только в том случае, если эхосигнал при многолучевом распространении задержан не больше, чем на длительность защитного интервала).

Концепция защитного интервала не является принципиально новой, но использование защитного интервала требуемой величины в цифровом телевидении возможно лишь при использовании частотного уплотнения с большим числом несущих.

Оценка параметров

Выбор параметров системы OFDM связан с обеспечением работы в одночастотных сетях телевизионного вещания, а также с возможностью использования заполнителей пробелов и мертвых зон в области охвата вещанием.

Однако на начальном этапе развития цифрового телевидения одночастотные сети найдут небольшое применение из-за необходимости сосуществования с аналоговыми передатчиками и ограничений в распределении частотных диапазонов. Кроме того, в некоторых странах вообще не планируется использование одночастотной сети. Следовательно, система вещания должна допускать наиболее эффективное использование частотного диапазона в рамках уже существующих – сетки частот и сети передатчиков.

Величина защитного интервала зависит от расстояния между передатчиками в одночастотных сетях вещания или от задержки естественного эхосигнала в сетях вещания с традиционным распределением частотных каналов.

Чем больше время задержки, тем больше должна быть длительность защитного интервала. С другой стороны, для обеспечения максимальной скорости передаваемого потока данных защитный интервал должен быть как можно короче.

Одна четвертая часть от величины полезного интервала является, видимо, разумной оценкой максимального значения длительности защитного интервала. Предварительные исследования показали, что если одночастотные сети будут строиться в основном с использованием существующих передатчиков, то абсолютная величина защитного интервала должна быть около 250 мкс. Это позволяет создавать большие одночастотные сети регионального уровня.

Если защитный интервал в 250 мкс составляет четвертую часть полезного интервала, то длительность самого полезного интервала должна быть установлена на уровне около 1 мс. Величина шага частот несущих связана с шириной основного лепестка спектра одного модулированного несущего колебания и определяется величиной, обратной длительности полезного интервала, поэтому расстояние между соседними несущими будет равно примерно 1 кГц. При ширине полосы частот канала 8 МГц и шаге 1 кГц число несущих должно быть равно 8000.

Можно задаться вопросом об объеме данных, которые необходимо передавать с помощью одной несущей. Если он окажется слишком велик, то потребуются использовать многопозиционные модулирующие сигналы и помехозащищенность системы будет невелика. Для передачи данных даже в системе ТВЧ достаточно скорости потока данных 20 Мбит/с, в этом случае за 1 мс (время одного символа) должно быть передано 20 кбит, что дает меньше 3 битов на одну несущую за время одного символа.

Такая величина может быть реализована с использованием 8-позиционных символов, что дает довольно высокую степень помехозащищенности.

При числе несущих в несколько тысяч возникает естественный вопрос о практической реализации системы OFDM.

Применение восьми тысяч синтезаторов несущих колебаний и восьми тысяч модуляторов сделало бы такую систему передачи очень громоздкой. Решение приходит благодаря тому, что модуляция OFDM представляет собой обратное преобразование Фурье, демодуляция – прямое. Существование хорошо отработанных быстрых алгоритмов преобразования Фурье и промышленный выпуск интегральных схем процессоров снимает проблему практической реализации. В большинстве быстрых алгоритмов Фурье размер массива, подвергающегося преобразованию, кратен целой степени числа 2. Поэтому можно использовать, например, размер массива $N=8192=8k$ или $N=2048=2k$ (здесь $k=1024$). На практике число несущих меньше, часть несущих не используется, поскольку между полосами соседних каналов должен быть оставлен некоторый зазор. В двух предложенных в настоящее время режимах используются 6817 и 1705 несущих, но по размерности массива быстрого преобразования Фурье системы модуляции называются соответственно 8k OFDM и 2k OFDM.

Иерархическая передача

Особенность системы DVB-T – возможность иерархической передачи и приема. Данные на выходе мультиплекса транспортного потока расщепляются на два независимых транспортных потока MPEG-2 (рис. 9) которым присваиваются разные степени приоритета.

Поток с высшим приоритетом кодируется с целью обеспечения высокой помехозащищенности, поток с низшим приоритетом (обозначен на рис. 9 пунктиром) – с целью обеспечения высокой скорости передаваемых данных.

Затем оба кодированных потока объединяются и передаются вместе. Таким образом, появляется возможность передачи по одному каналу двух различных программ или одной телевизионной программы в двух версиях.

Первая версия характеризуется высокой помехозащищенностью, но ограниченной четкостью, вторая – высокой четкостью, но ограниченной помехозащищенностью. Это дает новые возможности. На стационарную антенну с помощью высококлассного приемника может быть принята версия с высокой четкостью. Но эта же программа будет принята простым и дешевым приемником в варианте с ограниченной четкостью. Помехозащищенная версия будет также приниматься в тяжелых условиях приема, например, в движении, на комнатную антенну. При меняющихся условиях приема возможно переключение приемника с одной версии на другую.

Гибкость

Система DVB-T была создана для цифрового наземного телевидения, а также для удовлетворения самых разнообразных требований, которые выдвигаются в странах, переходящих к цифровому наземному вещанию.

Это вынуждает предусмотреть работу системы в различных режимах, но для сохранения сложности приемников на приемлемом уровне – обеспечить максимальную общность различных режимов.

Для работы одиночных передатчиков и сетей могут использоваться режимы работы с различным количеством несущих. Это обусловлено тем, что одни страны изначально планируют введение больших одночастотных сетей, а другие не предполагают этого делать.

Стандарт DVB-T допускает два режима работы: 2К и 8К. Режим 2К подходит для одиночных передатчиков и малых сетей, 8К соответствует большим сетям, хотя он может использоваться и для отдельных передатчиков.

Система DVB-T для достижения гибкости должна допускать обмен между скоростью передачи данных и помехозащищенностью. Введение защитного интервала позволяет эффективно бороться с неблагоприятными последствиями многолучевого приема.

Однако платой за большой защитный интервал является уменьшение скорости передачи полезных данных.

Для того чтобы сохранить большую скорость передачи данных в ситуациях, где не требуются большие одночастотные сети или не проявляется многолучевое распространение, предусмотрен целый набор возможных значений защитного интервала ($1/4$, $1/8$, $1/16$ и $1/32$ от длины полезного интервала).

Скорость внутреннего кода, обнаруживающего и исправляющего ошибки, может быть установлена равной одной из величин следующего ряда: $1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$, $7/8$. В системе DVB-T предусмотрена также возможность изменения числа позиций модулирующего сигнала от 4 до 64.

Поскольку распределение частотных каналов осуществляется в разных странах с различным шагом сетки частот (например, 8, 7 или 6 МГц), то переход от одного шага к другому должен осуществляться сравнительно просто.

В системе DVB-T он выполняется путем замены системной тактовой частоты при сохранении всей структуры обработки сигналов.

Выбором комбинации параметров, относящихся к способу модуляции и числу несущих колебаний, скорости внутреннего кода и величине защитного интервала, можно создать систему наземного вещания, работающую в самых разных условиях передачи и приема и обеспечивающую заданную область охвата.

Важным фактором является высокая степень общности системы наземного телевизионного вещания DVB-T с другими системами цифрового телевидения: кабельного (DVB-C) и спутникового (DVB-S).

3.2 Обработка данных и сигналов в DVB-T

Рандомизация

Рандомизация данных является первой операцией, выполняемой в системе DVB-T (рис. 9). Ее цель – превратить цифровой сигнал в квазислучайный и тем самым решить две важные задачи. Во-первых, это позволяет создать в цифровом сигнале достаточно большое число перепадов уровня и обеспечить возможность выделения из него тактовых импульсов (такое свойство сигнала называется самосинхронизацией).

Во-вторых, рандомизация приводит к более равномерному энергетическому спектру излучаемого радиосигнала (как известно, спектральная плотность мощности случайного шума постоянна на всех частотах, поэтому превращение сигнала в квазислучайный способствует выравниванию его спектра).

Благодаря равномерному спектру повышается эффективность работы передатчика и минимизируется мешающее действие радиосигнала цифрового телевидения по отношению к аналоговому телевизионному сигналу, излучаемому другим передатчиком в том же канале.

Рандомизации предшествует операция адаптации цифрового потока, представляющего собой последовательность транспортных пакетов MPEG-2 (рис. 11).

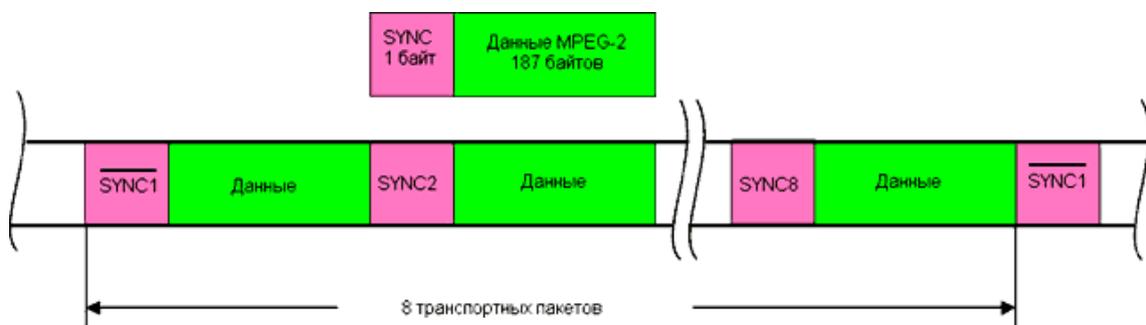


Рис. 11. Адаптация транспортных пакетов MPEG-2

Пакеты, имеющие общую длину 188 байтов (синхробайт, записываемый как число 47 в шестнадцатеричной форме или 01000111 – в двоичной, и 187 байтов передаваемых данных), объединяются в группы по восемь пакетов. Синхробайт первого пакета группы инвертируется, образуя число 101110002 = В816. Собственно рандомизация осуществляется путем сложения по модулю 2, то есть посредством логической операции "исключающее ИЛИ" (XOR) цифрового потока данных и двоичной псевдослучайной последовательности PRBS (Pseudo Random Binary Sequence). Генератор последовательности PRBS построен на базе 15-разрядного регистра сдвига, охваченного цепью обратной связи (рис. 12).

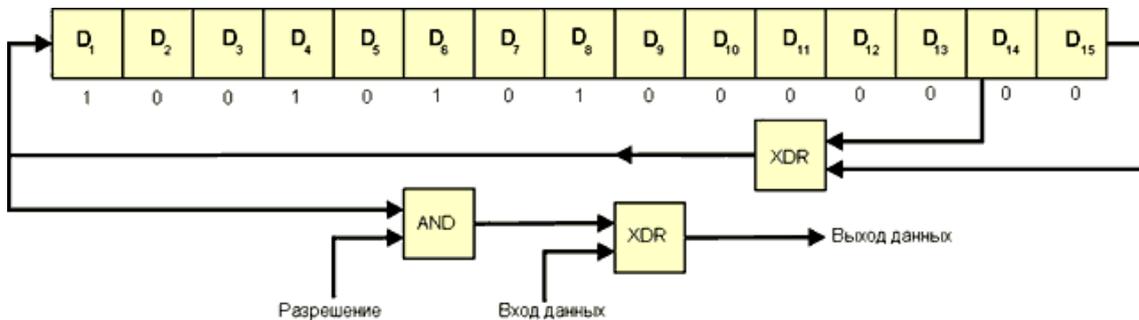


Рис. 12. Рандомизация данных

Для того чтобы формируемая последовательность лишь походила на случайную и в приемнике можно было бы восстановить передаваемые данные, в начале каждого восьмого пакета производится инициализация генератора PRBS путем загрузки в него числа 100101010000000. Первый после инициализации бит псевдослучайной последовательности PRBS складывается с первым битом первого байта транспортного потока, следующего за инвертированным байтом синхронизации. Байты синхронизации транспортных пакетов не должны рандомизироваться. Для упрощения работа генератора PRBS не прекращается во время всех восьми пакетов, но в интервале синхробайтов сложение с псевдослучайной последовательностью не производится (для этого используется сигнал разрешения) и синхробайты остаются нерандомизированными.

Таким образом, длительность псевдослучайной последовательности оказывается равной 1503 байтам ($187+188i7=1503$).

Восстановление исходных данных на приемной стороне осуществляется с помощью такого же генератора PRBS, который инициализируется в начале каждой группы из восьми пакетов адаптированного транспортного потока (на начало группы указывает инвертированный синхробайт пакета).

Внешнее кодирование и перемежение

В системе внешнего кодирования для защиты всех 188 байтов транспортного пакета (включая байт синхронизации) используется код Рида – Соломона. В процессе кодирования к этим 188 байтам добавляется 16 проверочных байтов (рис. 13). При декодировании на приемной стороне это позволяет исправлять до восьми ошибочных байтов в пределах каждого кодового слова длиной 204 байта.

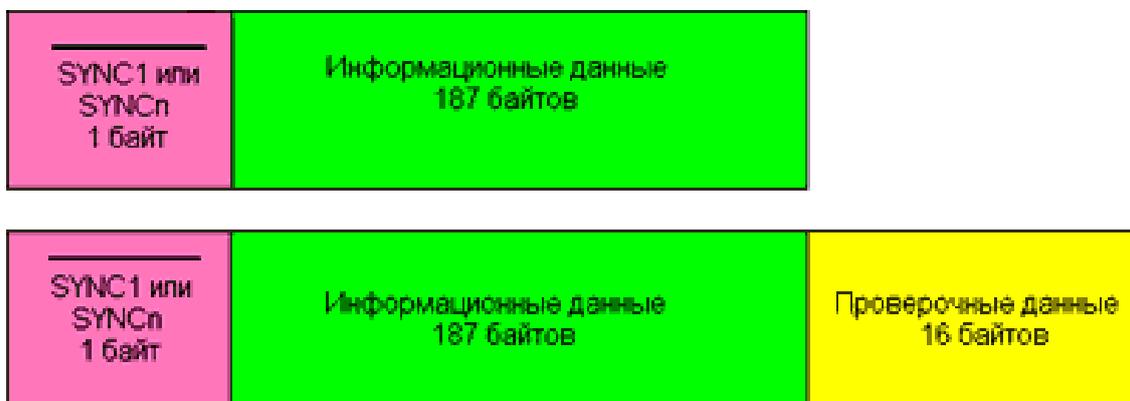


Рис.13. Формирование пакетов данных с защитой от ошибок с памятью внешнего кода Рида – Соломона RS (204, 188)

Внешнее перемежение осуществляется путем изменения порядка следования байтов в пакетах, защищенных от ошибок. В соответствии со схемой, показанной на рис. 14, перемежение выполняется путем последовательного циклического подключения источника и получателя данных к двенадцати ветвям, причем за одно подключение в ветвь направляется и из ветви снимается 1 байт данных.

В одиннадцати ветвях включены регистры сдвига, содержащие разное количество ячеек (каждая ячейка хранит байт данных) и создающие увеличивающуюся от ветви к ветви задержку.

Входной и выходной ключи синхронизированы. Интересно, что предложенная схема не нарушает периодичность и порядок следования байтов синхронизации.

Первый же синхробайт направляется в ветвь с номером 0, которая не вносит задержки.

После семнадцати циклов коммутации ключей через устройство пройдет 204 байта ($12 \cdot 17 = 204$, что совпадает с длиной кодового слова, в которое превращается пакет данных после кодирования Рида – Соломона).

Следовательно, следующий байт синхронизации опять пройдет через ветвь с нулевой задержкой.

Переमेжение является временным перемешиванием байтов данных, в приемнике исходный порядок следования байтов данных восстанавливается.

Полезным в перемежении является то, что длинные пакетные ошибки, обусловленные шумами и помехами в канале связи и искажающие последовательно идущие байты данных, в результате обратного перемежения в приемнике разбиваются на небольшие фрагменты и распределяются по разным кодовым словам кода Рида – Соломона.

В каждое кодовое слово попадает лишь малая часть пакетной ошибки, с которой легко справляется система обнаружения и исправления ошибок при сравнительно небольшом объеме проверочных данных.

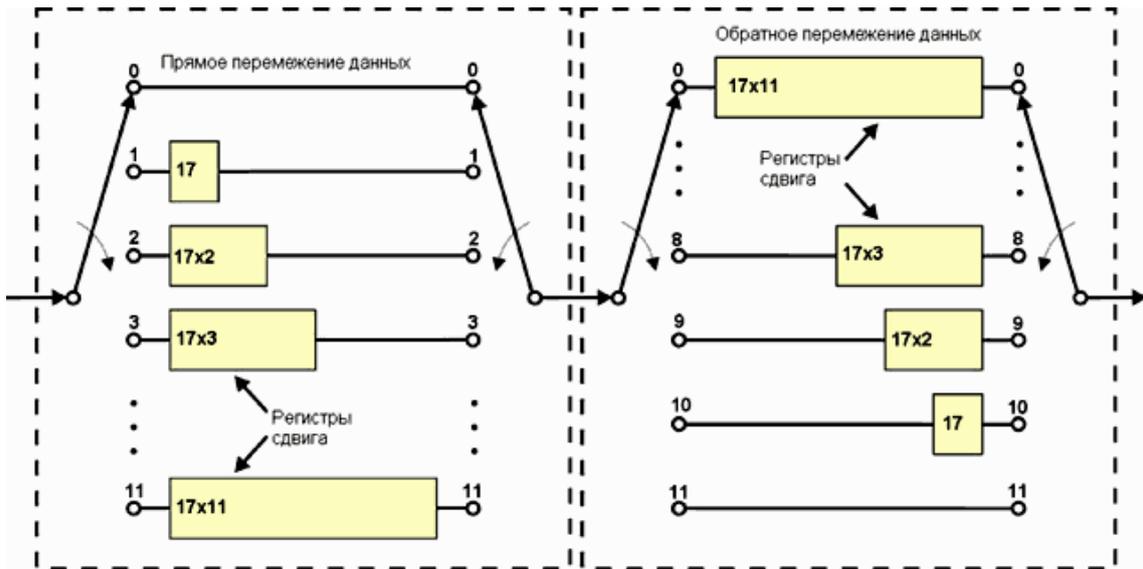


Рис. 14. Внешнее перемежение данных

Прямое и обратное перемежения могут выполняться с помощью практически одинаковых схем, но только порядок изменения задержки в ветвях схемы обратного перемежения в приемном устройстве должен быть изменен на противоположный (рис. 14). Синхронизация устройств прямого и обратного перемежения осуществляется путем направления первого же обнаруженного байта синхронизации через ветвь с номером 0.

Внутреннее кодирование

Внутреннее кодирование в системе вещания DVB-T основано на сверточном коде. Оно принципиально отличается от внешнего, которое является представителем блочных кодов. При блочном кодировании поток информационных символов делится на блоки фиксированной длины, к которым в процессе кодирования добавляется некоторое количество проверочных символов, причем каждый блок кодируется независимо от других. При сверточном кодировании поток данных также разбивается на блоки, но гораздо меньшей длины, их называют "кадрами информационных символов". Обычно кадр включает в себя лишь несколько битов.

К каждому информационному кадру также добавляются проверочные символы, в результате чего образуются кадры кодового слова, но кодирование каждого кадра производится с учетом предыдущих информационных кадров.

Для этого в кодере всегда хранится некоторое количество кадров информационных символов, доступных для кодирования очередного кадра кодового слова (количество информационных символов, используемых в процессе сверточного кодирования, часто называют длиной кодового ограничения).

Формирование кадра кодового слова сопровождается вводом следующего кадра информационных символов. Таким образом, процесс кодирования связывает между собой последовательные кадры.

Как было уже сказано, скорость внутреннего кода, или отношение числа символов в информационном кадре к общему числу символов, передаваемых в одном кодовом кадре, может изменяться в соответствии с условиями передачи данных в канале связи и требованиями к скорости передачи данных. Чем выше скорость кода, тем меньше его избыточность и тем меньше его способность исправлять ошибки в канале связи.

В системе DVB-T внутреннее кодирование с изменяемой скоростью строится с использованием базового кодирования со скоростью $1/2$. Основу базового кодера представляют собой два цифровых фильтра с конечной импульсной характеристикой, выходные сигналы которых X и Y формируются путем сложения по модулю двух сигналов, снятых с разных точек линии задержки в виде регистра сдвига из шести триггеров (рис. 15). Входные данные последовательно вводятся в регистр сдвига, а из выходных сигналов фильтров после преобразования в последовательную форму создается цифровой поток, в котором биты следуют друг за другом в два раза чаще, чем на входе (скорость такого кода равна $1/2$, так как на каждый входной бит приходится два выходных).

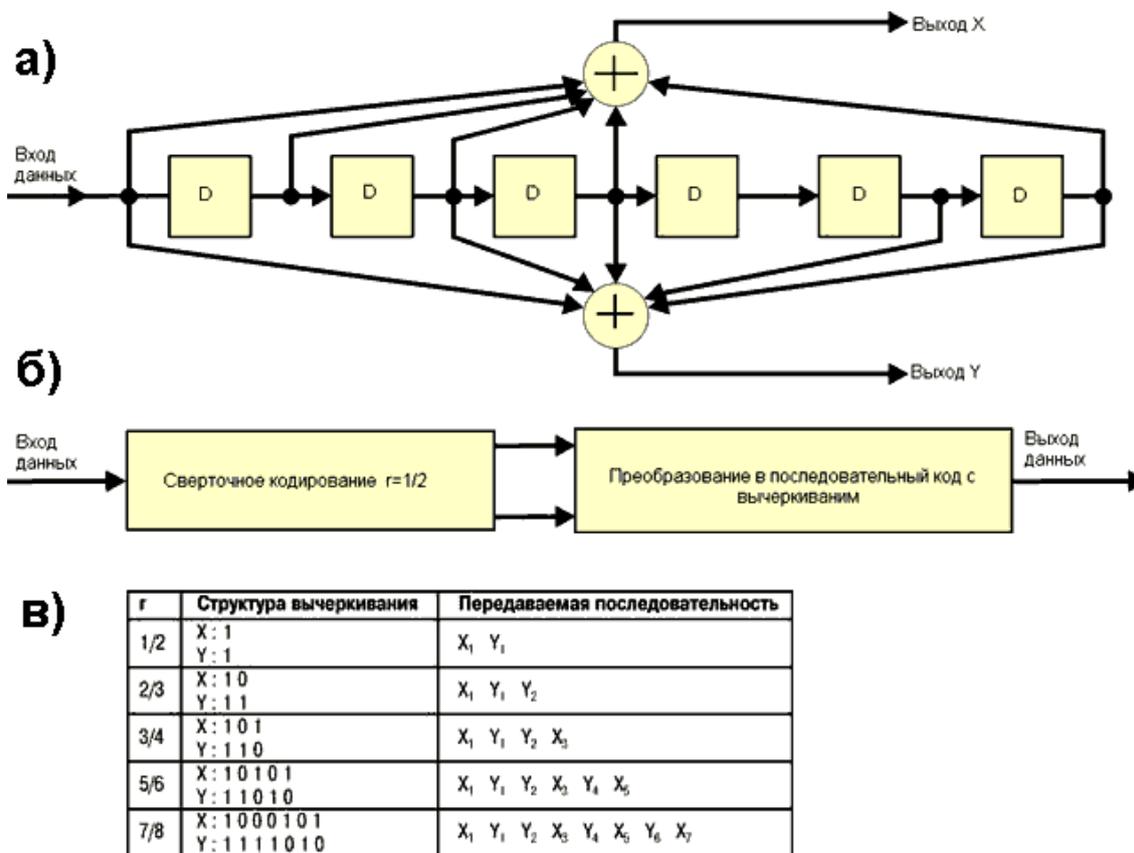


Рис. 15. Внутреннее кодирование (а – сверточное кодирование со скоростью $r = 1/2$; б – кодирование с вычеркиванием, в – таблица кодирования)

В режимах с большей скоростью кодирования передается лишь часть генерируемых сигналов X и Y (передаваемые сигналы и их порядок приведены в таблице рис. 15).

Например, при скорости $2/3$ двум входным битам ставятся в соответствие и передаются в последовательной форме три выходных сигнала (X_1, Y_1, Y_2), а X_2 вычеркивается.

При максимальной скорости внутреннего кода, равной $7/8$, семи входным битам соответствуют восемь выходных ($X_1, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, X_5, Y_6, X_7$).

Внутреннее перемежение и формирование модуляционных символов

Внутреннее перемежение в системе DVB-T тесно связано с модуляцией несущих колебаний. Оно фактически является частотным перемежением, определяющим перемешивание данных, которые модулируют разные несущие колебания. Это довольно сложный процесс, но именно он является основой принципов модуляции OFDM в системе DVB-T. Внутреннее перемежение складывается из перемежения битов и перемежения цифровых символов данных. Его первым этапом является демультимплексирование входного потока данных. Непосредственно за перемежением следует формирование модуляционных символов.

Демультимплексирование

Отдельные несущие могут модулироваться с использованием квадратурной фазовой манипуляции (QPSK – Quaternary Phase Shift Keying) или квадратурной амплитудной модуляции (QAM – Quadrature Amplitude Modulation). Сигналы, модулирующие несущую (точнее, синфазное и квадратурное колебания), при таких способах модуляции, являются многоуровневыми, они описываются последовательностями многопозиционных символов, которые называются модуляционными.

В способе QPSK модулирующий сигнал представляет собой последовательность четырехпозиционных символов, выбираемых из алфавита с четырьмя двухразрядными двоичными словами (00, 01, 10, 11), которые определяют фазу модулированного колебания.

Для формирования таких символов входной последовательный поток битов надо распределить, или демультимплексировать на два субпотока, в каждом из которых тактовая частота будет в два раза меньше, чем на входе (рис. 16).

Для 16-позиционной квадратурной амплитудной модуляции 16-QAM надо формировать модуляционные символы в виде 4-разрядных двоичных слов, определяющих фазу и амплитуду модулированного колебания.

В этом случае входной поток надо демультиплексировать соответственно на четыре субпотока. При использовании модуляции 64-QAM модуляционные символы представляют собой 6-разрядные слова, поэтому входной поток демультиплексируется на шесть субпотоков.

В системе DVB-T внутреннее кодирование с изменяемой скоростью строится с использованием базового кодирования со скоростью $1/2$. Основу базового кодера представляют собой два цифровых фильтра с конечной импульсной характеристикой, выходные сигналы которых X и Y формируются путем сложения по модулю двух сигналов, снятых с разных точек линии задержки в виде регистра сдвига из шести триггеров (рис. 15).

Входные данные последовательно вводятся в регистр сдвига, а из выходных сигналов фильтров после преобразования в последовательную форму создается цифровой поток, в котором биты следуют друг за другом в два раза чаще, чем на входе (скорость такого кода равна $1/2$, так как на каждый входной бит приходится два выходных).

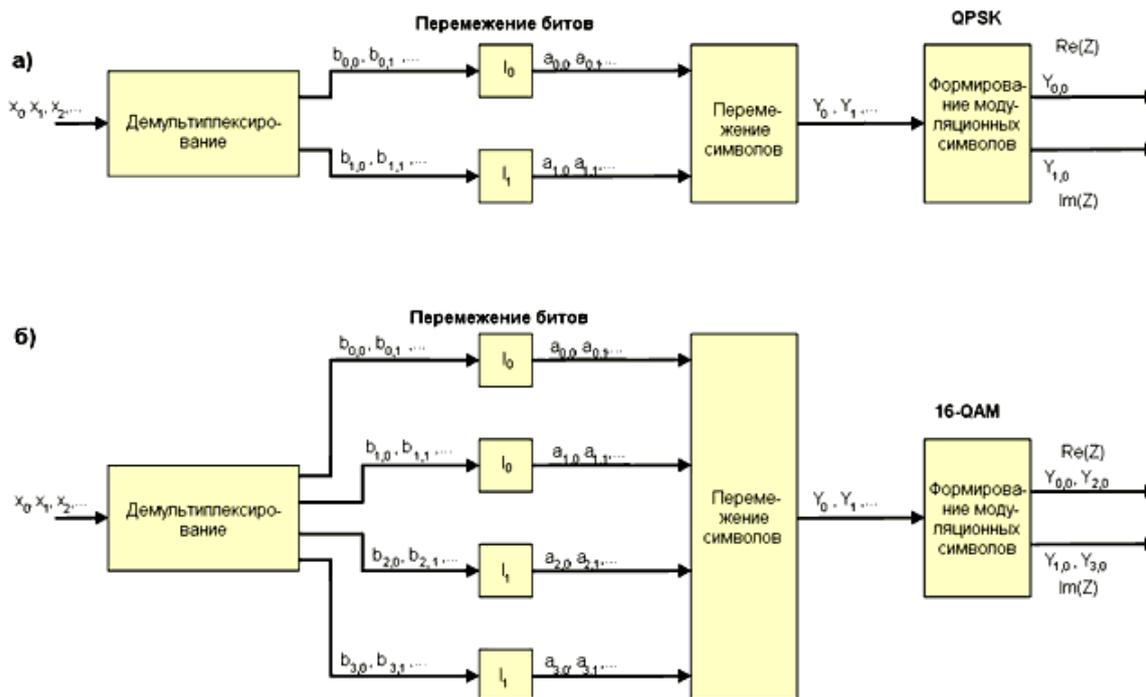


Рис. 16. Внутреннее перемежение и формирование модуляционных символов (а – QPSK, б – 16-QAM)

Входной поток данных демультимплексируется на v субпоточков ($v=2$ для QPSK, $v=4$ для 16-QAM, $v=6$ для 64-QAM). Поток битов $x_0, x_1, x_2, x_3, \dots$ преобразуется в последовательность слов из v разрядов (рис 16).

При использовании QPSK два последовательно следующих бита x_0 и x_1 отображаются в слово, представленное в параллельной форме и состоящее из битов $b_{0,0}$ и $b_{1,0}$, биты x_2 и x_3 – в слово из битов $b_{0,1}$ и $b_{1,1}$ и т.д.

При модуляции 16-QAM выполняется следующая структура отображения последовательного потока входных битов в 4-разрядные слова в параллельной форме: x_0 - $b_{0,0}$; x_1 - $b_{2,0}$; x_2 - $b_{1,0}$; x_3 - $b_{3,0}$ и т.д.

При использовании 64-QAM каждые шесть последовательно следующих битов отображаются в 6-разрядное слово аналогичным образом.

Перемежение битов

Перемежение битов представляет собой блочный процесс, то есть оно осуществляется в пределах фиксированной области данных. Перемежение битов выполняется в пределах последовательности из 126 битов субпотока (рис. 16). Оно осуществляется только над полезными данными, причем в каждом субпотоке (их максимальное количество равно шести) перемежение соответствует своему правилу.

В процессе перемежения в каждом субпотоке формируется входной битовый вектор $V(e)=(b_{e,0}, b_{e,1}, \dots, b_{e,125})$, преобразуемый в выходной $A(e)=(a_{e,0}, a_{e,1}, \dots, a_{e,125})$, элементы которого определяются как $a_{e,w}=b_{e,H_e(w)}$ (здесь $H_e(w)$ – функция перестановки битов, $e=0,1,\dots,v-1$, $w=0,1,2,\dots,125$). Функция перестановки определяется различным образом для устройства перемежения каждого субпотока. Например, для субпотока I0 $H_0(w)=w$ перестановка фактически отсутствует, а для субпотока I1 – перестановка выполняется в соответствии с функцией $H_1(w)=(w+63) \bmod 126$.

Цифровой символ данных и символ OFDM

Для образования цифрового символа данных выходы устройств перемежения субпотоков объединяются таким образом, что каждый символ из v битов (слово y^w , где $w=0,1,2,\dots,125$) включает в себя один бит с выхода каждого устройства, причем выход I0 дает старший бит: $y^w=(a_{0,w}, a_{1,w}, \dots, a_{v-1,w})$. В режиме 2K процесс битового перемежения повторяется 12 раз, в результате чего образуются пакет из 1512 цифровых символов данных ($126 \cdot 12 = 1512$), называемый символом OFDM. Именно эти 1512 цифровых символов данных используются для модуляции 1512 несущих колебаний в интервале одного символа OFDM (длительность символа OFDM обозначается как TS). 12 групп по 126 слов, считываемых последовательно с выхода устройства битового перемежения, образуют вектор $Y'=(y^0, y^1, \dots, y^{1511})$.

В режиме 8К процесс битового перемежения повторяется 48 раз, что дает 6048 цифровых символов данных ($126i48=6048$), используемых для модуляции 6048 несущих. Это дает вектор $Y'=(y'0, y'1, \dots, y'6047)$.

Перемежение цифровых символов данных

Перед формированием модуляционных символов выполняется перемежение цифровых символов данных. Вектор на выходе устройства перемежения символов $Y=(y0, y1, \dots, y_{N_{\max}-1})$ формируется в соответствии с правилом: $y_{2N(q)}=y'q$ для четных символов и $y_{2N(q)+1}=y'N(q)$ для нечетных символов (здесь $q=0, \dots, N_{\max}-1$, а $N_{\max}=1512$ или 6048). Функция $N(q)$ называется функцией перестановки символов. Перестановка символов производится в пределах блока из 1512 (режим 2К) или 6048 (режим 8К) символов.

Формирование модуляционных символов

Цифровой символ данных u состоит из v битов (как и y'): $u_{q'}=(u_{0,q'}, u_{1,q'}, \dots, u_{v-1,q'})$, где q' – номер символа на выходе устройства символьного перемежения. Величины u используются для формирования модуляционных символов в соответствии с используемым способом модуляции несущих. Модуляционные символы z являются комплексными, их вещественная и мнимая части отображаются битами $u_{q'}$. Соответствие между битами $u_{q'}$ и модуляционными символами иллюстрируют диаграммы рис. 17 (QPSK и однородная модуляция 16-QAM) и рис. 18 (однородная модуляция 64-QAM). Отображение производится с использованием кода Грея, поэтому соседние по горизонтали и вертикали символы отличаются только в одном бите. Следовательно, если при демодуляции происходит ошибка из-за помех и за демодулированный символ принимается соседний (а такие ошибки наиболее вероятны), то это приводит к ошибке только в одном бите.

При обычном двоичном коде, такие же ошибки могли бы вызвать при демодуляции ошибки сразу в нескольких битах.

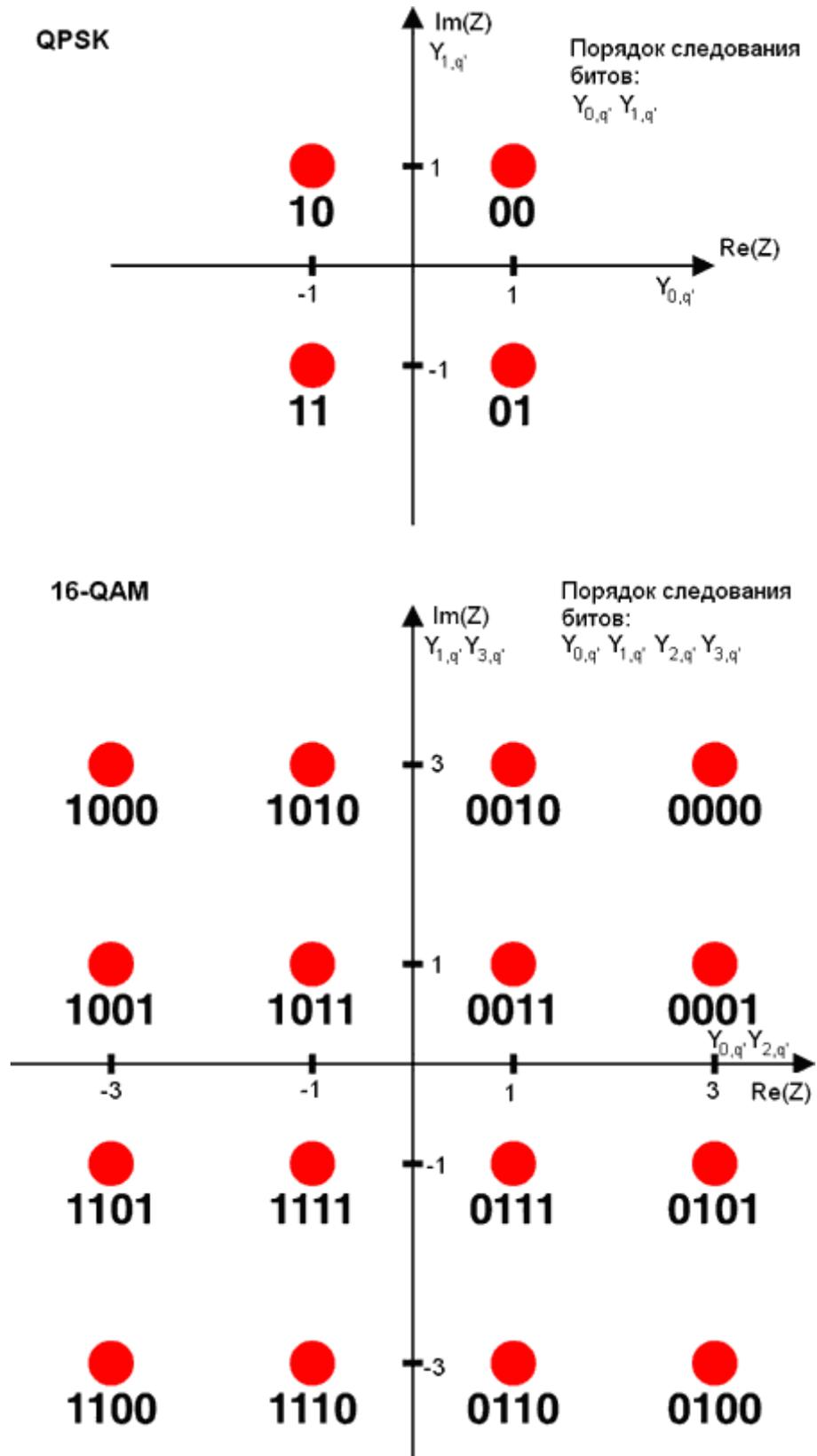


Рис. 17. Модуляция QPSK и 16-QAM ($Y_{u,q'}$ обозначает биты, соответствующие комплексному модуляционному символу Z)

Модуляционные символы в системе DVB-T являются комплексными. Например, при использовании способа QPSK значениям $u_{0,q'}=0$ и $u_{1,q'}=0$ соответствует комплексное число $z=1+j$ (правая верхняя точка верхней диаграммы на рис. 17). Значения вещественной и мнимой частей этого комплексного модуляционного символа имеют вполне конкретный реальный смысл. Они означают, что амплитуды синфазной I и квадратурной Q компонент модулированного колебания равны 1. Иными словами, в процессе модуляции косинусоидальная (или синфазная) и синусоидальная (или квадратурная) составляющие складываются с одинаковыми единичными амплитудами. Правая нижняя точка этой же диаграммы является отображением битов $u_{0,q'}=0$ и $u_{1,q'}=1$. Ей соответствует комплексный модуляционный символ $z=1-j$, что означает равенство единице каждой из амплитуд обеих составляющих, но фаза синфазной компоненты меняется на противоположную, то есть претерпевает сдвиг на 180° . Как известно, сумма косинусоидальной и синусоидальной функций с единичными амплитудами дает гармоническое косинусоидальное колебание с амплитудой, равной μ_2 и начальной фазой 45° (это и соответствует вектору, проведенному из начала координат в верхнюю правую точку верхней диаграммы, см. на рис. 17). Правой нижней точке соответствует колебание с амплитудой μ_2 и начальной фазой -45° . Таким образом, при переходе от верхней правой точки к правой нижней амплитуда модулированного колебания не меняется, а фаза претерпевает сдвиг на 90° , что и поясняет смысл способа модуляции QPSK (квадратурная фазовая манипуляция).

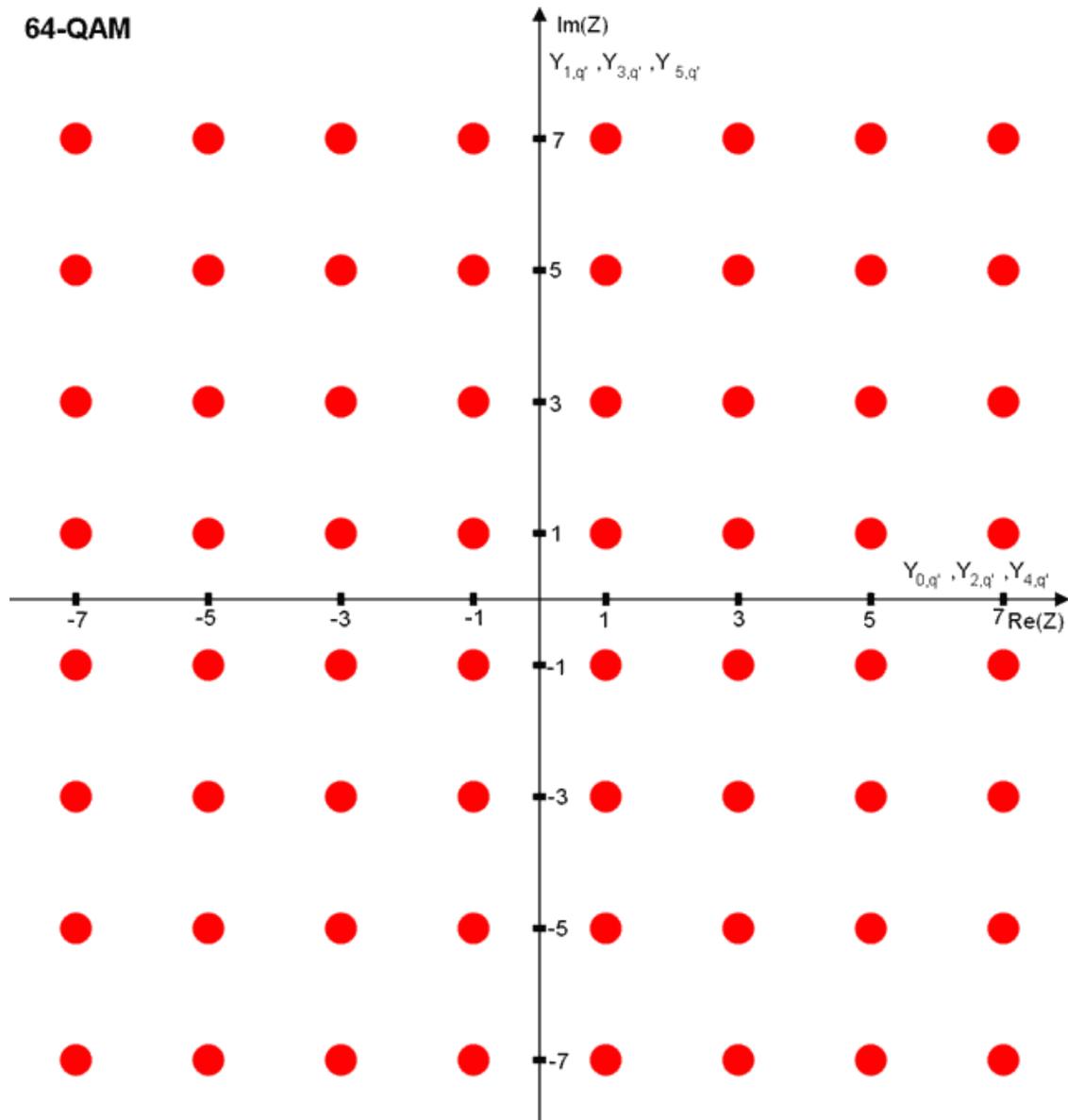


Рис. 18. Однородная модуляция 64-QAM

При квадратурной амплитудной модуляции меняется и модуль, и аргумент комплексного модуляционного символа и соответственно, амплитуда и начальная фаза полученного при модуляции колебания. Так, при использовании однородной квадратурной модуляции 16-QAM комбинации битов $y_{0,q'}=0$, $y_{1,q'}=0$, $y_{2,q'}=1$, $y_{3,q'}=0$ соответствует точка диаграммы 0010 и комплексный модуляционный символ $z=1+3j$ (синфазная косинусоидальная составляющая имеет амплитуду 1, а квадратурная синусоидальная – 3).

Это означает получение в процессе модуляции колебания с амплитудой μ_1 и начальной фазой 60° . Точка диаграммы 0111, в которую отображается комбинация битов $y_{0,q'}=0$, $y_{1,q'}=1$, $y_{2,q'}=1$, $y_{3,q'}=1$, обозначает комплексный модуляционный символ $z=1-j$, что означает получение в процессе модуляции колебания с амплитудой μ_2 и начальной фазой -45° .

Однако в процессе модуляции используются не сами модуляционные символы z , а их нормированные версии – «с». Нормировка вводится для того, чтобы средние мощности колебаний с разными способами модуляции были бы одинаковы. Например, при использовании способа QPSK нормированный комплексный модуляционный символ определяется как $c=z/\mu_2$, при однородной модуляции 16-QAM – $c=z/\mu_{10}$, а при неоднородной модуляции 64-QAM (с параметром $=4$) – $c=z/\mu_{108}$.

Перемежение и формирование модуляционных символов при иерархической передаче

Описанные принципы перемежения и формирования модуляционных символов соответствуют неиерархической передаче данных, при которой используется однородная квадратурная модуляция (в этом случае расстояния между соседними точками на векторной диаграмме одинаковы на всей плоскости, что показывают диаграммы см. рис. 17 и 18). При иерархической передаче на вход устройства внутреннего перемежения поступает два потока данных – высшего приоритета ($x'_0, x'_1, x'_2, x'_3, \dots$) и низшего ($x''_0, x''_1, x''_2, x''_3, \dots$). Поток высшего приоритета демультиплексируется всегда на два субпотока ($x'_0 - b_{0,0}, x'_1 - b_{1,0}$), а поток низшего приоритета – на $(v-2)$ субпотоков ($x''_0 - b_{2,0}; x''_1 - b_{3,0}$ в случае 16-QAM; $x''_0 - b_{2,0}; x''_1 - b_{4,0}; x''_2 - b_{3,0}; x''_3 - b_{5,0}$ в случае 64-QAM).

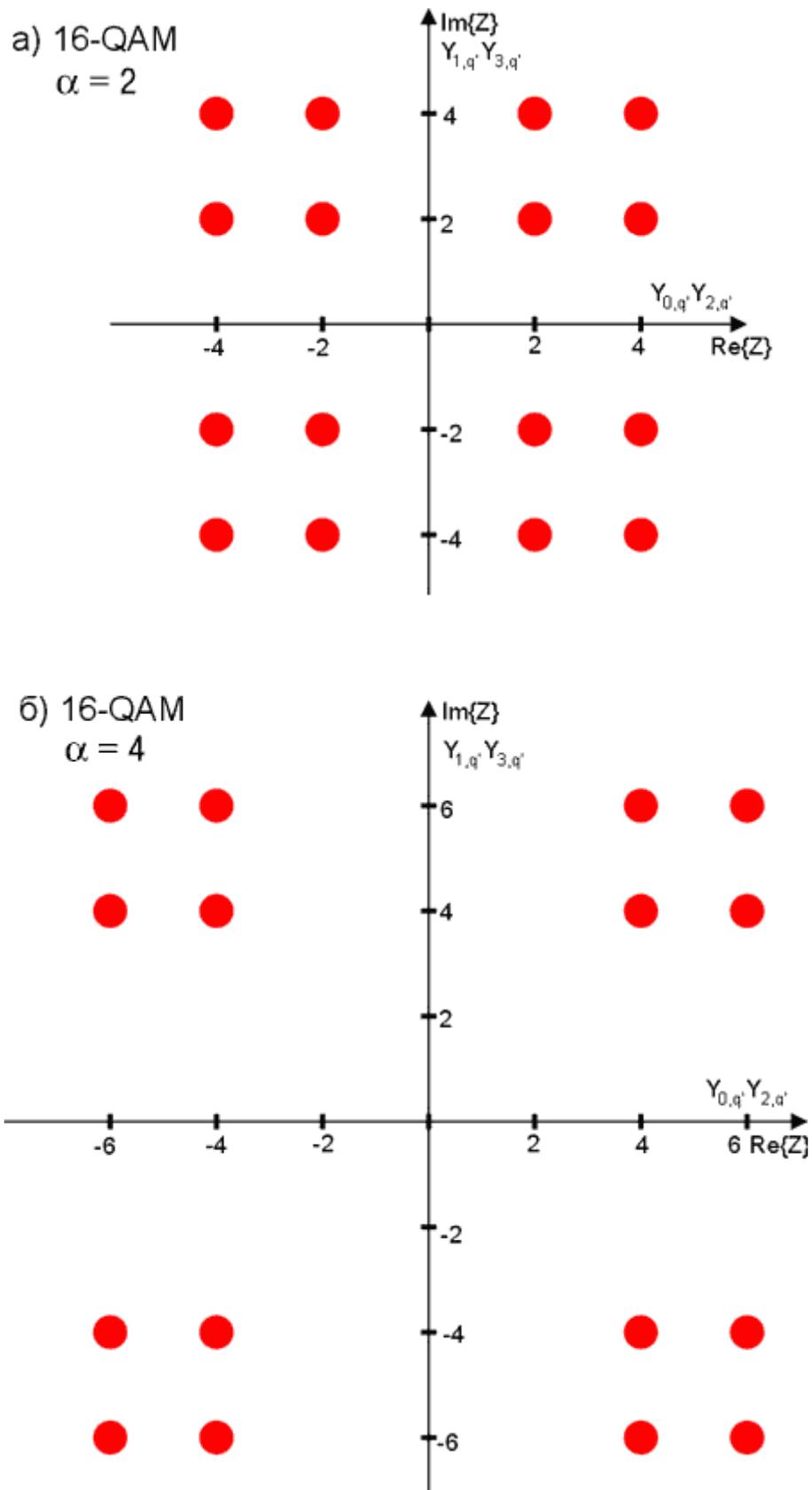


Рис. 19. Неоднородная модуляция 16-QAM

При иерархической передаче применяется неоднородная квадратурная модуляция. Особенности иерархической передачи (16-QAM) иллюстрируют диаграммы рис. 19. Каждая точка диаграммы определяется четырьмя битами, из которых $y_{0,q'}$ и $y_{1,q'}$ являются битами высшего приоритета, а $y_{2,q'}$ и $y_{3,q'}$ – низшего. Как видно, четыре явно выраженные группы по четыре точки характеризуются одинаковыми битами высшего приоритета. Координаты точек внутри группы определяются битами низшего приоритета. При неиерархическом декодировании демодуляция производится так, как будто модуляция была выполнена по способу квадратурной фазовой манипуляции. При этом достаточно определить лишь параметры группы из четырех битов и извлечь биты высшего приоритета $y_{0,q'}$ и $y_{1,q'}$. Такая процедура может быть выполнена без ошибок при сравнительно большом уровне помех, так как группы отстоят друг от друга на большее расстояние, чем отдельные точки внутри группы. Если уровень помех сравнительно невелик, то можно различить положения отдельных точек внутри каждой группы и в процессе демодуляции по способу 16-QAM извлечь и биты низшего приоритета $y_{2,q'}$ и $y_{3,q'}$. Расположение точек векторной диаграммы зависит от параметра модуляции, обозначаемого в системе DVB-T буквой a . Этот параметр равен отношению расстояния между соседними точками в двух разных квадрантах к расстоянию между точками в одном квадранте. Стандарт DVB-T предусматривает три значения параметра. При использовании однородной модуляции параметр устанавливается равным 1, в случае неоднородной: $a=2$ или $a=4$.

Модуляция OFDM и преобразование Фурье

Детальное описание способа модуляции OFDM требует высокого уровня абстракции. Не случайно в стандарте DVB-T приводятся формулы, дающие представление выходного радиосигнала в виде вещественной части комплексного колебания достаточно сложной структуры.

Подобные формулы могли бы быть написаны, например, и для амплитудно-модулированного колебания, но в этом случае они представляли бы собой способ описания, дополнительный к временным, спектральным и векторным диаграммам. Иная ситуация в случае модуляции OFDM. Аналитическая форма описания является основной, поскольку именно она определяет способ реализации этого нового вида модуляции.

Рассмотрим модуляцию несущих. Независимо от способа (QPSK или QAM) модулированное колебание представляет собой сумму синфазной компоненты (косинусоиды) с амплитудой, равной вещественной части нормированного комплексного модуляционного символа $\operatorname{Re}\{c\}=cI$, и квадратурной компоненты с амплитудой, равной мнимой части модуляционного символа $\operatorname{Im}\{c\}=cQ$. Значения модуляционных символов в процессе передачи меняются в соответствии с передаваемыми данными. Таким образом, надо умножать опорное синфазное колебание на вещественные части комплексных символов cI , квадратурное колебание – на мнимые части cQ , а результаты перемножения – складывать. Эту операцию можно выполнять различными способами. Например, можно все эти действия выполнять в цифровой форме, а обработанные данные подвергать затем цифроаналоговому преобразованию. Но можно сначала осуществить цифроаналоговое преобразование вещественной и мнимой частей комплексных модуляционных символов, а умножение их на синфазное и квадратурное колебания (а это есть не что иное, как амплитудная модуляция) и сложение выполнять в аналоговой форме. Учитывая, что для формирования излучаемого сигнала на частоте выбранного канала модуляцию придется выполнять сначала на промежуточной частоте, а затем прибегать к преобразованию частоты, то есть к переносу спектра сигнала в полосу частот выбранного канала вещания, оптимальное решение может представлять собой комбинацию алгоритмов цифровых и аналоговых преобразований сигналов.

Если попытаться максимальное количество действий выполнить в комплексной форме (а для этого есть основания, поскольку для операций с комплексными колебаниями разработано много быстрых алгоритмов), то сигнал несущей с номером k и частотой f_k , модулированной символом s_k , может быть записан в виде вещественной части произведения комплексного модуляционного символа s_k и комплексной экспоненты, или комплексного колебания с частотой f_k :

$$s_k(t) = \operatorname{Re}\{s_k \exp(j2\pi f_k t)\} = \operatorname{Re}\{s_k \exp(j2\pi k t / T_U)\}. \quad (2)$$

Частота f_k представляет собой k -ю гармонику основной частоты $1/T_U$, то есть величины, обратной длительности полезной части символа и равной расстоянию между частотами соседних несущих. Сигнал OFDM, записанный на интервале одного символа, представляет собой сумму всех несущих колебаний, модулированных своими модуляционными символами:

$$s(t) = \sum_k s_k(t) = \sum_k \operatorname{Re}\{s_k \exp(j2\pi k t / T_U)\}, \quad (3)$$

где суммирование выполняется по всем значениям k от k_{\min} до k_{\max} .

Но можно сначала выполнить суммирование, а затем взять его вещественную часть. Поскольку цифровая система передачи данных – система с дискретным временем, то при вычислениях в цифровой форме вместо непрерывной переменной t надо подставить ее дискретный аналог nT (здесь T – интервал дискретизации, а n – номер отсчета):

$$s(nT) = s_n = \sum_k \operatorname{Re}\{s_k \exp(j2\pi k n T / T_U)\}. \quad (4)$$

Имеет смысл сравнить выражение (4) с формулой обратного дискретного преобразования Фурье:

$$x_n = \sum_k X_k \exp(j2\pi k n / N). \quad (5)$$

Последняя формула также предполагает действия с комплексными числами, она позволяет вычислить значения сигнала x_n в моменты nT путем суммирования его гармонических составляющих с известными комплексными амплитудами X_k (здесь N – количество отсчетов сигнала и соответственно количество его составляющих (включая постоянную), которое может быть рассчитано в дискретной форме, причем суммирование выполняется по всем k от 0 до $(N-1)$). При описании сигнала формула позволяет перейти из частотной области во временную, используя для этого суммирование всех гармонических составляющих сигнала, которые являются ортогональными. Формулы (4) и (5) аналогичны, ведь радиосигнал OFDM на интервале символа также представляет собой результат суммирования ортогональных гармонических колебаний с заданными в процессе обработки и кодирования данных амплитудами. Формулы для обратного преобразования Фурье и радиосигнала OFDM становятся тождественными, если положить $N=Tu/T$ и ввести в формулу для сигнала OFDM суммирование от 0 до $(N-1)$, причем считать нулевыми значения модуляционных символов для вновь введенных дополнительных номеров. Ясно, что частотное уплотнение с ортогональными несущими представляет собой обратное дискретное преобразование Фурье. Но надо ли осуществлять модуляцию OFDM в виде обратного преобразования Фурье? Ведь это всего лишь способ математического описания, а частотное уплотнение можно получить традиционным способом, то есть с использованием обычных модуляторов. Если бы переход к преобразованию Фурье не был бы сделан, то модуляция OFDM имела бы малые шансы на практическую реализацию. Преимущества системы OFDM проявляются при очень большом числе несущих (нескольких тысячах), но в этом случае прямое аппаратное формирование сигнала OFDM потребовало бы огромных схемотехнических затрат в виде тысяч генераторов и модуляторов в передатчике и такого же числа детекторов в приемнике.

Маловероятно, что такая схема была бы реализована. А для прямого и обратного дискретного преобразования Фурье в последние десятилетия разработаны быстрые и эффективные алгоритмы, их так и называют – алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ и ОБПФ), и созданы процессоры БПФ в виде больших интегральных схем. Формула для сигнала OFDM, представляющая вещественную часть обратного преобразования Фурье и регламентирующая формирование радиосигнала, представляет собой важную часть стандарта DVB-T, поскольку именно она определяет алгоритм практической реализации предлагаемого в стандарте способа модуляции OFDM.

Отношение $TU/N=T$ (здесь N – размер массива БПФ), определяющее интервал дискретизации в формуле (3), играет важную роль в спецификации стандарта DVB-T. Величина $1/T$ называется системной тактовой частотой. И время символа, и защитный интервал являются целыми кратными T . В системе DVB-T, рассчитанной на каналы шириной 8 МГц, системная тактовая частота равна $1/T=64/7$ МГц. Эта величина является оптимальной с точки зрения уменьшения интерференционных помех из-за взаимодействия с излучаемыми радиосигналами аналогового телевидения.

Система DVB-T была изначально спроектирована для шага средних частот каналов 8 МГц, принятого в Европе для дециметрового частотного диапазона. Однако система легко может быть приспособлена к другим диапазонам с другим шагом. Для перехода к 7 МГц каналам необходимо заменить системную тактовую частоту на 8 МГц. При этом сохраняется вся структура обработки сигналов (можно использовать одни и те же интегральные схемы для обработки), но объем передаваемых данных составляет лишь $7/8$ от исходного. Для перехода к каналу шириной 6 МГц следует использовать системную тактовую частоту $(13,5i8192)/(858i19)$ МГц.

Интересно, что можно использовать не только вещественную, но и мнимую части вычисленного обратного преобразования Фурье.

Выполним в соответствии с формулой обратного преобразования Фурье вычисление и вещественной и мнимой частей (мнимая часть обозначается как $sQ(t)$, вещественная – обозначается здесь как $sI(t)$ и дает уже описанный сигнал $s(t)$):

$$e^{s(t)} \exp(j2\pi f_k t) = sI(t) + jsQ(t). \quad (6)$$

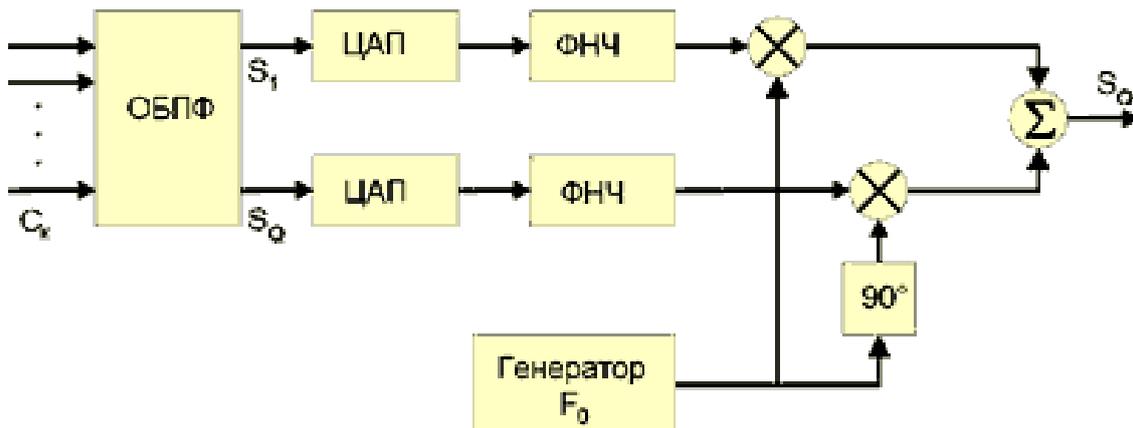


Рис. 20. Формирование радиосигнала OFDM

Умножим вещественную часть на колебание с частотой F_0 (будем называть его "синфазным"), а мнимую часть – на квадратурное колебание той же частоты (сдвинутое по фазе по отношению к синфазному на 90°). Тогда суммирование полученных произведений дает сигнал OFDM, спектр которого смещен на частоту F_0 . Такая операция соответствует преобразованию частоты, которое неизбежно используется для переноса радиосигнала в полосу частот выбранного канала вещания:

$$s_0(t) = sI(t) \cos(2\pi F_0 t) - sQ(t) \sin(2\pi F_0 t) = e^{j2\pi(f_k + F_0)t} \{ c_k I(t) \cos[2\pi(f_k + F_0)t] - c_k Q(t) \sin[2\pi(f_k + F_0)t] \}. \quad (7)$$

Именно такое преобразование иллюстрирует схема формирования радиосигнала OFDM (рис. 20).

Спектр радиосигнала OFDM

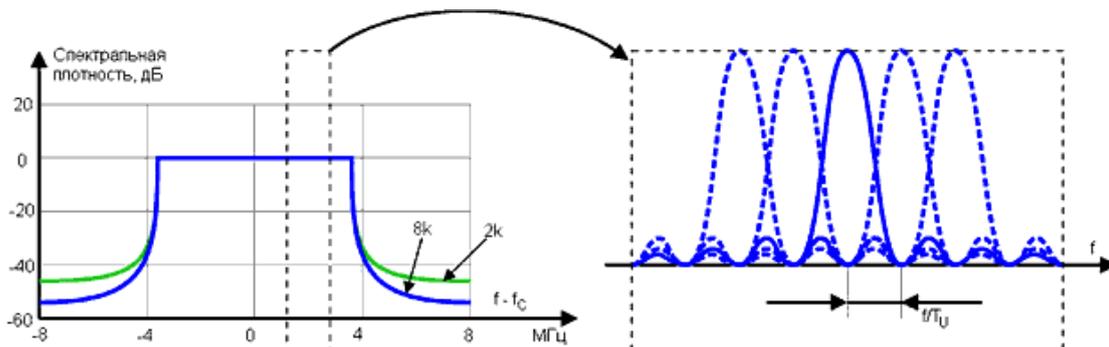


Рис. 21. Спектр мощности радиосигнала OFDM (защитный интервал $T_u/4$, f_c – центральная частота)

Общая спектральная плотность мощности сигнала OFDM может быть найдена как сумма спектральных плотностей мощности отдельных несущих (рис. 21). Она могла бы быть весьма близкой к постоянной в полосе частот, которую занимают несущие, но длительность передаваемого OFDM символа больше, чем величина, обратная расстоянию между несущими, на величину защитного интервала. В связи с этим основной лепесток спектральной плотности мощности одной несущей несколько меньше удвоенного расстояния между несущими, поэтому спектральная плотность мощности сигнала OFDM в номинальной полосе частот (7,608258 МГц в режиме 2К и 7,611607 МГц в режиме 8К) не является постоянной. Уровень мощности на частотах вне номинальной полосы может быть уменьшен с помощью фильтров.

Многолучевой прием

Многолучевой прием – явление, типичное для наземного телевизионного вещания. Если, наряду с основным радиосигналом, принимается, например, сигнал, отраженный от какого-либо препятствия и пришедший к приемной антенне с задержкой, на экране появляется повтор, то есть копия изображения, сдвинутая по горизонтали.

Если интенсивность повтора велика (отраженный сигнал сравним с основным), то изображение становится неприемлемым. Бороться с повторами можно, например, путем использования узконаправленных приемных антенн.

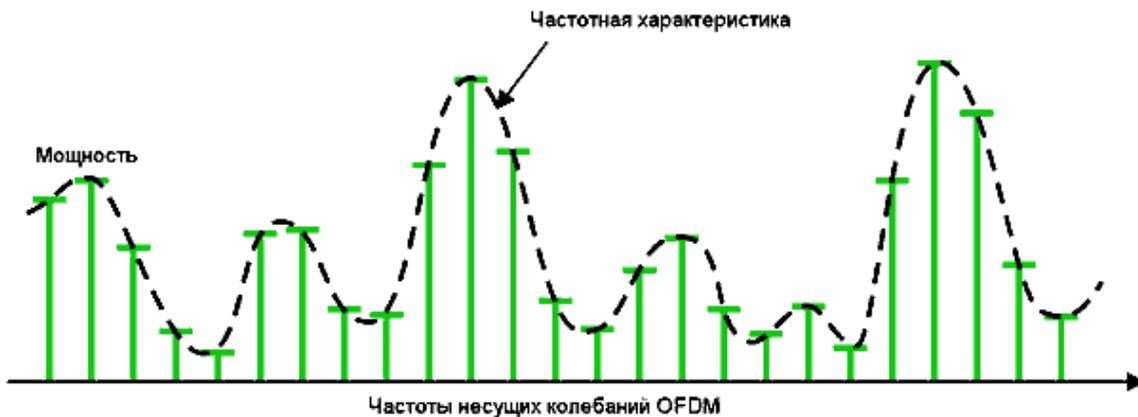


Рис. 22. Влияние многолучевого приема на частотную характеристику канала и спектр принимаемого сигнала OFDM

Возможен и частотный подход к оценке многолучевого приема. В результате интерференции радиосигналов, пришедших в точку приема с разными задержками, некоторые частотные компоненты радиосигнала ослабляются, а некоторые — усиливаются, что приводит к неравномерности частотной характеристики канала (рис. 22). Частотную характеристику с помощью перестраиваемых фильтров можно попытаться сделать постоянной в частотном диапазоне, занимаемом спектром радиосигнала, если предварительно оценить неравномерность. Но такой путь не всегда возможен. Представим, что повторный радиосигнал приходит в точку приема с такой же интенсивностью, что и основной (такой повтор называют эхосигналом 0 дБ). Интерференционное взаимодействие основного сигнала и повтора приведет к тому, что отдельные компоненты суммарного сигнала окажутся полностью уничтоженными. Эхосигнал, задержанный на четверть длительности символа, приводит к подавлению каждой четвертой несущей сигнала OFDM (рис. 23).

Такие подавленные компоненты не могут быть скорректированы за счет полосовой фильтрации, принятый сигнал претерпевает необратимые искажения. Однако в системе COFDM подавленные компоненты могут быть полностью восстановлены благодаря использованию частотного уплотнения в сочетании с кодированием, обнаруживающим и исправляющим ошибки. Это является следствием того, что данные, переносимые каждой несущей, доступны для обработки в системе канального кодирования. Каждая несущая пакета OFDM несет лишь небольшую часть данных, ошибки в которых могут быть обнаружены и исправлены с помощью системы канального кодирования.

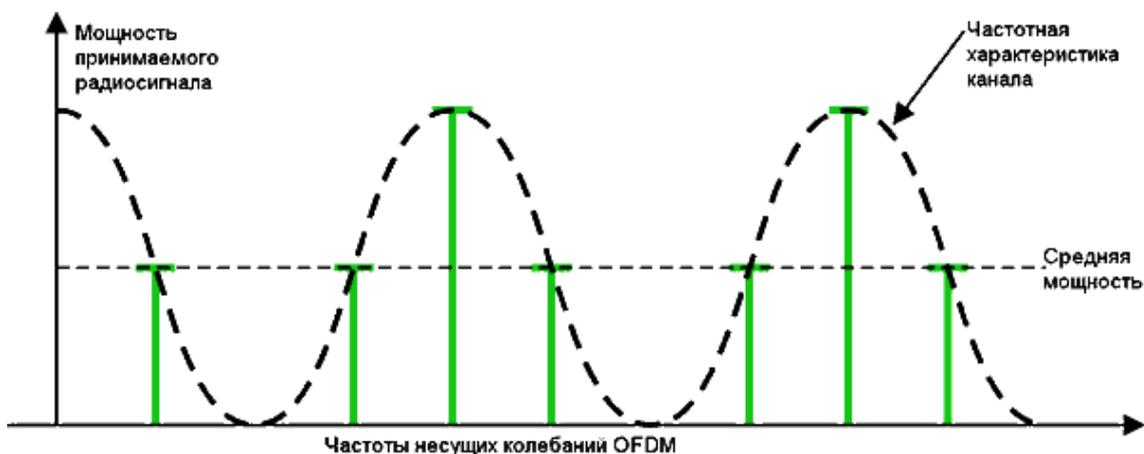


Рис. 23. Влияние эхосигнала с уровнем 0 дБ на спектр принимаемого радиосигнала OFDM

Система COFDM предоставляет дополнительные возможности при условии, если оценивается частотная характеристика канала.

Как показывает характеристика (рис. 23), на каждую подавленную несущую приходится одна усиленная, принимаемая с большим отношением сигнал/шум.

Данные, переносимые подавленной несущей, могут помечаться как ошибочные, но зато данные усиленной — как обладающие повышенной надежностью.

Использование этих пометок в процессе так называемого «мягкого» внутреннего декодирования позволяет заметно улучшить прием при многолучевом распространении радиосигнала.

Если эхосигнал 0 дБ имеет задержку меньшую, чем $1/4$ от величины полезного интервала, то провалы в частотной характеристике будут следовать реже, но зато захватывать сразу большое число несущих. В этом случае помогает внутреннее перемежение, являющееся, по сути дела, частотным перемежением, в процессе которого переставляются данные, переносимые несущими с разными частотами. Таким образом, внутреннее кодирование и перемежение предотвращают появление пакетов ошибочных битов, одновременно снижая частоту следования ошибок до приемлемой величины. Завершает процесс борьбы с ошибками внешнее кодирование и перемежение, которые исправляют как битовые ошибки, так и ошибочные байты, то есть они эффективны в борьбе с большими пакетными ошибками.

Форматирование данных и структура сигналов

Сигнал, получаемый в способе модуляции с частотным уплотнением, состоит из многих модулированных несущих, поэтому каждый символ OFDM может рассматриваться как разделенный на элементарные пакеты, каждый из которых переносится одной несущей во время одного символа. Количество битов, переносимое одной несущей за время символа OFDM, зависит от способа модуляции несущих – это 2 бита для квадратурной фазовой манипуляции, 4 бита для квадратурной амплитудной модуляции 16-QAM и 6 битов для модуляции 64-QAM.

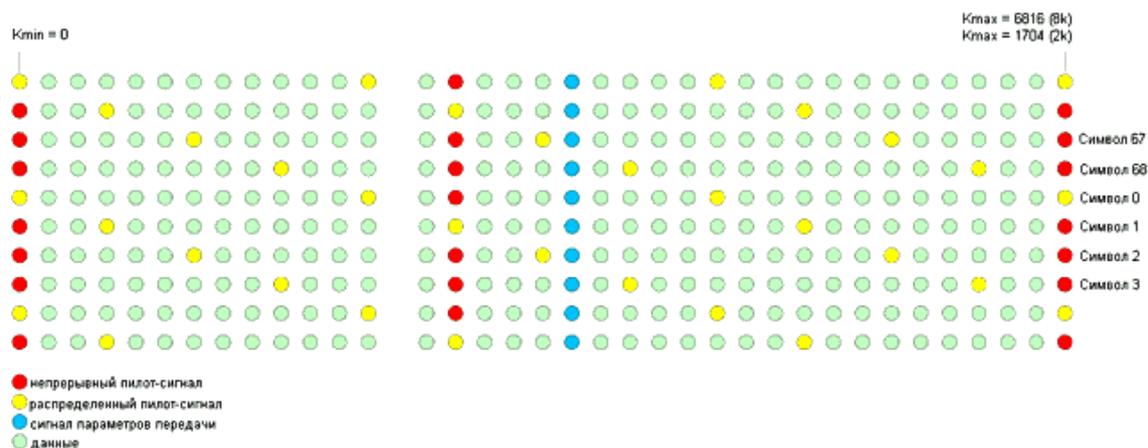


Рис. 24. Структура кадра DVB-T

Передаваемый сигнал организуется в виде кадров (рис. 24). Каждый кадр состоит из 68 символов OFDM, нумерованных от 0 до 67. Четыре последовательных кадра образуют суперкадр. При выбранной структуре кадра в одном суперкадре всегда содержится целое число пакетов длиной 204 байта (рандомизированных транспортных пакетов MPEG-2, снабженных для защиты от ошибок проверочными байтами кода Рида – Соломона).

Каждый символ длительностью T_S образуется путем модуляции 1705 несущих в режиме 2К и 6817 несущих в режиме 8К. Интервал T_S состоит из двух компонентов: интервала T_U , во время которого передаются входные данные передатчика, то есть полезная информация (интервал T_U и называется "полезным"), и защитного интервала T_G (обозначаемого также буквой). Защитный интервал представляет собой копию, или циклическое повторение части полезного интервала, которая вставляется перед полезным (рис. 25).

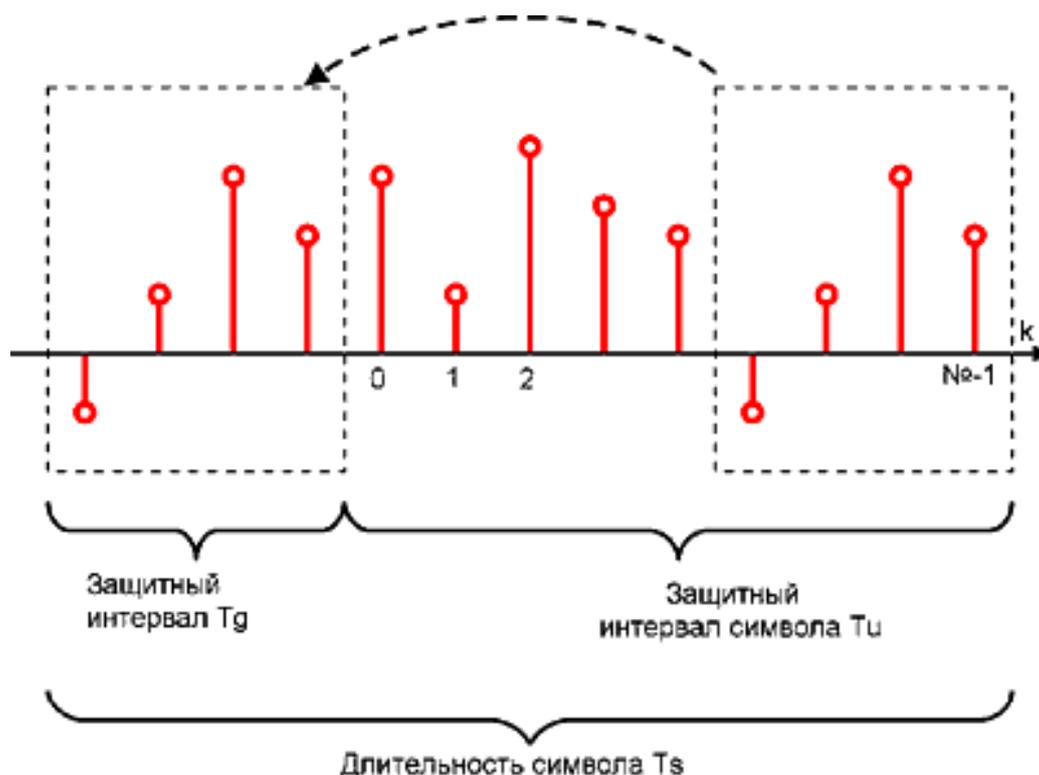


Рис. 25. Структура сигнала OFDM на интервале передачи одного символа OFDM

В дополнение к данным в кадре OFDM передаются опорные сигналы, структура которых известна приемнику, а также сведения о параметрах передачи.

Опорные сигналы, называемые «пилот-сигналами», получаются в результате модуляции несущих псевдослучайной последовательностью.

Пилот-сигналы используются прежде всего для синхронизации. Они распределены во времени и в частотном спектре сигнала OFDM, их амплитуды и фазы известны в точке приема, поэтому их можно использовать также для получения сведений о характеристиках канала передачи.

В системе используются два типа пилот-сигналов: непрерывные и распределенные.

Непрерывные пилот-сигналы передаются на одних и тех же несущих в каждом символе OFDM, распределенные – рассеяны равномерно во времени и в частотном диапазоне.

Непрерывные пилот-сигналы могут использоваться для синхронизации и оценки фазовых шумов канала, распределенные – для оценки характеристик канала посредством временной и частотной интерполяции.

Использование временной интерполяции в промежутках между распределенными пилот-сигналами при достаточной мощности принимаемого сигнала может помочь для улучшения приема на движущихся объектах, например, на поездах и автомобилях.

Сигналы параметров передачи используются для сообщения приемнику параметров системы, относящихся к канальному кодированию и модуляции: способ передачи – иерархический или неиерархический, параметры модуляции, величина защитного интервала, скорость внутреннего кода, режим передачи - 2К или 8К, номер кадра в суперкадре.

Эти сведения могут использоваться приемником для быстрой настройки. Сигналы параметров передаются на 68 последовательных символах OFDM, обозначаемых как кадр OFDM.

Каждый символ OFDM переносит один бит, относящийся к сигналам параметров передачи. Блок данных, соответствующий одному кадру OFDM, содержит 68 битов, назначение которых устанавливается следующим образом:

- 1 бит – инициализация;
- 16 битов – синхронизация;
- 37 битов – сигнальная информация;
- 14 битов – проверочные биты для обнаружения и исправления ошибок, возникающих в канале связи.

Из 37 информационных битов сейчас используется 23, остальные 14 представляют собой резерв на будущее.

Проверочные биты вычисляются в соответствии с правилами систематического кодирования Боуза – Чоудхури-Хоквингема.

Помехозащищенности данных, переносимых сигналами параметров передачи, способствует и способ модуляции.

Каждая несущая, переносящая сигналы параметров передачи, модулируется по способу дифференциальной двоичной фазовой манипуляции (DBPSK – Differential Binary Phase Shift Keying), в соответствии с которой фаза несущей меняется на противоположную от символа к символу, если передаваемые данные равны единице, и не меняется, если передаваемые данные равны нулю.

Естественным является вопрос, почему используется лишь 1705 и 6817 несущих, хотя преобразователь Фурье в качестве модулятора OFDM допускает 2048 и 8192 несущих? Число несущих, переносящих данные, пилот-сигналы и сигналы параметров передачи, установлено по следующим требованиям:

- общая структура кадра для режимов 2К и 8К;
- достаточная величина защитного частотного интервала между двумя соседними блоками несущих;
- максимальная пропускная способность канала;
- достаточное количество пилот-сигналов для получения информации о канале передачи;
- одинаковое число несущих, переносящих полезные данные, в каждом символе OFDM;
- целое число MPEG-2 транспортных пакетов, переносимых в пределах одного суперкадра, независимо от режима передачи.

Параметры системы DVB-T

Основные параметры, характеризующие передачу данных в системе DVB-T, приведены в табл. 1 (числа, приведенные курсивом, являются приблизительными величинами).

Число несущих, передающих полезную информацию, зависит только от режима и равно 1512 для режима 2К и 6048 для режима 8К.

Число "полезных" несущих в обоих режимах отличается ровно в четыре раза.

Если учесть, что и длительность полезного интервала при переходе от режима к режиму также меняется в четыре раза, то такой важный параметр, как частота следования символов данных RS , оказывается в двух режимах одинаковым и равным 6,75 миллионам символов в секунду ($RS = 1512/224 \text{ мкс} = 6048/896 \text{ мкс} = 6,75 \text{ МГц} = 6,75 \text{ Мегасимвол/с}$).

Используя величину RS , нетрудно найти скорость передачи данных в разных режимах и при различных сочетаниях параметров системы DVB-T: $RSU = RS \cdot b \cdot CRI \cdot CRRS \cdot (TU/TS)$ (здесь b – количество битов, передаваемых в одном символе с помощью одной несущей, CRI – скорость внутреннего сверточного кода; $CRRS$ – скорость внешнего кода Рида – Соломона, равная 188/204; (TU/TS) – отношение длительности полезного интервала к общей длительности символа).

Результаты такого подсчета скорости передачи полезных данных приведены в табл. 2.

Таблица 1

Основные параметры системы DVB-T		
Параметр	Режим	
	8К	2К
Число несущих	6817	1705
Длительность полезного интервала T_u , мкс	896	224
Длительность защитного интервала T_g , мкс	224, 112, 56, 28	56, 28, 14, 7
Интервал между несущими, Гц	1116	4464
Интервал между крайними несущими, МГц	7,61	7,61
Модуляция несущих	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Скорость внутреннего кода	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8

Таблица 2

Скорость передачи данных системой DVB-T						
Модуля- ция	CR 1	C/N, дБ (гаус- сов ка- нал)	Скорость передачи данных, Мбит/с			
			Tg/Tu=1/ 4	Tg/Tu=1/ 8	Tg/Tu=1/1 6	Tg/Tu=1/3 2
QPSK	1/2	3,1	4,98	5,53	5,85	6,03
QPSK	2/3	4,9	6,64	7,37	7,81	8,04
QPSK	3/4	5,9	7,46	8,29	8,78	9,05
QPSK	5/6	6,9	8,29	9,22	9,76	10,05
QPSK	7/8	7,7	8,71	9,68	10,25	10,56
16-QAM	1/2	8,8	9,95	11,06	11,71	12,06
16-QAM	2/3	11,1	13,27	14,75	15,61	16,09
16-QAM	3/4	12,5	14,93	16,59	17,56	18,10
16-QAM	5/6	13,5	16,59	18,43	19,52	20,11
16-QAM	7/8	13,9	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	1/2	14,4	19,91	22,12	23,42	24,13
64-QAM	2/3	16,5	19,91	22,12	23,42	24,13
64-QAM	3/4	18,0	22,39	24,88	26,35	27,14
64-QAM	5/6	19,3	24,88	27,65	29,27	30,16
64-QAM	7/8	20,1	26,13	29,03	30,74	31,67

В табл. 2 приведены также расчетные значения отношения сигнал/шум C/N на выходе канала связи с гауссовым шумом при неиерархической передаче (при других характеристиках шума канала требуемые значения C/N будут, конечно, другими).

Этот показатель является пороговым, если отношение сигнал/шум выше приведенной в таблице величины, тогда внутренний декодер способен довести частоту ошибок до величины, меньшей, чем $2 \cdot 10^{-4}$, а внешний – до 10^{-11} . При таких показателях наблюдается одна нескорректированная ошибка за час работы на входе демультимплексора MPEG-2 в приемнике.

Как видно из табл. 2, в системе DVB-T скорость передачи полезных данных может меняться в значительных пределах: от 4,98 до 31,67 Мбит/с (это перекрывает весь диапазон потребностей, начиная с телевидения ограниченной четкости и заканчивая телевидением высокой четкости). Самое малое значение скорости 4,98 Мбит/с, имеющее место при модуляции несущих QPSK и скорости внутреннего кода, равной $1/2$, характеризуется самой высокой помехозащищенностью системы передачи (для практически безошибочной работы достаточно отношение сигнал/шум в гауссовом канале всего 3,1 дБ). Но для достижения скорости 31,67 Мбит/с (модуляция несущих 64-QAM и скорость внутреннего кода $7/8$) должно быть обеспечено отношение сигнал/шум не менее 20,1 дБ. Данные табл. 2 можно использовать также для определения скорости передачи данных в режиме иерархической передачи. Скорость для потока с высшим приоритетом соответствует модуляции несущих QPSK. При модуляции несущих 16-QAM скорость передачи данных для потока с низшим приоритетом находится в ячейках табл. 2, где приведены данные для QPSK, а при модуляции 64-QAM - для 16-QAM. Табл. 1 и 2 подтверждают чрезвычайную гибкость системы DVB-T. Предоставляя широкий спектр средств, система способна с высокой надежностью передавать цифровые данные, несущие информацию о сигнале телевидения и стандартной и высокой четкости, в самых разнообразных условиях.

4. Новый стандарт цифрового телевизионного вещания DVB-T2

DVB-T2 (*Digital Video Broadcasting – Second Generation Terrestrial*) – второе поколение стандарта DVB-T (семейство стандартов DVB), европейского стандарта эфирного цифрового вещания. Стандарт DVB-T2 призван улучшить как минимум на 30 % ёмкость сетей ЦТВ по сравнению с DVB-T, при той же инфраструктуре сети и частотных ресурсах.

DVB-T2 – цифровая система эфирного вещания, разработанная в рамках проекта DVB. Эта система использует новейшие методы модуляции и кодирования для обеспечения высокоэффективного использования ограниченного эфирного спектра с целью предоставления аудио и видео служб, а также служб передачи данных стационарным, портативным и мобильным устройствам.

В DVB-T2 используется OFDM Модуляция с большим количеством поднесущих, обеспечивающая устойчивый сигнал. Подобно DVB-T, DVB-T2 предусматривает большое количество различных режимов, это делает DVB-T2 очень гибким стандартом.

Для выполнения коррекции ошибок в DVB-T2 применяется такое же кодирование, которое было выбрано для DVB-S2. Сочетание кодирования с низкой плотностью проверок на четность (LDPC) и кодирования Боуза – Чоудхури – Хоквингема (BCH) обеспечивает очень устойчивый сигнал и превосходное качество в условиях с высоким уровнем шумов и помех.

Имеется несколько опций таких параметров, как число несущих, длительность защитного интервала и размещение пилот-сигналов. Это позволяет снизить до минимума долю служебной информации для любого заданного канала передачи.

Новый метод, названный «поворот сигнального созвездия», обеспечивает существенный прирост устойчивости в сложных эфирных условиях. Для обеспечения требуемых условий приема (например, комнатная антенна/антенна на крыше) предусмотрен механизм отдельной настройки устойчивости сигнала в пределах канала для каждой предоставляемой службы.

Тот же самый механизм позволяет настроить передачи так, чтобы дать возможность приемнику экономить энергию посредством декодирования только одной программы, а не всего пакета программ.

Ключевые особенности характеристик DVB-T2:

- Увеличенная не менее чем на 30 % пропускная способность и улучшенные характеристики SFN, по сравнению с DVB-T.
- Передача программ на мобильные и стационарные приемники.
- Широкое использование инфраструктуры DVB-T.
- Снижение эксплуатационных расходов на стороне передачи за счет уменьшения отношения пиковой мощности к средней мощности.

Улучшения, предусмотренные DVB-T2:

- Модуляция OFDM с дополнительными режимами IFFT.
- Кодирование LDPC обеспечивает эффективную защиту от ошибок.
- Использование и интеграция базовой структуры кадра DVB-S2.
- Поворот сигнального созвездия с Q-задержкой.
- Передача MISO.
- Уменьшение пик-фактора.

Таблица 3

	DVB-T2
Частота	На основе RRC 2006
Модуляция	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM
Алгоритм доступа	OFDM
Ширина полосы канала	1.7/5/6/7/8/10 МГц
Скорость передачи данных (оценка, ширина канала 8 МГц, зависит от параметров)	17 ... 20 Мбит/с портативная антенна 29 ... 33 Мбит/с стационарная антенна
Группа стандартизации	www.dvb.org

Если стандарт DVB-T был предназначен исключительно для передачи пакетов MPEG-2, то сеть DVB-T2 способна транслировать самые разные по природе и структуре информационные потоки (рис.26). Система DVB-T2 способна передавать несколько независимых мультимедийных потоков, каждый со своей схемой модуляции, скоростью кодирования и временными интервалами. Возникает относительно сложная кадровая структура как на логическом, так и на физическом уровне – ничего подобного в DVB-T не было. Соответственно в системе DVB-T2 появляется новая функция – предварительная обработка входных потоков (рис.27). В целом общая схема обработки сигналов в системе DVB-T2 существенно усложняется (рис.28).

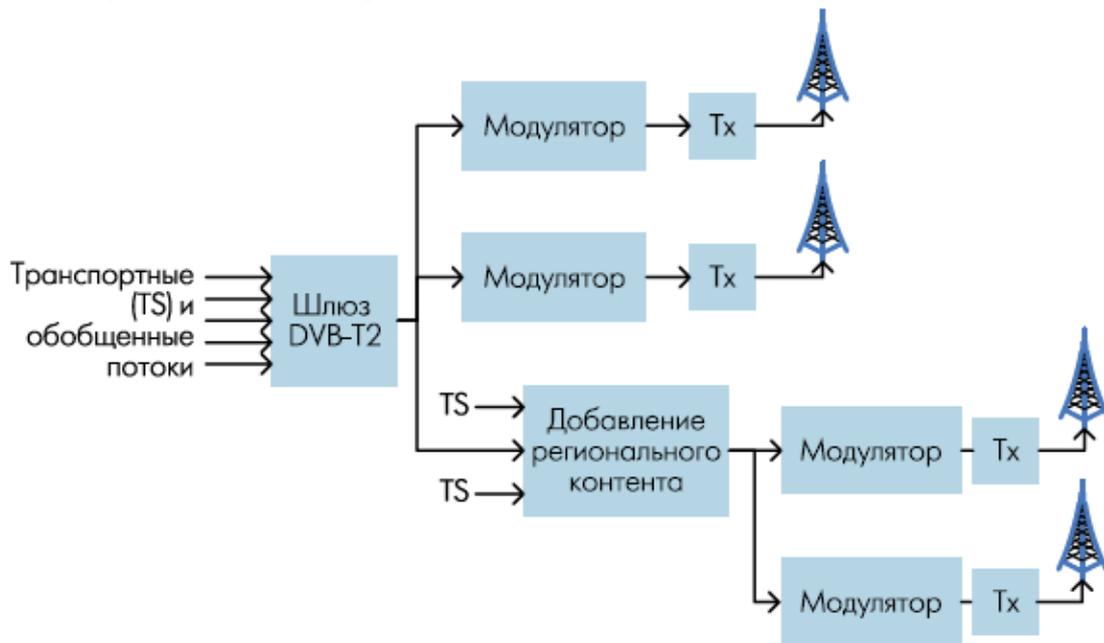


Рис. 26. Схема трансляции в сети DVB-T2

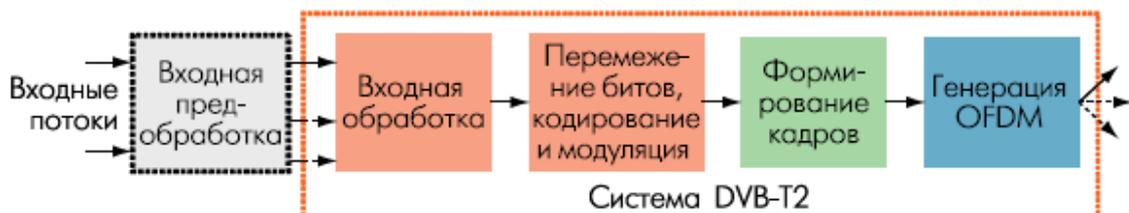


Рис. 27. Обобщенная схема обработки передаваемых сигналов в системе DVB-T2

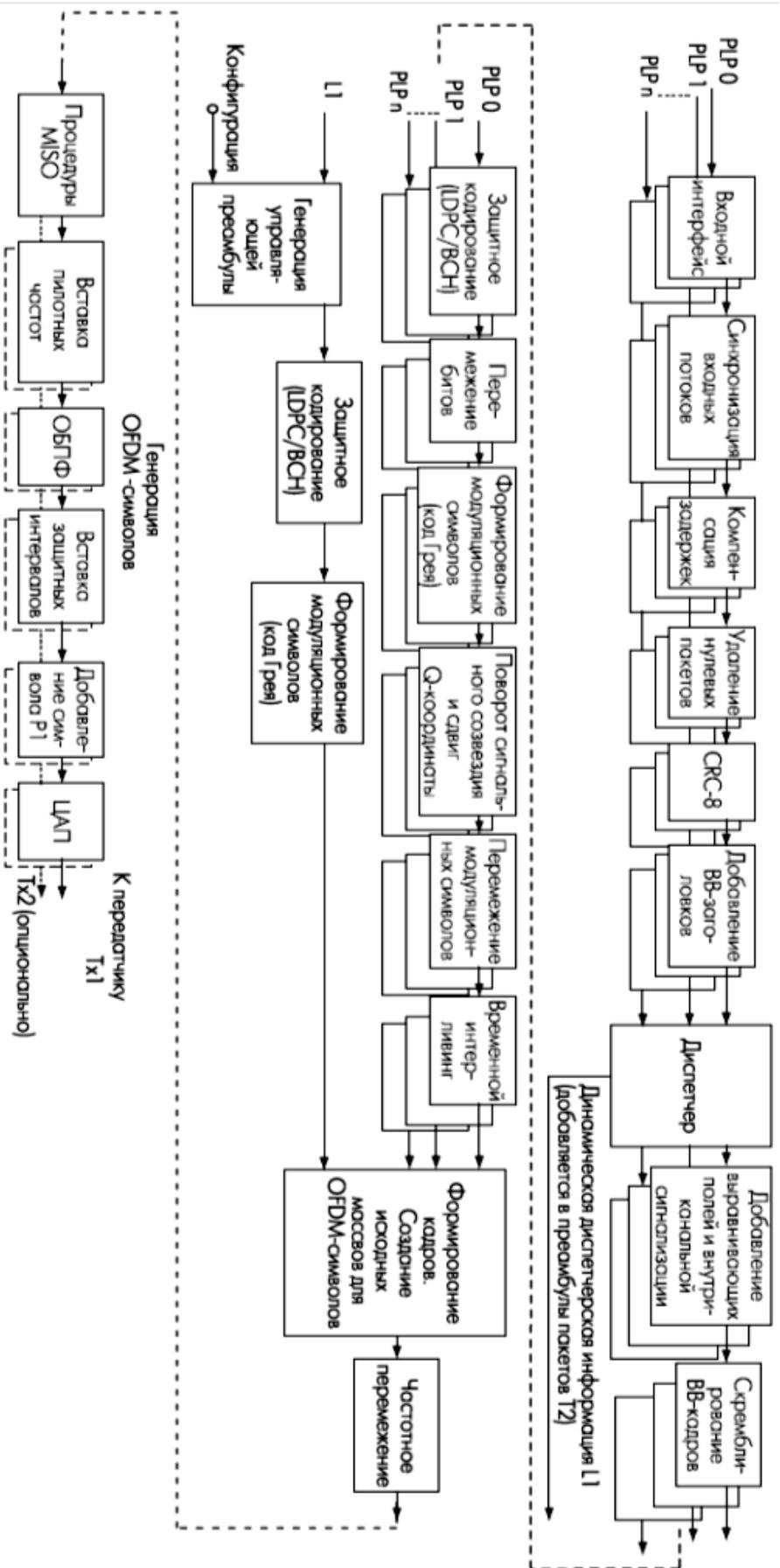


Рис. 28. Упрощенная схема обработки информации (передающая сторона) в системе DVB

В стандарте различаются три основных типа потоков – транспортный поток (Transport Stream – TS), обобщенный инкапсулированный поток (Generic Encapsulated Stream – GSE) и обобщенный непрерывный поток (Generic Continuous Stream – GCS).

Каждый поток представляет собой последовательность пользовательских пакетов (UP – User Packet).

Транспортный поток – это последовательность пакетов фиксированной длины (пакеты MPEG-2, 188 байт, первый байт – всегда синхробайт со значением 4716).

Поток GSE характеризуется пакетами переменной или фиксированной длины, которая указывается в заголовках этих пакетов.

Поток GCS представляет собой непрерывный поток битов. Реально – это или последовательность пакетов без указания их длины, или пакеты максимально возможной длины 64 Кбит.

Пакеты каждого магистрального потока объединяются в потоковые (Baseband) кадры (ВВ-кадры) – отдельно для каждого потока (рис.29).

ВВ-кадр содержит ВВ-заголовок (80 бит), поле данных и поле выравнивания. В последнем можно передавать данные внутриканальной сигнализации.

В заголовке пакета содержится информация о типе транспортного потока, размере пользовательского пакета (при необходимости) и всего поля данных, наличии режимов удаления пустых пакетов и дополнительных синхропакетов, используется постоянная/переменная модуляция и т.п.

Размер поля данных и выравнивающего поля определяется параметрами сверточного кодера (в сумме не более 53770 бит).

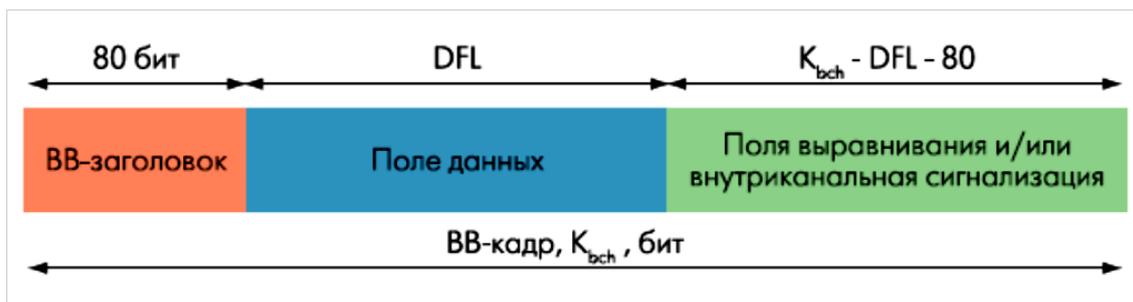


Рис. 29. Структура потоковых кадров

Стандарт DVB-T2 ориентирован на передачу телевизионных потоков, в которых зачастую используются пустые пакеты (для выравнивания скорости потока), разного рода задержки и т.п. для сохранения постоянной скорости потока.

Поэтому в DVB-T2 предусмотрены средства удаления этой избыточной информации, но с возможностью ее восстановления на приемном конце. Кроме того, опционально предусмотрен и механизм сверточного кодирования CRC-8 на уровне пользовательских пакетов.

Сформированный ВВ-кадр скремблируется (рандомизируется путем перемножения на псевдослучайную последовательность) и подвергается корректирующему кодированию. Механизм защитного кодирования – еще одна принципиальная особенность стандарта DVB-T2. В качестве корректирующего кода используется каскадный код. В качестве внешнего кода в нем применен блочный кодер Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ, BCH). В качестве внутреннего – низкоплотностный код с проверкой на четность (LDPC). В зависимости от скорости кодирования LDPC, размер входного блока данных для БЧХ-кодера может различаться (табл.4), однако выходной размер кодового слова после LDPC всегда составляет 64800 бит (рис. 30).

Перед модуляцией (кроме BPSK и QPSK) кодовые слова подвергаются побитному перемежению и распределяются по модуляционным символам (рис.28).

Таблица 4

Параметры помехоустойчивого кодирования для стандартного кодового слова

Скорость LDPC-кодирования	Исходный блок данных (перед BCH), K_{bch}	Кодовое слово BCH (перед LDPC), K_{ldpc}	Число исправляемых BCH-кодом ошибок	Кодовое слово LDPC, N_{ldpc}
1/2	32 208	32 400	12	64 800
3/5	38 688	38 880	12	
2/3	43 040	43 200	10	
3/4	48 408	48 600	12	
4/5	51 648	51 840	12	
5/6	53 840	54 000	10	

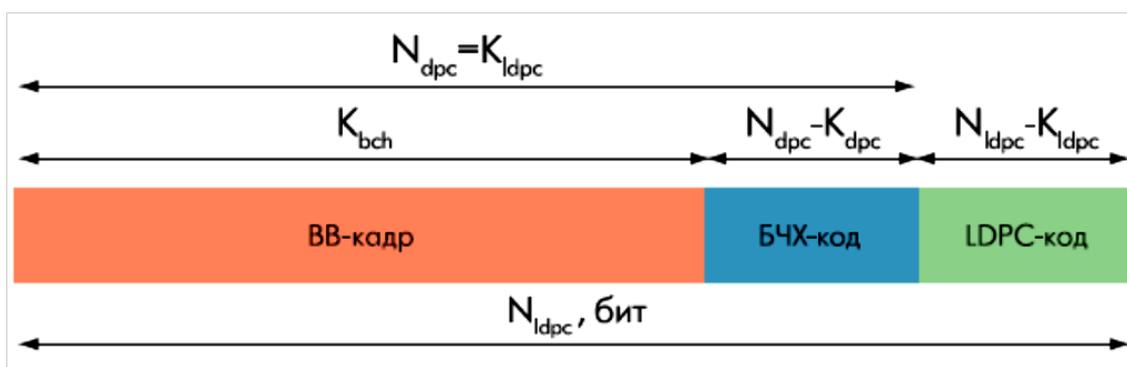


Рис. 30. Кодовое слово после обработки ВВ-кадра

В DVB-T2 добавлена модуляция 256-QAM (8 бит на символ), что повышает емкость канала передачи на 33 % (относительно схемы 64-QAM в DVB-T). Обычно переход от 64-QAM к 256-QAM требует увеличения соотношения сигнал/шум на поднесущей на 4–5 дБ. Однако благодаря применению корректирующих кодов BCH-LDPC, эффективность которых гораздо выше традиционных кодов исправления ошибок (в том числе Рида-Соломона), в DVB-T2 скорость кодирования может быть намного выше и общая пропускная способность канала существенно возрастает.

Еще одно новшество DVB-T2 – введение схемы модуляции с «вращающимся» сигнальным созвездием (рис.31).

Эта процедура означает, что сформированный модуляционный символ поворачивается в комплексной плоскости на определенный угол, зависящий от числа уровней модуляции (29° для QPSK, $16,8^\circ$ – для 16-QAM, $8,6^\circ$ для 64-QAM и $\arctg(1/16)$ для 256-QAM).

Более того, перед началом вращения квадратурная (Q) координата каждого модуляционного символа циклически сдвигается в рамках одного кодового слова (т.е. берется из предыдущего символа этого слова, Q-компонента первого символа становится равной Q-компоненте последнего).

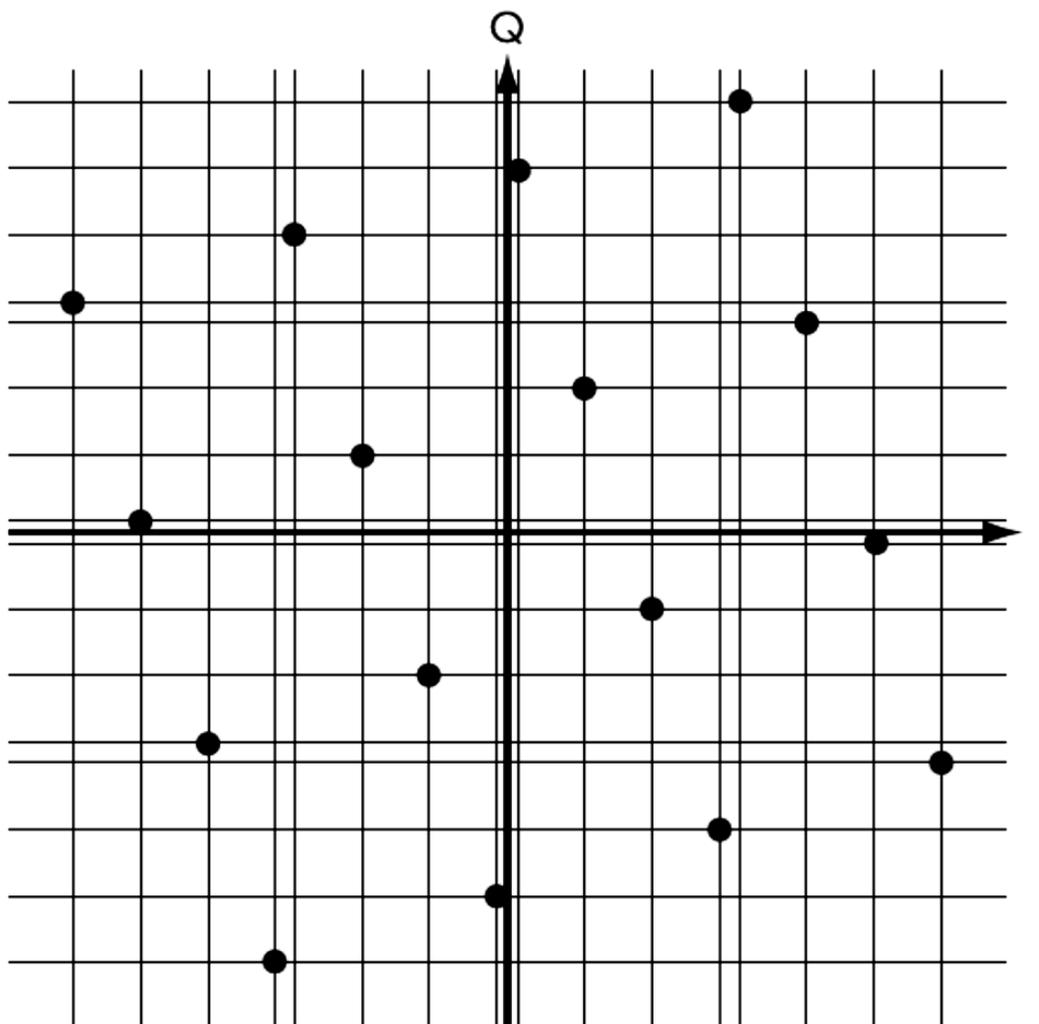


Рис. 31. Сигнальное созвездие 16-QAM после поворота

В чем суть поворота сигнального созвездия? В квадратурных каналах передаются проекции точки сигнала на соответствующие оси (синфазную и квадратурную). При обычном сигнальном созвездии несколько точек расположены на нескольких общих ортогональных линиях, и их проекции совпадают. После поворота сигнального созвездия (рис.31), у каждой точки – уникальные Q- и I-координаты.

Некоторые из координат оказываются достаточно близко друг к другу, но по одной координате точки всегда можно восстановить другую ее координату. А механизм сдвига Q-координаты приводит к тому, что исходные координаты сигнальной точки оказываются в разных модуляционных символах (т.е. заведомо на разных поднесущих), что существенно снижает вероятность их одновременной деградации как из-за случайных импульсных помех, так и по причине селективных затуханий в канале.

Применение такой техники обеспечивает операционное усиление 7,6 дБ (рис.32).

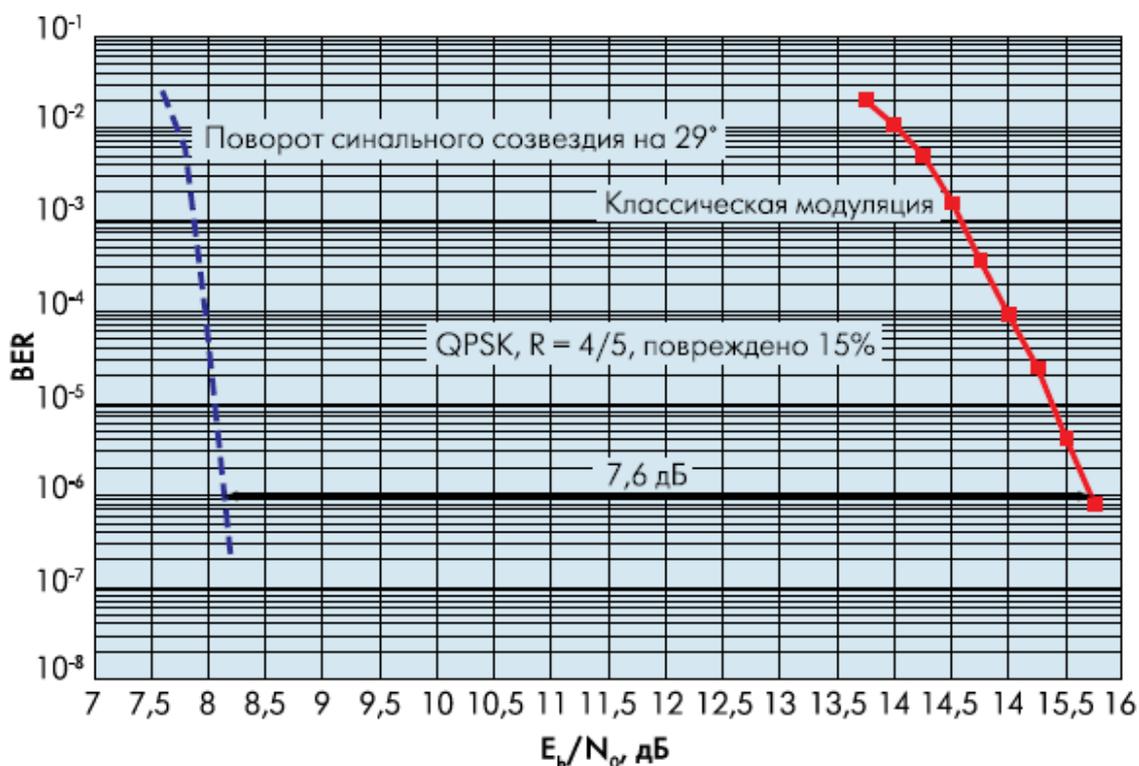


Рис. 32. Выигрыш от поворота сигнального созвездия модуляционных символов

После формирования модуляционных символов происходит их перемежение в пределах кодового слова.

Все рассмотренные до сих пор процедуры выполняются параллельно для отдельных магистральных потоков. В результате для каждого PLP формируется последовательность модуляционных символов.

Из них необходимо сформировать OFDM-символы. Но если в DVB-T эта процедура была абсолютно прозрачной, то в DVB-T2, из-за возможности транслировать несколько мультимедийных потоков, необходимо сформировать достаточно сложную кадровую структуру.

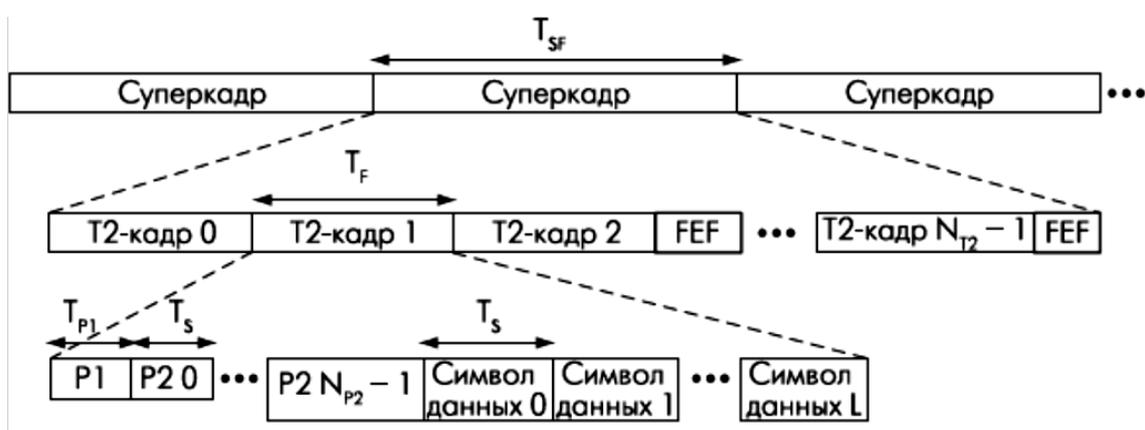


Рис. 33. Структура кадров в системе DVB-2Т

Кадр физического уровня DVB-T2 (T2-кадр) (рис. 33) начинается с преамбулы P1. Это OFDM-символ с модуляцией DBPSK, двумя защитными интервалами с двух сторон (в сумме $1/2$ длительности символа).

Он служит для синхронизации, идентификации потока DVB-T2, а также содержит 7 информационных бит с начальной информацией о T2-кадре, а именно число номинальных поднесущих в OFDM (1К–32К) и формат передачи следующей за P1 преамбулы P2 (режимы MISO или SISO).

Вся остальная информация о T2-кадре (длина, модуляция, скорость кодирования и т.п.) передается в преамбуле P2, которая может занимать несколько OFDM-символов.

Далее следует поле данных (информационные OFDM-символы).

Заканчивает T2-кадр специальный завершающий OFDM-символ.

В зависимости от параметров OFDM, в T2-кадре может быть от 60 до 2098 OFDM-символов при полосе передачи 8 МГц, табл.5.

Таблица 5

Максимальная длина T2-кадра (OFDM-символов)
в полосе 8 МГц

Номинальное число поднесущих	Длительность символа, мс	Защитный интервал						
		1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
32К	3,584	68	66	64	64	60	60	–
16К	1,792	138	135	131	129	123	121	111
8К	0,896	276	270	262	259	247	242	223
4К	0,448	–	540	524	–	495	–	446
2К	0,224	–	1081	1049	–	991	–	892
1К	0,112	–	–	2098	–	1982	–	1784

Максимальная длительность T2-кадра – 250 мс.

T2-кадры объединены в суперкадр. Помимо T2-кадров в суперкадр входят поля, зарезервированные для дальнейшего использования (FEF – Future Extension Frames).

Они могут чередоваться в произвольном порядке. Максимальная длительность суперкадра – 128 с. Если в суперкадре нет FEF, его максимальная длительность TSF = 64 с, что соответствует 256 T2-кадрам по 250 мс.

Распределением потоков по кадрам занимается специальный диспетчер еще на стадии формирования ВВ-кадров.

Уже тогда, задолго до формирования OFDM-символов, создается сигнальная информация.

Стандарт DVB-T2 чрезвычайно гибок с точки зрения мультиплексирования множества потоков в единый трансляционный сигнал.

Видимо, разработчики хотели предусмотреть не только все, что они только могли вообразить, но и то, что они даже представить пока не могли.

Поэтому не будем удивляться столь многообразному и, казалось бы, избыточному набору возможностей.

Формирование OFDM-кадров неразрывно связано с распределением фрагментов различных магистральных потоков как внутри T2-кадра, так и в рамках суперкадра.

С этой точки зрения стандарт выделяет три типа потоков PLP – общий, а также потоки данных типа 1 и 2.

Общий PLP – это информация, общая для группы из нескольких PLP (например, таблицы программ и сервисов PSI/SI для нескольких транспортных потоков).

Потоки PLP типа 1 в T2-кадре не подразделяются на фрагменты – иными словами, в каждом T2-кадре может быть только один фрагмент каждого PLP типа 1.

Наконец, потоки типа 2 могут в пределах T2-кадра разделяться на несколько фрагментов (от 2 до 6480), следующих в кадре попеременно (рис.34).

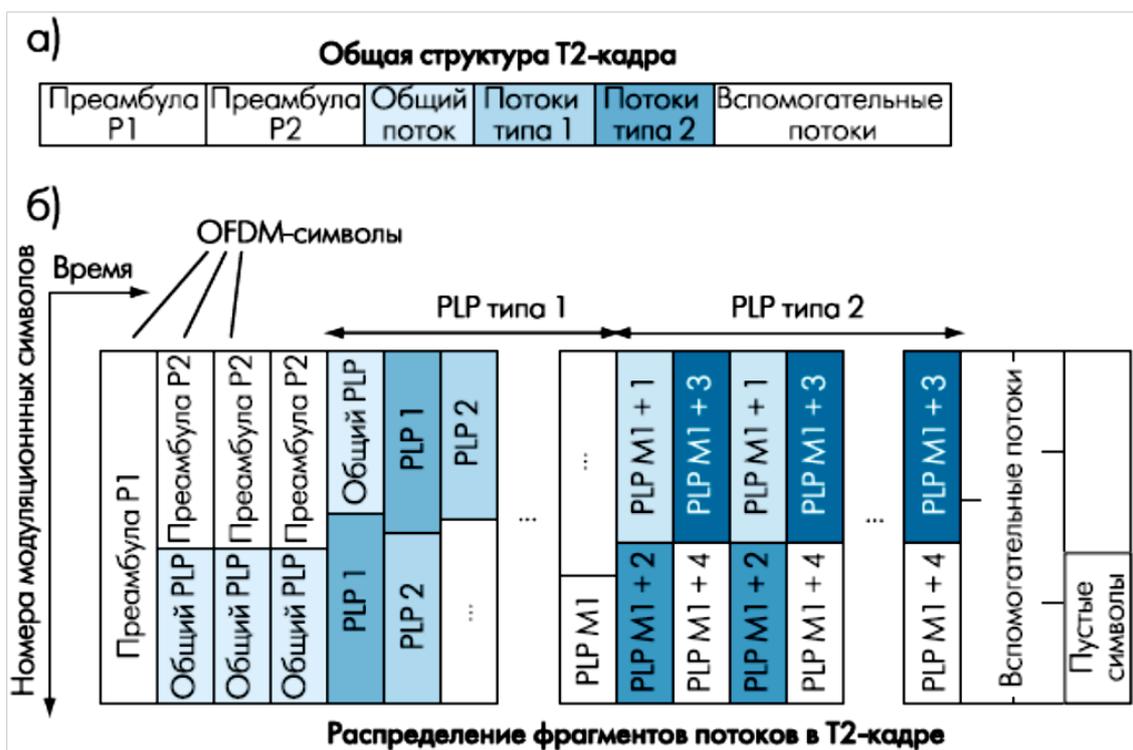


Рис. 34. Общая структура T2-кадра (а) и распределение фрагментов потоков в T2-кадре (б)

Потоки могут отображаться на T2-кадры по определенным правилам. Например, поток N передается в группах по три смежных T2-кадра, следующих через интервал в один кадр. Кроме того, перед распределением по T2-кадрам в рамках каждого PLP возможно временное перемежение.

Для этого кодовые слова потока PLP после формирования модуляционных символов и их перестановки группируются в так называемые интерливинговые кадры, содержащие динамически изменяющееся целое число кодовых слов. Интерливинговый кадр состоит из одного или нескольких инетрливинговых блоков (рис.35).

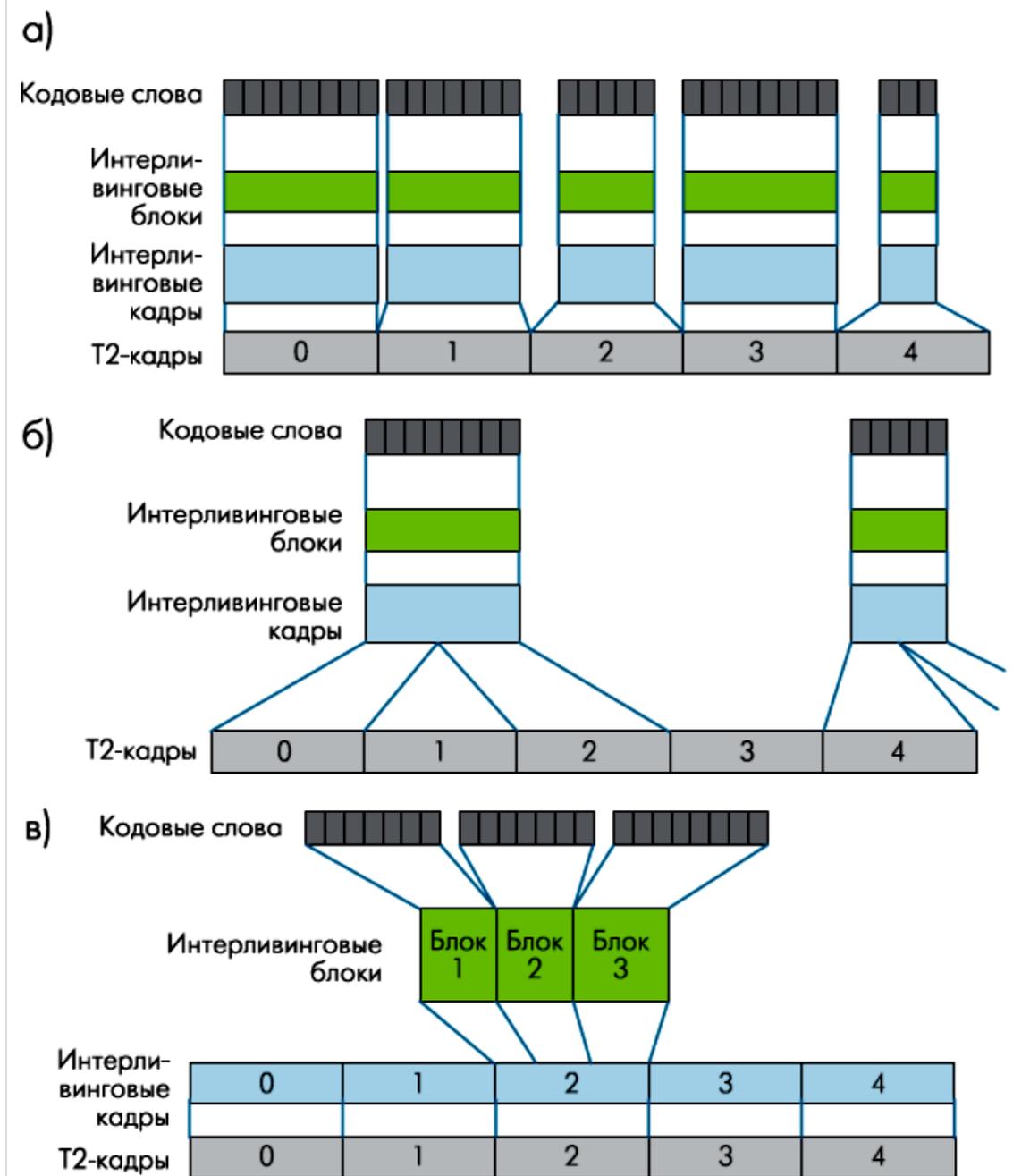


Рис. 35. Распределение интерливинговых блоков и кадров различных PLP по T2-кадрам: а – один в один; б – несколько интерливинговых кадров в один T2-кадр (последовательность с пропуском одного кадра); в – три интерливинговых блока в один интерливинговый кадр

Перемежение символов происходит в пределах всего интерливингового блока.

Процедура разбиения на интегрливинговые блоки и кадры выполняется на уровне магистральных потоков, с учетом их специфики.

Интерливинговые кадры отображаются на кадры физического уровня (Т2-кадры) – один в один или один интерливинговый кадр в несколько Т2-кадров (рис.35).

Отметим, что плюс ко всем перечисленным видам перемежения – на уровне бит в кодовых словах, модуляционных символов, временного интерливинга, – используется еще и частотный интерливинг, то есть перестановка поднесущих в пределах OFDM-символа.

В стандарте DVB-T2 изменения коснулись и структуры OFDM-символов.

Увеличено возможное число номинальных поднесущих – помимо 8К (8Ч1024) добавлены режимы 16К и 32К поднесущих (а также 1К и 4К).

Поскольку с увеличением числа поднесущих для OFDM-сигналов спектральная характеристика становится более крутой (рис.36), можно расширить используемый частотный диапазон, не выходя за границы разрешенной спектральной маски.

Это позволяет использовать в OFDM-символе больше поднесущих для передачи данных.

Такой режим допустимо использовать при 8К, 16К и 32К поднесущих. Эффект от расширенного режима составляет от 1,4 % (8К) до 2,1 % (32К).

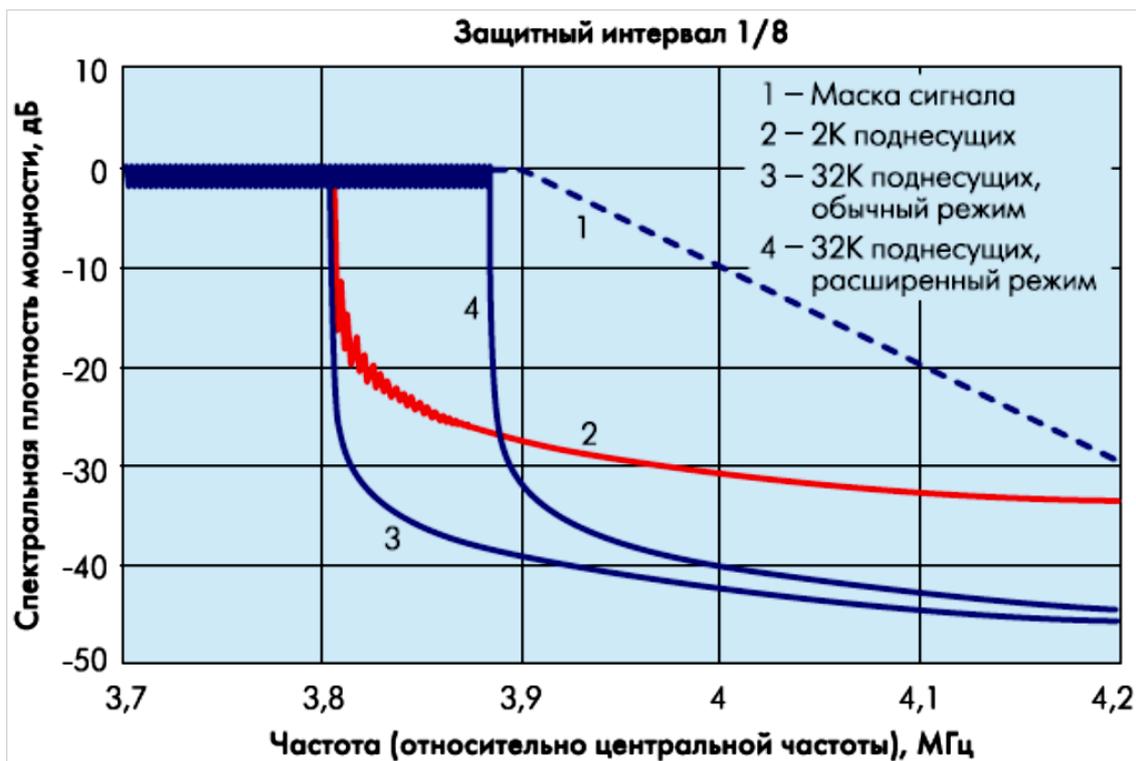


Рис. 36. Спектральная характеристика сигналов DVB-T2 при различном числе номинальных поднесущих и маска сигнала. Показано расширение спектра сигнала при 32К номинальных поднесущих в пределах маски

Чем больше номинальных поднесущих, тем длительнее может быть OFDM-символ. Это, в свою очередь, позволяет уменьшить защитный интервал до $1/128$ (против $1/32$ в DVB-T). Использование такого защитного интервала при 32К номинальных поднесущих эквивалентно защитному интервалу $1/32$ при 8К поднесущих. Однако пропускная способность при этом возрастает весьма существенно. Всего в DVB-T2 разрешено использовать семь относительных длин защитных интервалов – $1/128$, $1/32$, $1/16$, $19/256$, $1/8$, $19/128$ и $1/4$.

В DVB-T2 возможно и более гибкое распределение пилотных поднесущих. Вместо одной фиксированной схемы распределения пилотных частот в DVB-T, в DVB-T2 предусмотрено восемь различных схем их распределения. Выбор варианта зависит от числа номинальных поднесущих и размера защитного интервала.

В результате если в DVB-T распределенные пилотные поднесущие составляли 8 % всех поднесущих, то в DVB-T2 этот показатель может составлять также 1, 2 и 4 %.

Еще одна принципиально новая возможность – передача в режиме MISO с использованием схемы Аламоути, то есть приемник обрабатывает сигнал от двух передающих антенн.

Вводятся и дополнительные частотные полосы – 10 МГц и 1,712 МГц (последняя – для мобильных сервисов).

В целом все эти нововведения позволяют создать очень гибкую и в то же время чрезвычайно эффективную систему трансляции мультимедийных потоков.

При этом максимальная скорость входного транспортного потока после предобработки (например, удаления нулевых пакетов) может превосходить 50 Мбит/с (табл.6).

Таблица 6

Максимальная скорость битового потока при ширине полосы 8 МГц, 32К номинальных поднесущих, защитный интервал 1/128, схема пилотных поднесущих PP7

Модуляция	Скорость кодирования	Абсолютная максимальная скорость, Мбит/с	Длина T2-кадра, OFDM-символов	Число кодовых слов в кадре
QPSK	1/2	7,49255	62	52
	3/5	9,003747		
	2/3	10,01867		
	3/4	11,27054		
	4/5	12,02614		
	5/6	12,53733		
16-QAM	1/2	15,03743	60	101
	3/5	18,07038		
	2/3	20,10732		
	3/4	22,6198		
	4/5	24,13628		
	5/6	25,16224		
64-QAM	1/2	22,51994	46	116
	3/5	27,06206		
	2/3	30,11257		
	3/4	33,87524		
	4/5	36,1463		
	5/6	37,68277		
256-QAM	1/2	30,08728	68	229
	3/5	36,15568		
	2/3	40,23124		
	3/4	45,25828		
	4/5	48,29248		
	5/6	50,34524		

Разумеется, совсем не обязательно использовать все возможности стандарта. В том числе – и трансляцию множества мультимедийных потоков. Однако в сочетании с новыми видами кодирования видеосигнала (такими как MPEG-4) эта технология является существенным шагом вперед. И что важно с точки зрения сетей широкополосного доступа, стандарт DVB-T2 – это уже не "просто" система транспорта пакетов цифрового видеоконтента. Это – мощный инструмент мультимедийного вещания, в который изначально заложены огромные возможности по расширению функциональности. Конечно, в силу своей однонаправленности он не может рассматриваться как конкурент традиционным сетевым технологиям, но свое место в наступающую эпоху технологий широкополосной беспроводной связи четвертого поколения (4G) он, безусловно, займет. И, возможно, будет при этом не только узкоспециализированным средством доставки телевизионного контента.

Заключение

В соответствии с решением Правительственной комиссии по развитию телерадиовещания под председательством первого заместителя председателя Правительства И.И. Шувалова от 22 сентября 2011 года в Российской Федерации для целей ЦЭТВ будет использоваться передовой стандарт цифрового телевещания DVB-T2. При приобретении новой телевизионной аппаратуры (включая ТВ-приставки) для приема ЦЭТВ необходимо выбирать модели со встроенными цифровыми тюнерами, поддерживающими стандарт DVB-T2.

С учетом принятого правительственного решения и общеевропейской тенденции перехода на стандарт DVB-T2 ожидается существенное расширение ассортимента приемной телеаппаратуры от ведущих производителей с поддержкой данного стандарта.

Библиографический список

1. Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). – DVB Document A122, June 2008.
2. Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). – DVB Document A133, February 2009.
3. Шахнович И. Конкурирующие стандарты цифрового вещания. – М.: Электроника: НТБ, 2002. – №1. – С. 17–19.
4. Шахнович И. Современные технологии беспроводной связи. – М.: Техносфера, 2006.
5. Шахнович И. DVB-T2 – новый стандарт цифрового телевизионного вещания. Связь и телекоммуникации (выпуск № 6/2009).
6. DVB-T2: Новый стандарт вещания для телевидения высокой четкости. Под. ред. Ник Уэллс, Крис Нокс. Теле-Спутник – 11(157). Ноябрь 2008.
7. Лебедев В. Модуляция OFDM в радиосвязи // Радиолюбитель. – 2008. – № 9. – С. 36–40.
8. Галустов Г.Г., Мелешкин С.Н. Особенности приёма сигнала DVB-T в условиях плотной застройки. Материалы Международной научно-технической конференции «Информация, сигналы, системы: вопросы методологии, анализа и синтеза». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008. – С. 48.
9. OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting, Lajos Hanzo, M. Munster, B.J. Choi, Thomas Keller. "Wiley-IEEE Press" (2003). – 1014 p.
10. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX: Coherent Versus Non-coherent and Cooperative Turbo Transceivers, Lajos L. Hanzo, Yosef Akhtman Li Wang, Ming Jiang "Wiley-IEEE Press" (2011): 170x250, 696 p.
11. <http://broadcasting.ru>
12. <http://konturm.ru/>
13. <http://dibcom.com>
14. <http://telesputnik.ru>
15. <http://ru.wikipedia.org>

Содержание

Введение.....	3
1. Обоснование актуальности применения мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов в технических системах.....	4
2. Мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов OFDM	7
3. Применение мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов в стандарте DVB-T	15
3.1. Кодированное мультиплексирование с ортогональным частотным разделением сигналов COFDM.....	17
3.2. Обработка данных и сигналов в DVB-T.....	25
4. Новый стандарт цифрового телевизионного вещания DVB-T2.....	58
Заключение	77
Библиографический список.....	78

**Галустов Геннадий Григорьевич
Мелешкин Сергей Николаевич**

**МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ
ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ**

Ответственный за выпуск Мелешкин С.Н.
Компьютерная верстка Мелешкин С.Н.
Редактор Селезнева Н.И.
Корректор Селезнева Н.И.

ЛР №020565 от 23 июня 1997 г.
Формат 60x841/16. Подписано к печати
Печать офсетная. Бумага офсетная.
Усл. п.л. – 5,0. Уч.-изд. л. – 4,8.
Заказ № Тираж 100 экз.

“С”

Издательство Технологического института
Южного федерального университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44
Типография Технологического института
Южного федерального университета
ГСП 17А, Таганрог, 28, Энгельса, 1