

Методы модуляции в цифровых системах. Одночастотная модуляция

В технике цифровой связи методы модуляции играют весьма значительную роль. Помимо своей основной функции – преобразования символ – сигнал – процесс модуляции является составной частью общего процесса согласования сигнала с характеристиками канала. Современные методы многопозиционной модуляции в полном соответствии с теоремой Шеннона могут рассматриваться и как способ кодирования данных сообщений в символы канала.

Специфика выбора тех или иных методов модуляции в системах цифрового телевидения обусловлена заданностью сетки каналов эфирного вещания, т.е. использованием уже существующих частотных планов. В разных странах доступными являются радиоканалы с полосами частот 6, 7 или 8 МГц. Цифровой поток различных служб, который должен передаваться в этих полосах в нормальных условиях составляет в разных системах вещания около 20 Мбит/с и выше. Таким образом удельная скорость передачи должна составлять примерно 4 бит/(с·Гц) в полосе 6 МГц и 3 бит/(с·Гц) в полосе 7 или 8 МГц. Но включение в тракт передачи фильтров, задающих коэффициент скругления спектра 25-35%, а также необходимость повышения скорости передачи данных за счет ввода символов кодовой защиты от ошибок приводит к дополнительному повышению удельной скорости сверх приведенных теоретических значений.

Теоретически спектральную эффективность до 4 бит/(с·Гц) могут обеспечить такие виды модуляции, как 16 QAM, 4 VSB или 16 PSK. Но по указанным причинам приходится поднимать кратность модуляции и применять модуляцию более высокого порядка, такую как 64 QAM и

8 VSP. В кабельных распределительных ТВ системах, где уровень помех существенно ниже, чем при наземном вещании, есть возможность еще более увеличить кратность модуляции и использовать 256 QAM и 16 VSB.

Особо отметим, что для обозначения видов модуляции обычно используют аббревиатуры, для которых существуют латинские и частично русские эквиваленты. Однако, некоторые передовые схемы модуляции пока еще не получили терминологически точных русских названий. Во избежание путаницы будут использованы преимущественно латинские аббревиатуры, а там, где это уместно – русские термины и сокращения.

Сигнальные созвездия

а) Полярные диаграммы

Удобным средством анализа характеристик модулированных сигналов является отображение их с помощью полярных и квадратурных диаграмм в виде *сигнальных созвездий*.

При модуляции несущего колебания изменению могут быть подвергнуты такие его параметры как амплитуда, фаза и частота. При простых видах модуляции модулирующее сообщение изменяет только один параметр. При комбинированных видах модуляции одновременно могут изменяться амплитуда и фаза несущей. В известных системах цифрового телевидения применяют многоуровневую амплитудную модуляцию с частично подавленной нижней боковой полосой (8-, 16-VSB), четырехпозиционную квадратурную фазовую модуляцию (QPSK) и квадратурную амплитудно-фазовую модуляцию (16-, 64-, 256 QAM).

Наиболее простой способ отображения амплитудно-фазовых соотношений модулированного сигнала - это *полярная диаграмма*. При построении полярной диаграммы несущая является опорным элементом, относительно которого отсчитывается угол фазового сдвига и изменение уровня модулированного сигнала. Модуль радиус-вектора, исходящего из центра окружности (начала координат), характеризует относительный уровень элементарного сигнала, а угол наклона между радиус-вектором и некоторым начальным радиусом - текущий фазовый сдвиг.

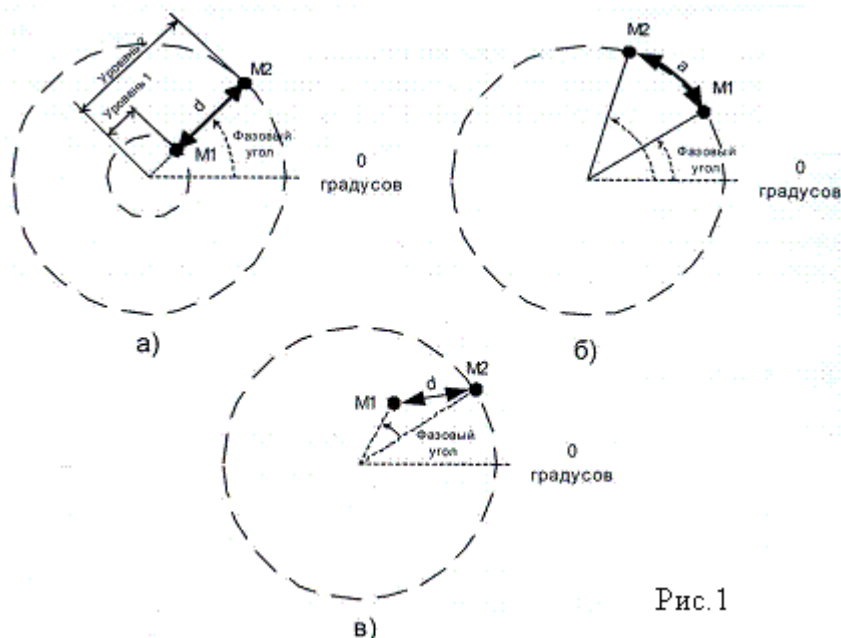


Рис. 1

Отображение сигнала $s(t)$ на полярной диаграмме соответствует его "замораживанию" во времени, когда фиксируются только амплитуда сигнала A и его начальный фазовый сдвиг θ .

Примеры полярных диаграмм, показывающих характерные изменения значащих параметров для амплитудной модуляции, приведены на рис. 1. При чистой амплитудной модуляции переход между значащими позициями (M1 и M2) осуществляется по прямой линии (кратчайшему расстоянию) между ними. При чистой фазовой модуляции – по дуге окружности. Соответственно изменяются либо уровень, либо фазовый сдвиг модулированного сигнала. При возникновении паразитной модуляции иного свойства переход будет характеризоваться некоторой кривой линией. При совместной амплитудно-фазовой модуляции переход осуществляется по прямой линии, связывающей точки с различными фазовыми углами.

б) Квадратурные диаграммы

Современные модуляторы для цифровых систем передачи строятся, как правило, по квадратурной схеме. В таком модуляторе выходной сигнал образуется суммированием двух различных модулированных сигналов, несущие которых имеют между собой фазовый сдвиг 90° . Входы двух модулирующих сигналов квадратурного модулятора обозначаются I и Q : I (синфазный) относится к каналу, в котором начальный фазовый сдвиг несущей принимается равным 0° , Q — к каналу, несущая в котором сдвинута на 90° . Для адекватного отображения пространства сигналов на выходе квадратурного модулятора полярные диаграммы преобразуют в прямоугольную систему координат, в которой по горизонтальной оси I откладывают уровень сигнала в синфазном канале, а по вертикальной оси Q — уровень сигнала в квадратурном канале. Все остальные построения соответствуют полярной диаграмме с учетом того, что ось I символизирует нулевой фазовый сдвиг, а ось Q — сдвиг на 90° . Проекции вектора сигнала на оси I и Q рассматривают как его квадратурные компоненты. Рис. 2 поясняет переход от полярной диаграммы к квадратурной, а полные квадратурные диаграммы для 4-ФМ и 8-ФМ показаны на рис. 3.

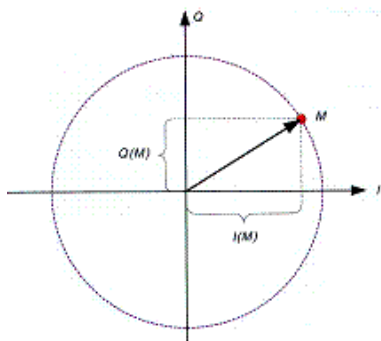
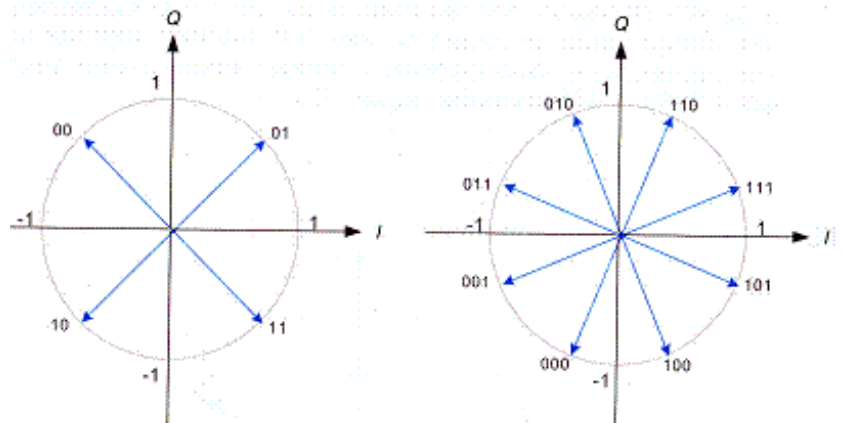


Рис. 2



а)

Рис. 3

б)

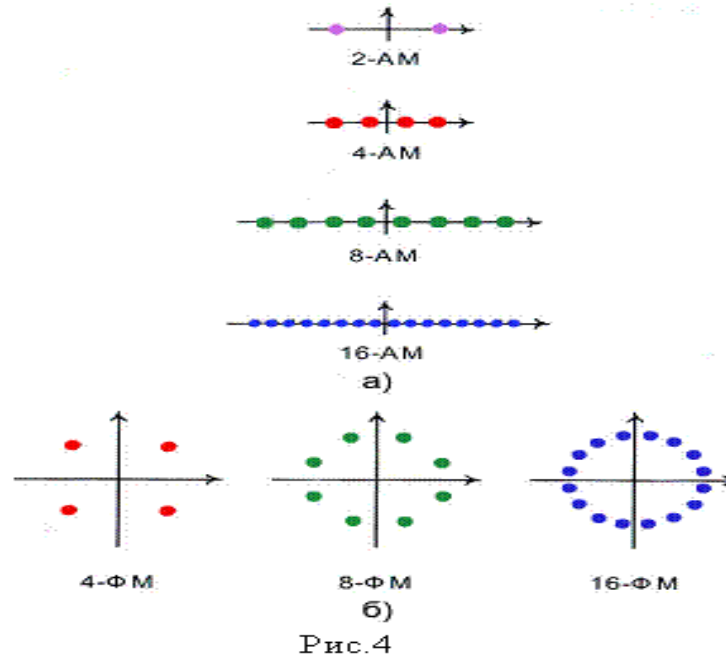


Рис. 4

Для упрощения рисунка квадратурной диаграммы, особенно при отображении сигналов современных многопозиционных видов модуляции, обычно изображают только конечные точки векторов, исходящих из начала координат, а сами векторы, как правило, опускают. Часто опускают и сами оси I и Q , подразумевая, что они проходят через центр симметрии фигуры. Полное множество модулированных сигналов, изображенных на квадратурной диаграмме в виде точек, называют *сигнальным созвездием*, а сами сигналы — *точками созвездия*. Форма сигнального созвездия соответствует виду модуляции, а расстояния между точками созвездия характеризуют помехоустойчивость при приеме сигнала.

В качестве примера на рис. 4 показаны несколько простых созвездий: *одномерных* для амплитудной модуляции (АМ) и *двумерных* для фазовой

модуляции (ФМ), геометрическим местом точек которых являются соответственно прямая и окружность. Здесь следует заметить, что показанные созвездия АМ получаются при использовании в качестве модулирующего сигнала биполярных импульсов, значения уровней которых симметричны относительно нулевого уровня. При модуляции отрицательными импульсами одновременно изменяется на противоположную и фаза сигнала. Поэтому такая АМ может рассматриваться и как разновидность ФМ.

Принципы квадратурной модуляции

В большинстве систем цифрового телевидения модуляторы и демодуляторы строят по квадратурным схемам. Квадратурный модулятор является универсальным устройством, которое может быть использовано для получения

сигнала линейно-модулированной несущей с двумя боковыми полосами, включая такие виды, как фазовая и амплитудно-фазовая модуляции.

Структурная схема квадратурного модулятора показана на рис. 5. Основу модулятора составляют два балансных модулятора и сумматор ВЧ сигналов, на выходе которого образуется квадратурно-модулированный сигнал $s(t)$. Несущие, поступающие на опорные входы балансных модуляторов, имеют взаимный фазовый сдвиг 90° , т.е. находятся в квадратуре. Входные модулирующие сигналы $x_j(t)$ и $y_o(t)$ являются квантованными по уровню и дискретными во времени. Длительность их тактового интервала определяется частотой тактирования. Таким образом, входные сигналы — это сигналы с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) в основной полосе.

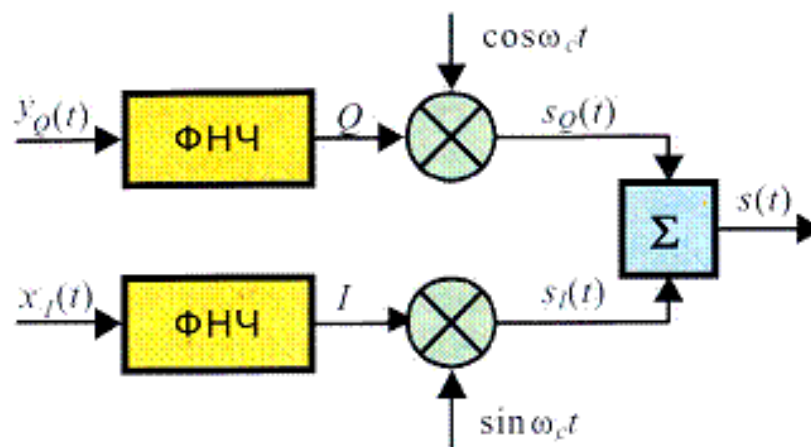


Рис. 5

Получение различных видов модуляции с помощью квадратурного модулятора обеспечивается подачей на его входы биполярных АИМ сигналов $x_j(t)$ и $y_o(t)$, квантованных на различное число уровней и симметричных относительно нуля. В "вырожденном" случае, т.е. когда на один из входов подан ноль напряжения, а на другой двоичная последовательность с относительными уровнями ± 1 , работает только один канал, и модулятор превращается из квадратурного в обычный балансный. На выходе формируется одномерный сигнал фазовой модуляции с изменением фазы на 180° , переносящий 1 бит/символ. При подаче двоичных АИМ сигналов в оба канала модулятора, по каждому из каналов передается 1 бит/символ, а общая скорость передачи составляет 2 бит/символ. В результате образуется сигнал 4-ФМ, обычно называемый квадратурной ФМ (КФМ), но формально относящийся к широкому классу квадратурной амплитудно-фазовой модуляции (КАФМ).

При точной настройке (балансировке) квадратурного модулятора и при точном восстановлении несущих и тактовых частот в демодуляторе, информационные сигналы обоих каналов полностью независимы и никак не влияют друг на друга. Модель канала передачи при этом приобретает вид, показанный на рис.6. Поскольку по радиоканалу одновременно передается пара ортогональных сигналов $\{x(t), y(t)\}$, то такой канал и соответствующее ему сигнальное созвездие называются двумерными. Пара сигналов $\{x_i, y_i\}$, соответствующая конкретному тактовому интервалу, называется символом модулированного сигнала или точкой сигнального созвездия. Двумерную модуляцию КАФМ с созвездиями, формируемыми на основе прямоугольной координатной сетки, часто рассматривают как операцию учетверения, применяемую к двум одномерным созвездиям АИМ. По этой причине данный вид модуляции обычно называется квадратурной амплитудной модуляцией — КАМ (Quadrature Amplitude Modulation — QAM). Таким образом, модуляция 4-КФМ (QPSK) и 4-КАМ (4 QAM) - это равнозначные понятия.

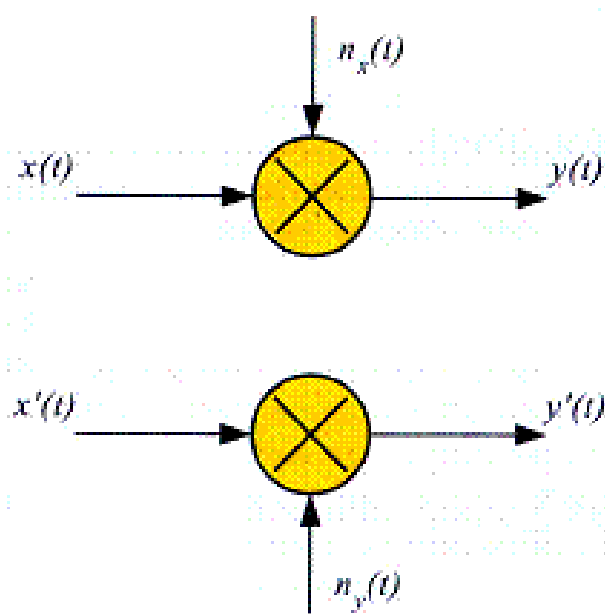


Рис.6

При нарушении симметрии плеч балансных модуляторов, при отклонении фазового сдвига между несущими от 90° возникают переходные помехи между квадратурными каналами. Сигнальное созвездие при этом размывается, т.е. в каждом такте точка созвездия имеет случайные координаты в зоне, центр которой соответствует номинальным координатам точки.

При временном наложении последовательности "снимков" созвездия образуется квадратурная диаграмма с размытыми пятнами точек в позициях координатной сетки. Такой же внешний эффект вызывают помехи и шумы канала. Все это ведет к ошибкам при демодуляции и декодировании сигнала. Примеры искажений формы сигнального созвездия модуляции 16-QAM (см. рис. 7, а), вызываемые различными причинами, показаны на рис. 7, б-е (б - шумовая помеха, в - гармоническая помеха, г - амплитудное ограничение в усилителе, д - несинхронная тактовая частота, е - нарушение симметрии плеч балансных модуляторов).

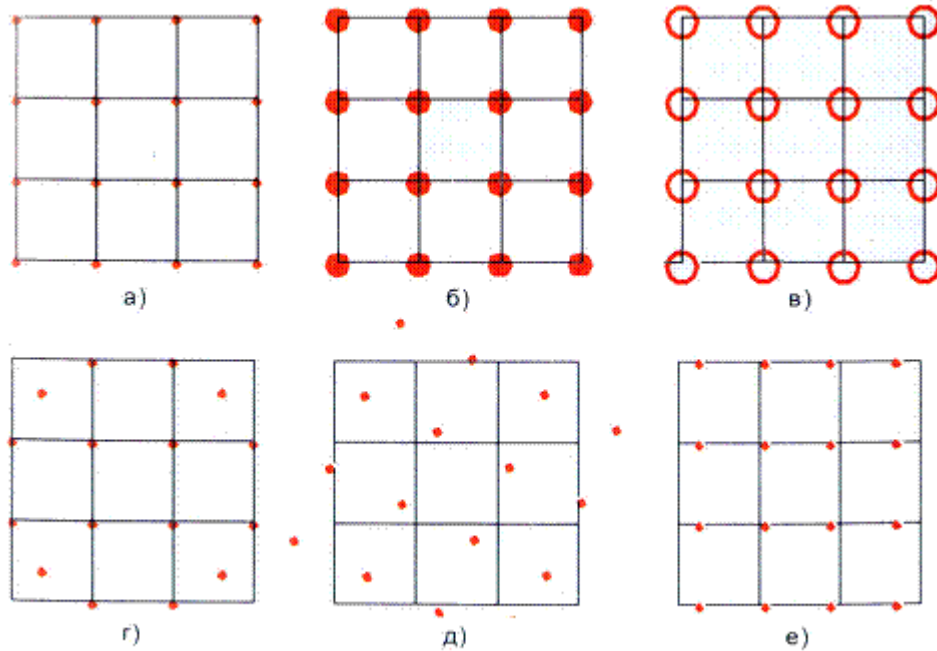


Рис.7

Задача согласования модулированного сигнала с радиоканалом решается, в частности, оптимизацией формы и числа точек двумерного сигнального созвездия. Сигнал QAM, переносящий n бит/символ, т.е. имеющий $2n$ точек сигнального созвездия, обладает следующим интересным свойством. Если n - целое четное число, то сигнальное созвездие представляет собой простое отображение двух независимых квадратурных каналов и обладает квадратной формой, а точки созвездия имеют координаты в виде нечетных чисел. Если число n - нечетное, то созвездие имеет крестообразную форму при расположении точек в узлах той же прямоугольной координатной сетки, что и для четного n . Минимальное относительное расстояние между любыми двумя точками созвездия равно 2. При увеличении порядка созвездия (числа бит на символ) на единицу необходимо увеличивать мощность передатчика на 3 dB.

Одночастотные схемы модуляции

а) Относительная фазовая модуляция

Относительная фазовая (или *фазоразностная*) *модуляция* (ОФМ или ФРМ) является практическим методом реализации приема сигналов с фазовой модуляцией. Перекодировка модулирующего сигнала данных из абсолютного в относительный код позволяет учитывать при декодировании не абсолютные значения фазы сигнала, а ее относительные сдвиги, что устраняет неопределенность решения о значении символа.

Благодаря своей простоте и эффективности ОФМ получила широкое распространение в цифровых системах передачи. Этому способствовали такие ее свойства, как в 4 раза более высокая скорость по сравнению с ЧМ при равной помехоустойчивости в канале с белым шумом, а при равной скорости передачи информации вдвое большая помехоустойчивость, чем у ЧМ и вчетверо большая, чем у АМ.

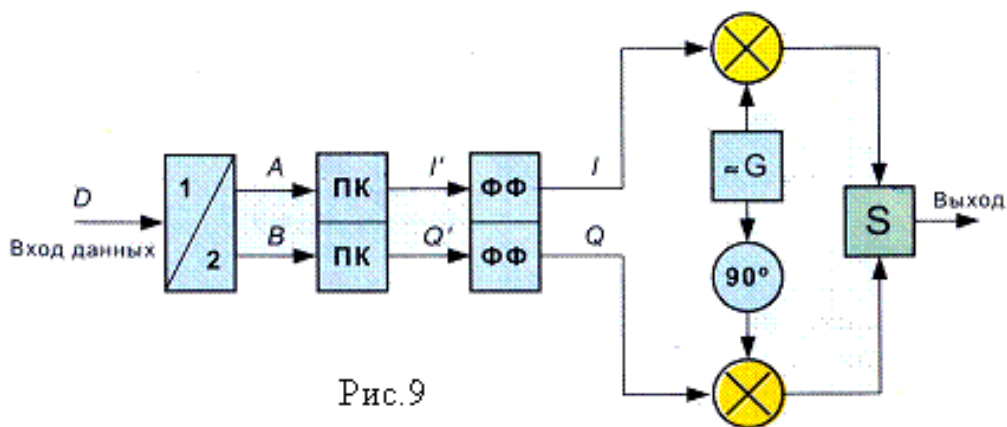
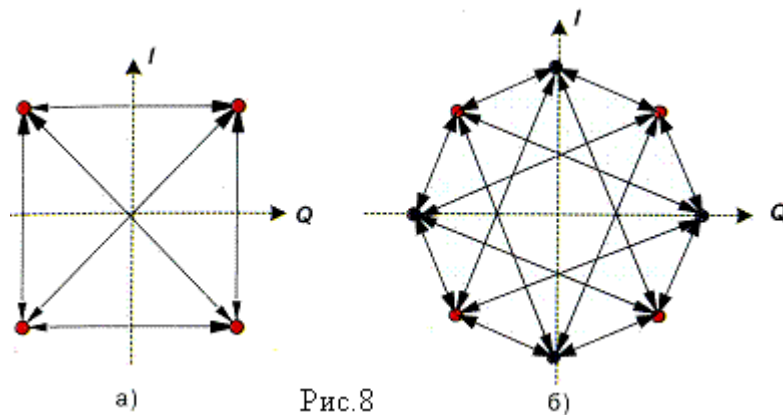
Относительная фазовая модуляция является двоичной, или двухпозиционной модуляцией, в которой используются два значения фазового сдвига, отличающихся на 180° . Модуляция 2-ОФМ тождественна балансной 2-АМ и имеет то же самое сигнальное созвездие, с которым совпадает и диаграмма состояний (см. рис. 4, а). В современных цифровых системах передачи применяют сигналы многопозиционной М-ОФМ, т.е. модуляции с повышенной кратностью K ($M=2^K$) по отношению к ОФМ, кратность которой принята за единицу. Обычно используют наборы сигналов 4-, 8-, 16-ОФМ, созвездия которых показаны на рис. 4, б. Но 8- и 16-ОФМ проигрывают 2-ОФМ и 4-ОФМ по энергетической эффективности, требуя значительно более высокой мощности передатчика для достижения тех же характеристик.

В цифровом телевидении для передачи по спутниковым трактам и в наземном вещании при тяжелых условиях приема используется двукратная, или четырехфазовая модуляция 4-ОФМ, обеспечивающая наилучший компромисс по соотношению мощность-полоса. Другое название этого вида модуляции, связанное с методом получения модулированного колебания, - *квадратурная относительная фазовая модуляция* (КОФМ). В англоязычной литературе КОФМ называется QPSK (Quadrature или Quaternary Phase Shift Keying).

Модуляция QPSK предоставляет необходимый компромисс между скоростью передачи и помехоустойчивостью и применяется как самостоятельно, так и в комбинациях с другими методами. Диаграммы состояний модуляции QPSK и офсетной дифференциальной QPSK (S - DQPSK) показаны на рис. 8. При

реализации дифференциального кодирования в сочетании со сдвигом несущей на $\pi/4$ сигнальное созвездие формируется двумя четырехточечными созвездиями QPSK, наложенными со сдвигом 45° . В результате в сигнале присутствуют восемь фазовых сдвигов, причем фазы символов выбираются поочередно то из одного созвездия QPSK, то из другого.

Структурная схема модулятора QPSK показана на рис. 9.



Входной поток данных D разделяется на два параллельных потока A и B , которые затем в преобразователе кода (ПК) перекодируются в относительный код двух каналов (компонентов) I' и Q' . Цифровые потоки I' и Q' подвергаются сглаживанию в формирующих фильтрах (ФФ), выходные сигналы которых I и Q непосредственно управляют работой четырехфазового модулятора, состоящего из двух балансных модуляторов и сумматора.

Фазовый сдвиг несущих в каналах I и Q равен 90° . Правило кодирования фазовых сдвигов показано в табл. 1.

Таблица 1

A	B	$QPSK$
0	0	45°
0	1	135°
1	0	315°
1	1	225°

в) Квадратурная амплитудная модуляция

Требования к точности характеристик формирующих и полосовых фильтров тем выше, чем больше число позиций в модулированном сигнале. Сигналы *квадратурной амплитудной модуляции* M-QAM широко используются при передаче сигналов телевидения по радиорелейным и кабельным линиям, в некоторых системах цифрового телевизионного наземного вещания. Наиболее распространен формат модуляции 16 QAM (см. рис. 10).

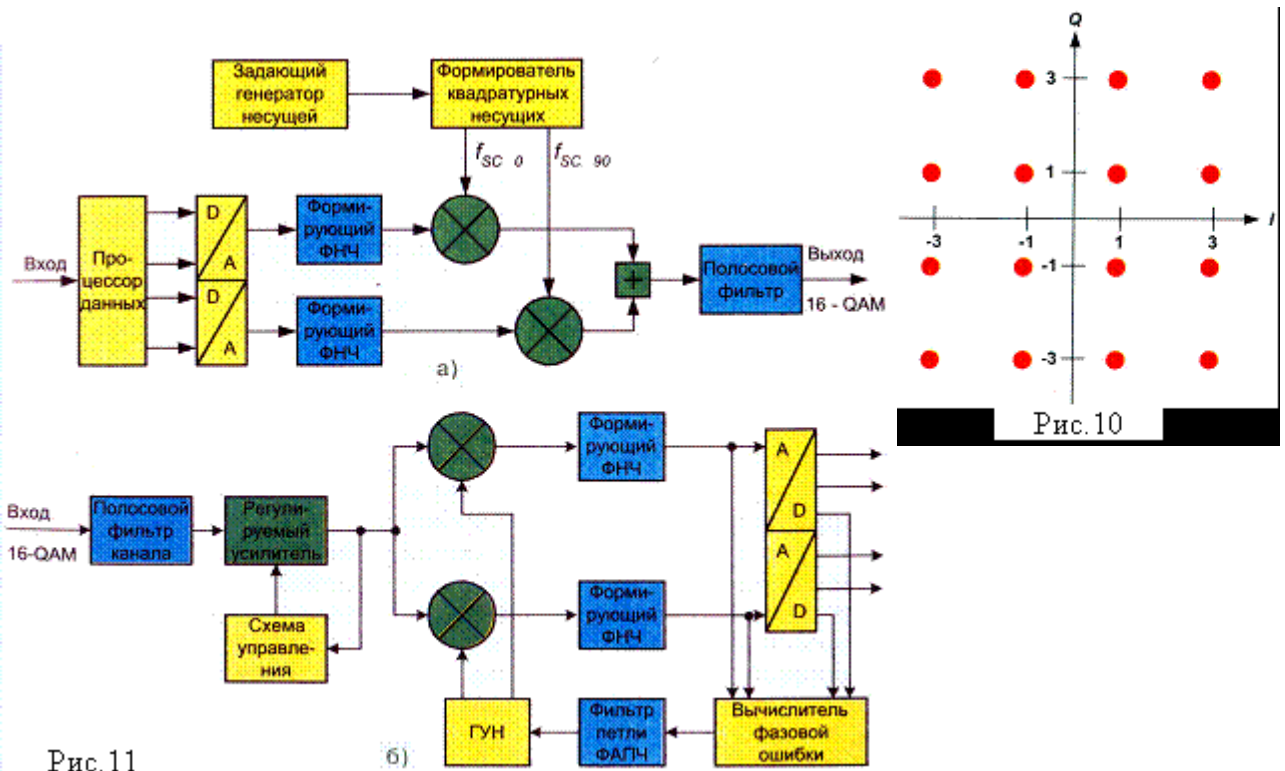


Рис. 11

Рис. 10

Структурные схемы модулятора 16 QAM и демодулятора 16 QAM показаны на рис. 11. Входной поток данных вначале подвергается необходимой цифровой обработке в процессоре данных: выделению тактовой частоты, скремблированию, дифференциальному кодированию, последовательно параллельному преобразованию. Так как модуляция 16 QAM обеспечивает удельную скорость передачи 4 бит/(с·Гц), то для последующей модуляции поток данных в ходе его цифровой обработки разделяется на 4 подпотока с соответственно сниженными скоростями. Затем производится цифро-аналоговое преобразование двух двоичных подпотоков в один четырехуровневый с одновременным формированием их спектра в ЦТФ, где импульсам придается сглаженная форма. Четырехуровневые сигналы в каналах I и Q управляют работой балансных модуляторов, выходные сигналы которых складываются, образуя сигнал 16 QAM с двумя полосами и подавленной несущей. На балансные модуляторы несущая поступает со сдвигом $\pi/2$, т.е. в квадратуре. Выходной сигнал модулятора на промежуточной частоте несущей проходит через полосовой фильтр, ограничивающий внеполосные излучения, и может быть конвертирован в полосу любого вещательного канала.

В демодуляторе имеется аналогичная пара балансных модуляторов и блоки обратного преобразования из четырехуровневых в двоичные сигналы с последующей обработкой данных. Принципиально сложными узлами являются схемы восстановления подавленной несущей и тактовой синхронизации. Обе эти операции выполняются на основе анализа структуры принимаемого сигнала в синфазном и квадратурном каналах. Формирующие ФНЧ на выходах балансных модуляторов доводят спектр сигнала до требуемого по Найквисту и ослабляют шумы и помехи.

с) Однополосная амплитудная модуляция

Одним из методов модуляции в системах цифрового ТВ вещания является многоуровневая амплитудная модуляция с частично подавленной нижней боковой полосой (АМ-ЧПБП, более известная как 8- и 16- VSB). Модулирующий сигнал представляет собой 8- или 16-уровневые импульсы, сглаженные формирующим фильтром. Протяженность нижнего и верхнего срезов спектра составляет 620 кГц при полной ширине спектра 6 МГц.

Модуляция 8-VSB предназначена для применения в наземном цифровом вещании, а 16-VSB - для кабельных распределительных сетей. Обе разновидности модуляции VSB имеют одномерные созвездия с различным числом точек, из которых только половина используется для передачи полезной информации, а другая половина - для корректирующего кодирования. Поэтому по скорости передачи полезной информации модуляция 8- (16-) VSB фактически соответствует

4- (8-) VSB без кодирования. Скорость передачи символов при всех вариантах VSB практически в 2 раза выше численного значения занимаемой полосы частот.

Помехоустойчивое кодирование

Практически важный вывод работ Шеннона состоит в том, что если скорость передачи информации меньше пропускной способности канала, то с использованием кодов, исправляющих ошибки, можно создать систему связи со сколь угодно малой вероятностью ошибки на выходе декодера канала. При этом адекватная система без корректирующего кодирования будет более сложной, дорогой и энергоемкой. Отсюда вывод: система, не имеющая корректирующего кодирования и работающая без ошибок, - это крайне неэффективная система. Наоборот, эффективная система должна иметь возможность работы в режиме с достаточно высокой частотой ошибок в потоке на входе декодера, а сам декодированный поток должен иметь крайне малую вероятность ошибки на бит.

Энергетический выигрыш кодирования

Введение при кодировании для исправления ошибок в информационный сигнал избыточных символов сопровождается негативным эффектом - снижением, при неизменной скорости цифрового потока (C_{DS}), скорости передачи полезной нагрузки (C_{inf}) обратно пропорционально скорости кода (R): $C_{DS} = C_{inf}/R$, бит/с. Отсюда следует, что для сохранения скорости передачи полезной нагрузки необходимо расширение полосы частот канала в R раз или повышение кратности модуляции.

Положительным эффектом помехоустойчивого кодирования является либо снижение вероятности ошибки, либо снижение энергетики передачи при той же вероятности ошибки, либо и то, и другое одновременно. Таким образом, кодирование расширяет возможности компромисса между полосой и энергетикой канала, присущего любой системе связи.

В качестве примера системных компромиссов рассмотрим возможности выбора между кратностью относительной фазовой модуляции $K = \lg_2 M$, кодовой скоростью R и минимально необходимой полосой B_N .

Положим, что кодер источника производит биты информации со скоростью $V_b = 1/T_b$, где T_b - длительность информационного символа (тактовый интервал) в системе без кодирования. Тогда в зависимости от кратности модуляции M -позиционного сигнала ФМ требуется полоса Найквиста $B_N = 1/KT_b$. При кодировании кодом, исправляющим ошибки, скорость группового потока, состоящего из информационных и проверочных символов, возрастает в $1/R$ раз и

становится равной $y = 1/RT_b$, соответственно увеличивается и полоса Найквиста $B_N = 1/KRT_b$. Данные расчетов для ряда значений K и R приведены в таблице 2.

Таблица 2

Число позиций сигнала ФММ	Кратность модуляции K	Кодовая скорость R	Полоса Найквиста
2	1	1 (без кодирования) 1/2 2/3 3/4 4/5	1/Т _б 2/Т _б 3/2Т _б 4/3Т _б 5/4Т _б
4	2	1 (без кодирования) 1/2 2/3 3/4 4/5	1/2Т _б 1/Т _б 3/4Т _б 2/3Т _б 5/8Т _б
8	3	1 (без кодирования) 1/2 2/3 3/4 4/5	1/3Т _б 2/3Т _б 1/2Т _б 4/9Т _б 5/12Т _б
16	4	1 (без кодирования) 1/2 2/3 3/4 4/5	1/4Т _б 1/2Т _б 3/8Т _б 1/3Т _б 5/13Т _б

Из таблицы следует, что при передаче с неизменной скоростью $V_b = \text{const}$, одно и то же значение полосы Найквиста, например, $B_N = 1/2T_b$, обеспечивается для сочетаний $(K=2, R=1)$, $(K=3, R=2/3)$, $(K=4, R=1/2)$. Какое же сочетание лучше?

Ответ на этот вопрос дает параметр, называемый *энергетическим выигрышем кодирования* (ЭВК).

Рассмотрим случай, когда передача в системах без кодирования и с кодированием производится при неизменной средней мощности P_{cp} . В системе без кодирования вычисленная энергия одного бита информации составляет $E_b = P_{cp}/V_b$. В системе с кодированием за счет увеличения общего числа символов энергия одного бита кодированного потока снижается до значения $E_C = RE_b < E_b$ и $P_{cp} = E_C V_C$.

Пусть в канале действует аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 . Тогда отношение мощности модулированного сигнала к мощности шума на выходе приемного фильтра с полосой Найквиста (обычно называемое отношением несущая/шум) равно:

$$C/N = E_C V_C / N_0 B_N = E_C / N_0 = (E_b / N_0) R, \quad (1)$$

так как в этом случае V_C численно равна B_N , или в логарифмическом виде:

$$\frac{C}{N} (dB) = \frac{E_b}{N_0} (dB) - 10 \lg \left(\frac{1}{R} \right). \quad (2)$$

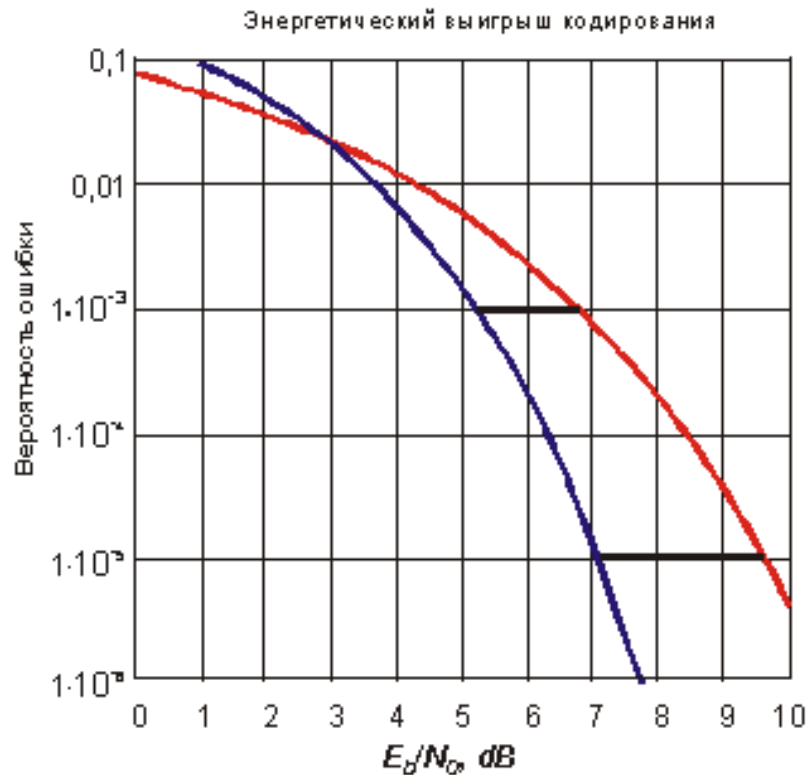


Рис.12

Формула (2) показывает, что для некоторой вероятности ошибки значение отношения C/N может быть на $10 \lg(1/R)$ ниже, чем значение отношения E_b/N_0 для той же вероятности ошибки в системе без кодирования. Эта величина является некоторой постоянной составляющей энергетического выигрыша кодирования и иногда называется *выигрышем производительности*.

Реально достижимый ЭВК зависит, в первую очередь, от свойств корректирующего кода и алгоритма его декодирования. В качестве примера определения ЭВК на рис. П2В.19 показаны характеристики вероятности ошибки от отношения E_b/N_0 для системы ФМ с кодированием и без него. Разница значений E_b/N_0 между двумя кривыми по горизонтали при фиксированной вероятности ошибки (на рис. 12 – для значений 10^{-3} и 10^{-5}) и есть ЭВК (G_C).

Значение реального ЭВК зависит от той вероятности ошибки P_e , при которой он определяется. При возрастании C/N (снижение вероятности ошибки) ЭВК

увеличивается, но до определенных пределов. Верхней границей реального ЭВК является асимптотический ЭВК, который определяется как:

$$G_A = 10 \lg(R d_f), \quad (3)$$

где d_f – свободное расстояние сверточного кода.

Типичная зависимость ЭВК от вероятности ошибки канала показана на рис. 13, где кривая соответствует использованию сверточного кода с $R = 1/2$, $d_f = 5$ для асимптотического ЭВК, равного 3,98 dB.

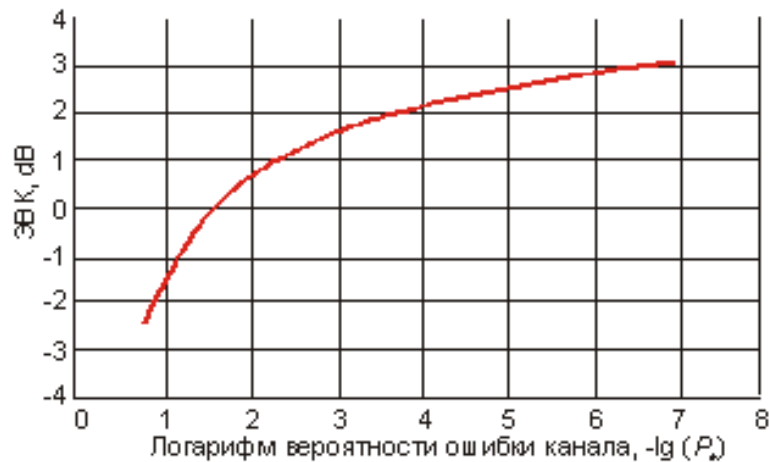


Рис. 13

Эффективность и помехоустойчивость цифровых систем передачи

Определение эффективности цифровых систем передачи

а) Спектральная эффективность

Спектральная (частотная) эффективность цифровой системы определяется, как

$$\gamma = R_b / B_W, \quad (4)$$

где R_b - скорость передачи информации, бит/с;

B_W — полная полоса частот канала, Гц.

Измеряется спектральная эффективность числом битов в секунду, приходящихся на 1 Гц полосы канала, т.е. бит/(с·Гц).

В реальных условиях доступная полоса частот канала B_W по тем или иным причинам может использоваться не полностью, поэтому даже достаточно эффективная система передачи в ее конкретном применении по данному критерию оценки будет выглядеть неэффективной. Кроме того необходимо уточнить критерий спектральной эффективности, связав его с полосой Найквиста B_N и коэффициентом скругления спектра α , значение которого характеризует расширение практически занимаемой спектром сигнала полосы частот канала B_L сверх полосы Найквиста B_N :

$$B_L = B_N(1 + \alpha). \quad (5)$$

Соответственно *реальная спектральная эффективность* h различных схем модуляции, предназначенных для цифровой передачи, выражается формулой:

$$\eta = R_b R_L = R_b / B_N(1 + \alpha). \quad (6)$$

В идеальном случае при полном использовании всей полосы частот канала, когда $B_W = B_L$, показатели эффективности η и γ совпадают, т.е. $\gamma = \eta$.

Целесообразно ввести также критерий потенциальной спектральной эффективности конкретного метода модуляции, который соответствует коэффициенту η или γ при $B_W = B_L$ и $\alpha = 0$.

Определим *потенциальную эффективность* как:

$$\gamma_0 = R_b / B_N. \quad (7)$$

Отсюда следует, что

$$\eta = \gamma_0 / (1 + \alpha) \text{ или } \gamma_0 = \eta(1 + \alpha). \quad (8)$$

При использовании многопозиционной цифровой модуляции

$$R_b = \lg_2(M) R_s, \quad (9)$$

где M - число элементов пространства сигналов при цифровой модуляции;

R_s - скорость передачи символов цифрового потока.

Согласно критерию Найквиста максимальная скорость передачи символов в полосовой системе численно равна

$$R_s = B_W / (1 + \alpha). \quad (10)$$

Следовательно, при $B_W = B_L$

$$\eta = \lg_2(M) / (1 + \alpha). \quad (11)$$

Отсюда следует, что для повышения спектральной эффективности h необходимо увеличивать кратность модуляции $\lg_2(M)$ и одновременно снижать значение коэффициента скругления спектра α , тем самым увеличивая крутизну среза спектра модулирующего сигнала.

При современном уровне сжатия сигналов изображения для передачи одной программы ТВЧ или нескольких программ стандартного качества требуется скорость потока около 20 Мбит/с. Ранее отмечалось, что для согласования этой скорости со стандартными полосами частот 6, 7 и 8 МГц существующих в мире ТВ каналов, необходимо применять сочетание многопозиционной модуляции с помехоустойчивым кодированием. В нормальных условиях системные компромиссы обеспечиваются при спектральной эффективности около 4 бит/(с·Гц). Однако при недостаточной помехозащищенности канала связи приходится снижать кратность модуляции и повышать избыточность из-за увеличения доли символов корректирующего кодирования, при этом соответственно снижается пропускная способность и, как следствие, падает спектральная эффективность. В зависимости от кратности модуляции и кодовых скоростей, принятых в цифровом наземном ТВ вещании, значения спектральной эффективности могут изменяться в очень широких пределах, что показано в табл. 3 для некоторых типичных случаев использования неиерархической модуляции в канале с полосой 8 МГц.

Таблица 3 Спектральная эффективность

Кодовая скорость	Спектральная эффективность модуляции, бит/(с·Гц)		
	<i>QPSK</i>	<i>16QAM</i>	<i>64QAM</i>
1/2	0,62	1,24	1,87
2/3	0,83	1,66	2,49
3/4	0,93	1,87	2,80
5/6	1,04	2,07	3,11
7/8	1,09	2,18	3,27

б) Энергетическая эффективность

Показатель энергетической эффективности

$$\beta = R_b N_0 / P_C, \quad (12)$$

где P_C - средняя мощность модулированного сигнала;

$N_0 = kT$ - односторонняя спектральная плотность мощности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) на входе приемного фильтра.

С учетом того, что

$$P_C = E_b R_b, \quad (13)$$

где E_b - энергия сигнала на бит информации на входе приемного фильтра, получаем

$$\beta = N_0 / E_b. \quad (14)$$

Таким образом, коэффициент b - величина обратная отношению энергии на бит в передаваемом сигнале к плотности шума на входе приемника.

При использовании в модеме согласованной фильтрации и формировании спектров, согласно критериям Найквиста, энергетическая эффективность b может быть выражена следующим образом:

$$\beta = R_b N_0 B_N / P_C B_N \quad (15)$$

Так как при согласованной найквистовской фильтрации шумовая полоса приемника совпадает с полосой Найквиста, то мощность шума на входе решающего устройства равна $P_{ш} = N_0 B_N$, при этом отношение сигнал/шум $q = P_C / P_{ш}$, а $b = R_b / B_N q$.

Коэффициенты η и β взаимосвязаны. Подставляя в формулу (П2В.38) для β отношение $R_b / B_N = \gamma_0 = \eta(1+\alpha)$, получаем

$$\beta = \eta(1+\alpha) / q, \quad (16)$$

$$q = \eta(1+\alpha) / \beta, \quad (17)$$

Как известно, пропускная способность (максимально возможная скорость передачи информации) частотно-ограниченного канала с аддитивным белым гауссовским шумом определяется формулой Шеннона:

$$C = \Delta F \lg_2(1 + P_C / N_0 \Delta F). \quad (18)$$

Здесь под полосой пропускания системы ΔF следует понимать шумовую полосу, равную полосе Найквиста B_N . В пределе, при выполнении условий теоремы, $R_b = C$, и тогда можно получить соотношение для верхней границы эффективности передачи информации

$$R_b / B_N = \lg_2(1 + q) = \lg_2(1 + \eta(1 + \alpha) / \beta), \quad (19)$$

$$\eta(1 + \alpha) = \lg_2(1 + \eta(1 + \alpha) / \beta). \quad (20)$$

Найдем отсюда формулу для энергетической эффективности β как функции реальной спектральной эффективности η и коэффициента скругления спектра α

$$\beta = \eta(1 + \alpha) / (2^{\eta(1 + \alpha)} - 1). \quad (21)$$

Потенциальная помехоустойчивость цифровой модуляции

а) Фазовая модуляция

При воздействии шума на двухфазный сигнал 2-ФМ, вероятность ошибки на бит на выходе приемного фильтра определяется формулой:

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \int_A^{\infty} e^{-\left(\frac{x^2}{2N}\right)} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2}{2N}} \right), \quad (22)$$

где A - амплитуда огибающей сигнала 2-ФМ в момент решения на выходе приемного фильтра;

N - мощность шума.

При использовании в качестве приемного фильтра согласованного фильтра значение $A^2 / 2N$ достигает максимума и становится равным E_b / N_0 ,

$$A^2 / 2N = E_b N_0, \quad (23)$$

где E_b - энергия на бит входного сигнала PSK;

N_0 - односторонняя спектральная плотность мощности шума на входе приемного фильтра.

В случае когерентной 4-ФМ процесс демодуляции эквивалентен когерентному детектированию сигнала 2-ФМ, уровень которого на 3 дВ ниже, чем у сигнала 4-ФМ, при условии, что входной сигнал 4-PSK когерентно детектируется парой опорных несущих, которые ортогональны между собой и сдвинуты на 45° по отношению к фазам входного сигнала.

Тогда вероятность ошибки на бит для сигнала 4-ФМ

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2}{4N}} \right). \quad (24)$$

При использовании в качестве входного приемного фильтра *согласованного фильтра* действует равенство

$$A^2 / 4N = E_s / 2N_0. \quad (25)$$

десь E_s - энергия символа сигнала ФМ на входе приемного фильтра.

Поскольку символ сигнала 4-ФМ в отличие от символа сигнала 2-ФМ состоит из 2 битов, то $E_s = E_b$ для сигнала 2-ФМ, и $E_s = 2E_b$ для сигнала 4-ФМ. Следовательно, формулы (23) и (25) численно равны друг другу, и вероятность ошибки на бит при когерентном приеме сигнала 4-ФМ является функцией E_b/N_0 , как и для сигнала когерентной 2-ФМ. Таким образом, модуляция 4-ФМ (QPSK) обеспечивает лучший компромисс по критерию мощность-полоса. Кроме того, сигналы ФМ подвержены малым искажениям при сильной нелинейности канала. Это предопределяет преимущественный выбор сигналов с модуляцией ФМ для систем спутниковой связи.

Характеристика вероятности ошибки на бит P_b в зависимости от отношения E_b/N_0 при когерентном детектировании QPSK сигнала 2-ФМ или 4-ФМ показана на рис. 14.

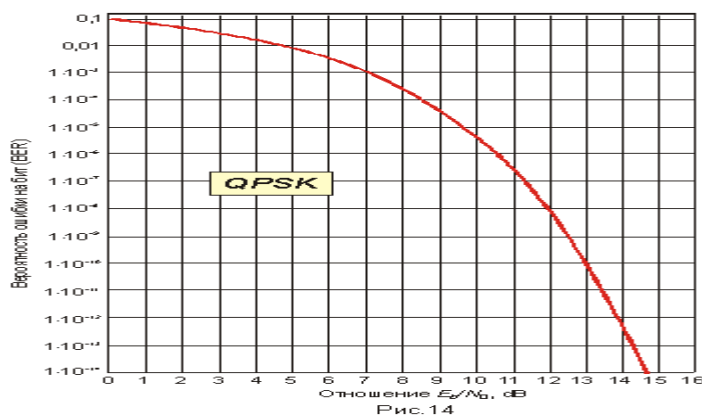


Рис. 14

б) Квадратурная модуляция

Вероятность ошибки на символ канала для многопозиционной квадратурной амплитудной модуляции M-QAM в общем случае:

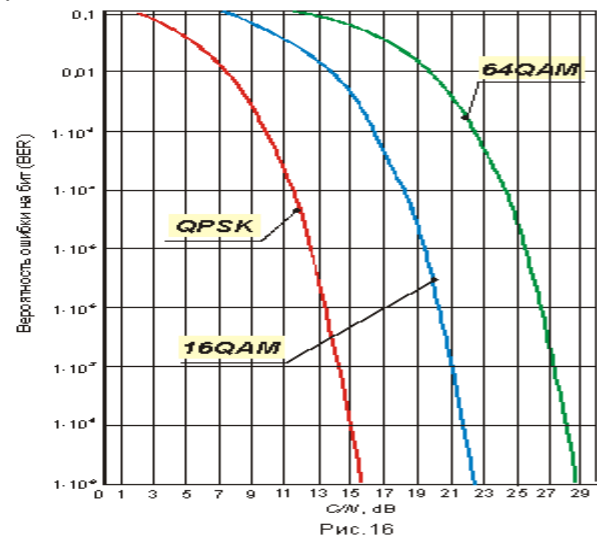
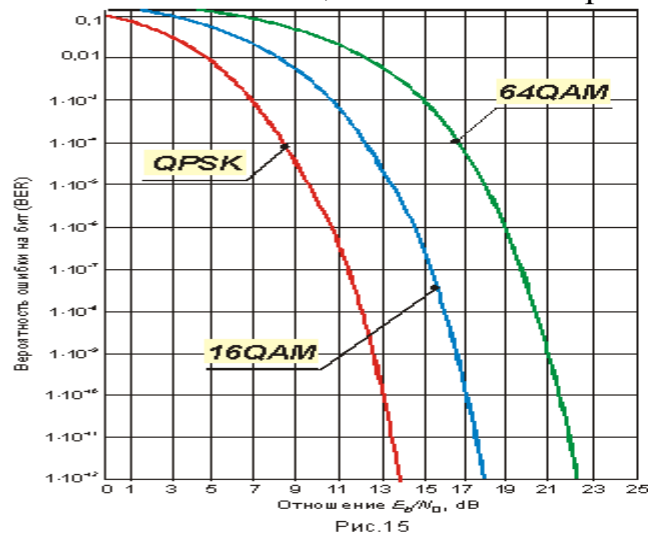
$$P_s = \frac{1}{\lg_2(M)} \left\{ 1 - \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \left[1 - \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \lg_2(M) E_b}{2(M-1) N_0}} \right) \right] \right] \right\}. \quad (26)$$

Кривые потенциальной помехоустойчивости наиболее широко распространенных видов модуляции 16 QAM и 64 QAM в зависимости от отношения E_b/N_0 показаны на рис. 15.

В ряде случаев предпочтительнее использовать в качестве аргумента отношение немущая/шум C/N . Для пересчета отношения E_b/N_0 в отношение C/N используют следующее выражение:

$$C/N = E_b/N_0 = E_b/N_0 \lg_2(M). \quad (27)$$

После подстановки (27) в (26) можно построить соответствующие кривые P_e в зависимости от C/N , показанные на рис. 16.



В системах с помехоустойчивым кодированием необходимо учесть снижение энергии за счет введения в групповой поток проверочных символов.

Тогда формула (П2В.50) будет иметь вид

$$C/N = E_b / N_0 \cdot \lg_2(M)R. \quad (28)$$

где R — кодовая скорость.

в) Оценка помехоустойчивости и эффективности цифровых систем ТВ вещания

В опубликованных отчетах о результатах испытаний различных систем цифрового телевидения, характеризующих помехоустойчивость, приводят вместе или в отдельности значения вероятности ошибки P_e и отношений E_b/N_0 , C/N . С учетом применения различных методов перемежения цифровых потоков и их помехоустойчивого кодирования часто сложно провести абсолютно точный сравнительный анализ используемых методов передачи, однако вполне возможна их достаточно реальная оценка. Наибольшую определенность дают кривые вероятности ошибки от отношения E_b/N_0 , но можно провести и пересчет отношения C/N в E_b/N_0 с последующим определением соответствующих значений вероятности ошибки по кривым, аналогичным представленным на рис. 15 и 16 (имея в виду также достижимый энергетический выигрыш за счет системы защиты от ошибок).

При оценке спектральной эффективности систем цифрового вещания с одной несущей, но с принципиально разными видами модуляции, такими как M-QAM и 8-VSB, следует учитывать, что одно и то же значение эффективности в этих системах достигается за счет различных физических принципов. В системах с M-QAM полоса канала полностью используется передачей двумерного сигнала или двух ортогональных несущих с одним номинальным значением частоты, но с разными фазами. В системах с VSB передается одномерный сигнал, но только с одной боковой полосой. Теоретические расчеты показывают, что при одной и той же спектральной эффективности и при одном и том же значении вероятности ошибки на бит, равном 10^{-3} , необходимое отношение сигнал/шум в обеих системах отличается не более, чем на 0,02 dB. Некоторые вычисленные значения приведены в табл. 4.

Данные табл. 4 показывают, что *квадратурная модуляция* M-QAM обладает немного большей гибкостью, чем VSB, поскольку позволяет передавать данные с нечетным числом бит/Гц.

Таблица 4

Спектральная эффективность, бит/(с Гц)	Минимальное отношение С/Н при вероятности ошибки 10^{-3}	Число позиций сигнала QAM	Число уровней сигнала VSB
2	9,8	4	2
3	14,4	8	-
4	16,5	16	4
5	19,4	32	-
6	22,6	64	8
7	25,4	128	-
8	28,4	256	16

Многочастотная модуляция Построение OFDM-сигналов

После перемежения на передающей стороне QAM-ячейки преобразуются в OFDM-символы. Радиосигнал системы DRM сегментирован по частоте и по времени (рис. 1).

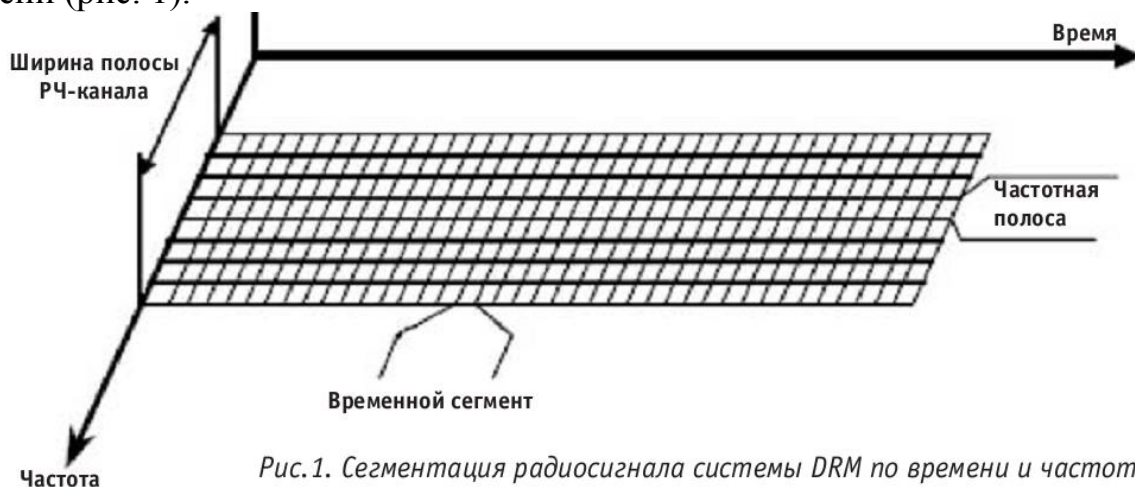


Рис.1. Сегментация радиосигнала системы DRM по времени и частоте

Сегментация по частоте выполняется с помощью равномерной сетки несущих частот, при этом каждая из несущих частот подвергается QAM-модуляции своим цифровым потоком (рис. 2).

Несущие частоты ортогональны и имеют для каждого режима работы свой постоянный шаг по частоте. Сегментацию по времени выполняют OFDM-символы, отделенные друг от друга защитным интервалом (рис. 3).

OFDM-символы в каждом режиме работы системы DRM имеют свою длительность. Каждый OFDM-символ представляет собой сумму отрезков

колебаний несущих частот, модулированных своим цифровым потоком и, вследствие этого, имеющих свои значения амплитуды и начальной фазы, определяемые сочетанием значений бит в соответствующих QAM-ячейках.

Для устранения взаимных помех расстояние по частоте между несущими частотами выбирается равным обратной величине длительности OFDM-символа. Именно в этом случае несущие частоты ортогональны. Эхо-сигналы, сопровождающие радиоприем, представляют собой задержанные копии основного сигнала, вследствие чего начало каждого OFDM-символа ими «загрязняется».

Для устранения этого явления между соседними OFDM-символами вводится защитный интервал (см. рис. 3). Во время действия защитного интервала приемник закрыт. Наличие защитного интервала приводит к некоторому снижению пропускной способности радиоканала.

Чтобы правильно выполнить демодуляцию OFDM-сигнала, приемные устройства должны надлежащим образом выделить эти полезные части OFDM-символов, что требует наличия синхронизации в работе передатчика и приемника. Для этой цели служат так называемые OFDM-пилот-ячейки, именуемые иногда маркерами синхронизации (рис. 4). Они показаны черным цветом.

Итак, общая длительность TS OFDM-символа представляет собой сумму длительностей полезной части T_u и защитного интервала T_g . Расстояние по частоте между соседними несущими частотами OFDM-сигнала равно $1/T_u$. Защитный интервал располагается перед полезной частью OFDM-символа

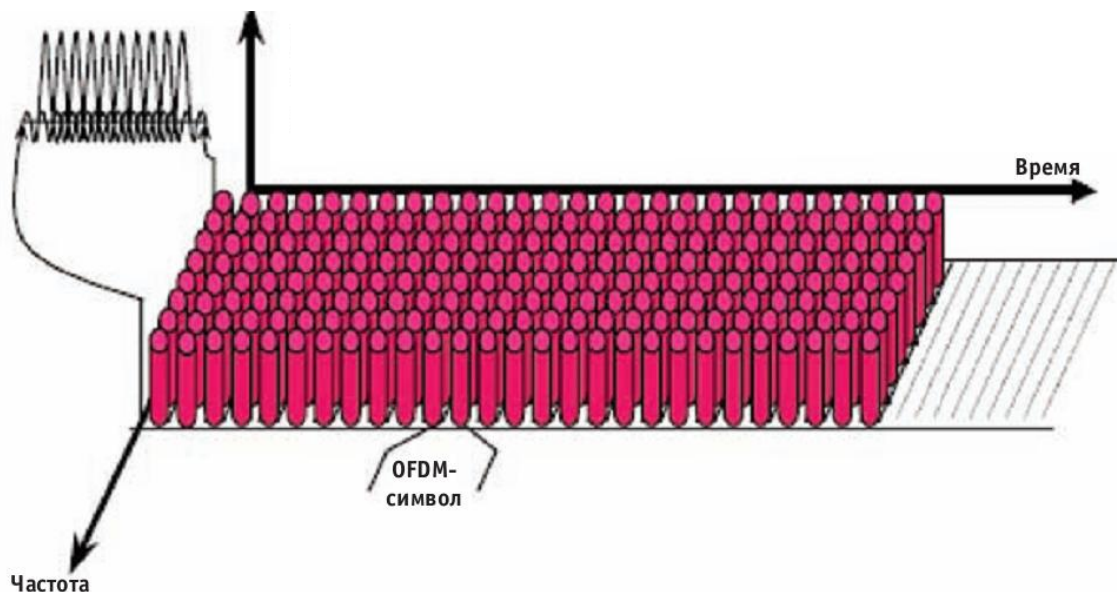


Рис.2. Сегментация по частоте радиосигнала системы DRM: цветные столбики – модулированные несущие частоты (QAM-модуляция)

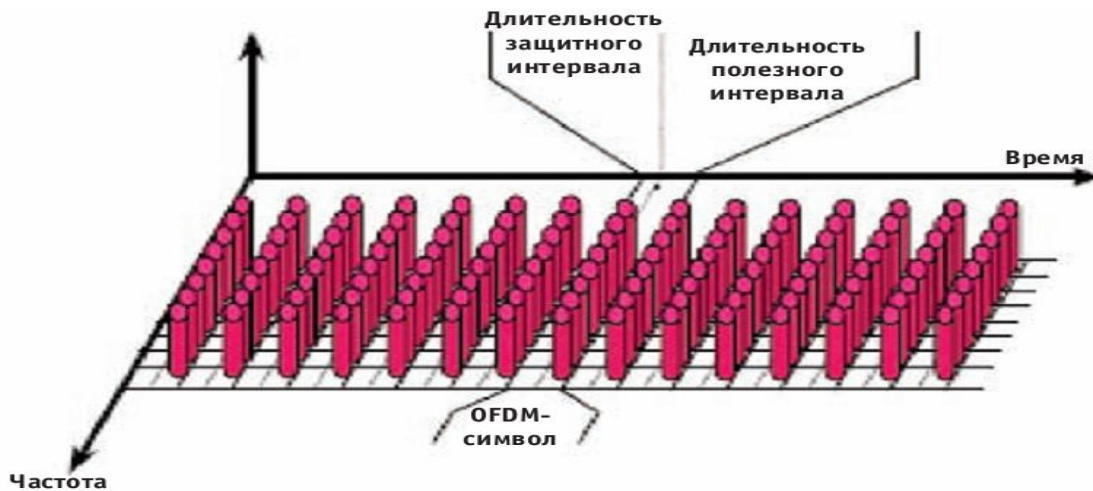


Рис.3. Сегментация по времени радиосигнала системы DRM

(Рисунки 1...5, наглядно поясняющие сложный принцип организации радиоканала, взяты из доклада директора по науке института ITIS Жирарда Фариа «Наземное цифровое телевизионное вещание (DVB-T) – удивительные возможности системы с частотным уплотнением ортогональных несущих и кодированием (COFDM)»).

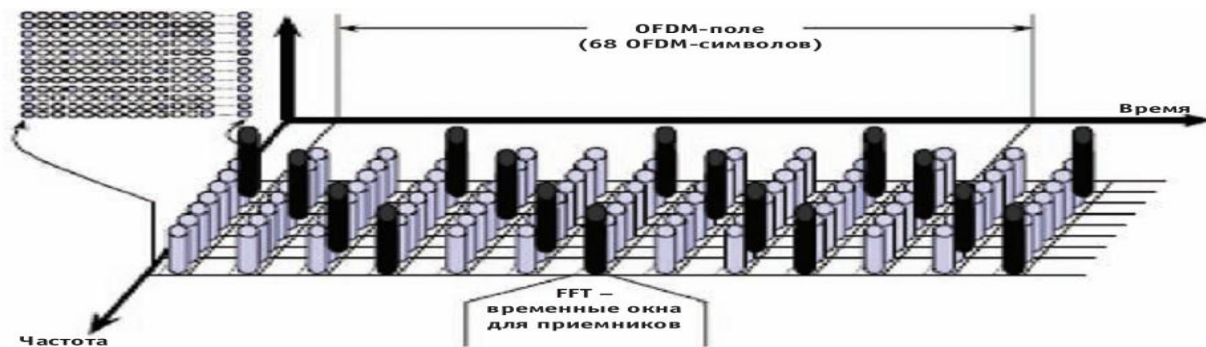


Рис.4. Расположение пилотных QAM-ячеек в поле OFDM-символов

При многолучевом распространении и частотно-селективных замираниях часть несущих, входящих в OFDM-сигнал, может быть ослаблена или вообще утрачена при радиоприеме. Для борьбы с этим явлением в системе смежные биты цифрового потока в радиоканале системы DRM распределяются не по соседним, а по удаленным несущим частотам в пределах каждого символа OFDM. Такая особенность распределения цифрового потока по несущим частотам называется частотным перемежением (рис. 5).

Это очень эффективная мера борьбы с селективными затуханиями сигналов отдельных несущих частот. При наличии частотного перемежения по вполне определенному закону, известному приемнику, мы имеем дело уже с COFDM-модуляцией (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex) и, соответственно, с COFDM-символами. При этом информация, содержащаяся в ослабленных

несущих частотах, во многих случаях может быть восстановлена за счет помехоустойчивого кодирования, перемежения битов во фреймах мультиплексированного потока, FAC- и SDC-блоках, а также перемежения QAM-ячеек в канале MSC. В случае невозможности восстановления утраченной информации применяется маскировка ошибок. Такие технические решения обуславливают высокую надежность и устойчивость приема сигналов в системе DRM.

Из определенного количества OFDM-символов формируются фреймы (кадры) передачи. Первый OFDM-символ каждого фрейма передачи содержит сигнал опорного времени. Длительность фрейма передачи составляет 400 мс. OFDM-символы в кадре передачи нумеруются от 0 до NS-1, где NS – число OFDM-символов во фрейме передачи. Все символы содержат цифровые данные и опорную информацию. Из трех фреймов передачи формируется суперфрейм (сверхкадр) передачи. Его длительность равна 1200 мс. В начале суперфрейма передачи размещается SDC-блок (рис.6).-

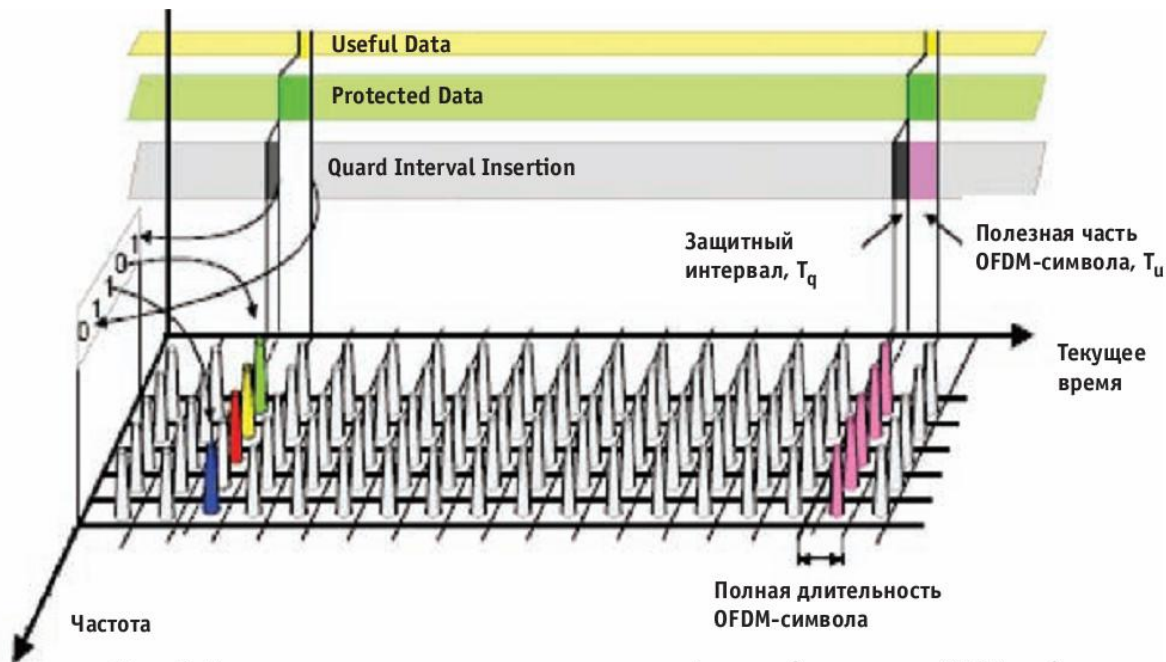


Рис. 5. Принцип частотного перемежения цифровых данных при OFDM-модуляции:
Useful Data – полезные данные; *Protected Data* – защищенные данные;
Guard Interval Insertion – вставки в защитный интервал



Рис.6. Временное размещение информации каналов MSC, FAC и SDC в суперфрейме передачи

Типы OFDM-ячеек

Фрейм передачи содержит следующие виды OFDM-ячеек: пилот-ячейки; ячейки управления; ячейки данных.

Пилот-ячейки. Некоторые OFDM-ячейки содержат заранее известные на приемной стороне значения частот, фаз и амплитуд несущих частот. Они называются пилот-ячейками и служат для оценки качества канала передачи и синхронизации оборудования передающей и приемной частей системы. Значения параметров, передаваемых в этих ячейках, тщательно выбираются с целью оптимизации характеристик системы, особенно начальной синхронизации и надежности приема сигнала.

Пилот-ячейки в свою очередь разделяются на три типа: ячейки опорных частот; ячейки опорного времени; ячейки опорного усиления. Их назначение понятно из названия.

Ячейки управления. Имеется два типа ячеек управления:

ячейки канала быстрого доступа (FAC), они размещаются в каждом фрейме передачи и обеспечивают быструю передачу информации, необходимой DRM-приемнику для демодуляции сигнала;

ячейки канала описания пользовательской информации

(SDC), они повторяются в каждом суперфрейме передачи и

содержат информацию, описывающую имеющиеся в наличии программы, конфигурацию мультиплексирования

цифровых данных в канале MSC и др. Ячейки управления канала SDC используются также для автоматического переключения приемника на альтернативный источник той же программы в случае ухудшения параметров принимаемого сигнала.

Расположение ячеек FAC и SDC в суперфрейме передачи показано на рис.6.

Ячейки данных. Это такие OFDM-ячейки, которые

не относятся к пилот-ячейкам и ячейкам управления,

с их помощью передается основная информация, содержащаяся в сигнале DRM.

Параметры OFDM-символов

Параметры OFDM-символов зависят от условий распространения радиоволн, полосы частот радиоканала системы DRM, количества несущих частот, их расположения по отношению к так называемой опорной частоте f_R . Заметим, что опорная частота равна частоте несущей из их множества, которой присвоен номер $k = 0$. Эта несущая не подвергается модуляции, относительно нее отсчитывают номера остальных несущих частот, расположенных выше или ниже нее по частоте. Группа несущих, передающих информацию канала FAC, всегда расположена справа (выше по частоте) по отношению к опорной частоте f_R , которая выбирается как целое число, кратное 1 кГц.

Параметры OFDM-символов и другие характеристики системы DRM представлены в таблице. В системе DRM в зависимости от условий

распространения радиосигналов возможны четыре режима работы: А, В, С, D (см. табл.).

Одно из достоинств системы DRM – возможность работы в одночастотной сети. Одночастотную сеть (SFN, Single Frequency Network) образуют из нескольких разнесенных по территории передатчиков, работающих на одной частоте и излучающих в эфир в каждый момент времени идентичный сигнал, а именно – на одной частоте в один и тот же момент одинаковые биты данных. Чтобы это было возможно, необходимо осуществлять синхронизацию каждого передатчика одночастотной сети во времени и по частоте.

Рабочая частота каждого передатчика одночастотной сети должна поддерживаться с высокой точностью и постоянно контролироваться. При этом стабильность и точность рабочей частоты должны быть такими, чтобы каждая несущая из их множества занимала бы свое абсолютное положение независимо от используемой ширины полосы радиоканала. Для такой синхронизации используется всемирная опорная частота GPS-приемников. Режим синхронизации по частоте в укрупненном виде показан на рис. 7.

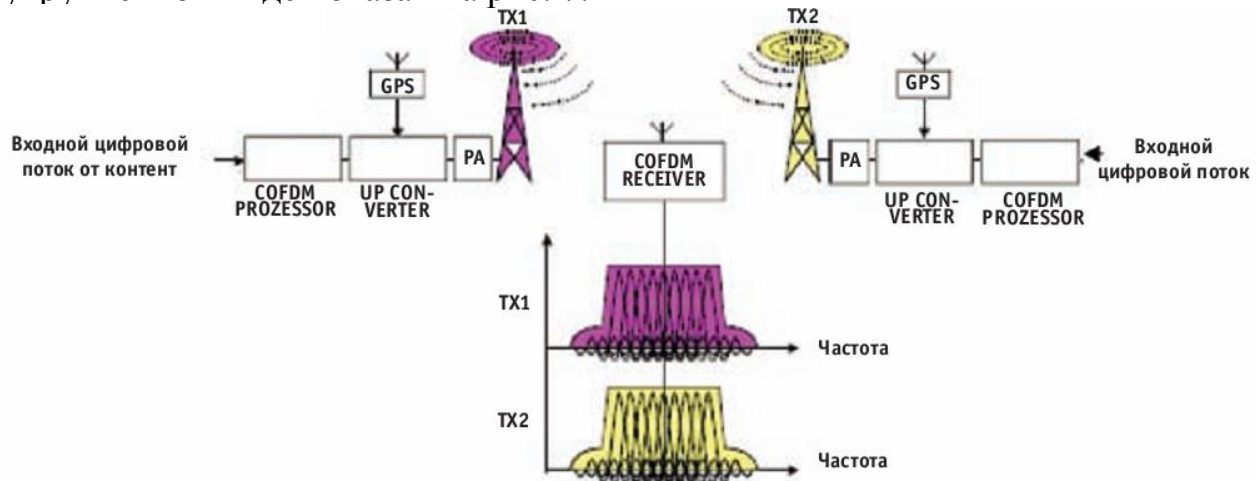


Рис.7. Синхронизация оборудования по частоте в системе DRM: TX1 и TX2 – антенны DRM-передатчиков; COFDM PROZESSOR – формирователь COFDM-сигнала; UP CONVERTER – усилитель и преобразователь частоты; PA – усилитель радиочастоты; GPS – GPS- приемник; COFDM RECEIVER – приемник COFDM-сигнала

Величина защитного интервала оказывает решающее влияние на топологию одночастотной сети, ибо его длительность определяет максимальное расстояние между передатчиками, работающими в совмещенном канале (на одной частоте). Очевидно, что все передатчики должны излучать при работе в одночастотной сети в каждый текущий момент времени одинаковый символ OFDM, а для этого необходима синхронизация по времени. Эта синхронизация ограничивает время поступления эхо-сигналов и сигналов от соседних передатчиков величиной защитного интервала OFDM-символа (рис. 8).

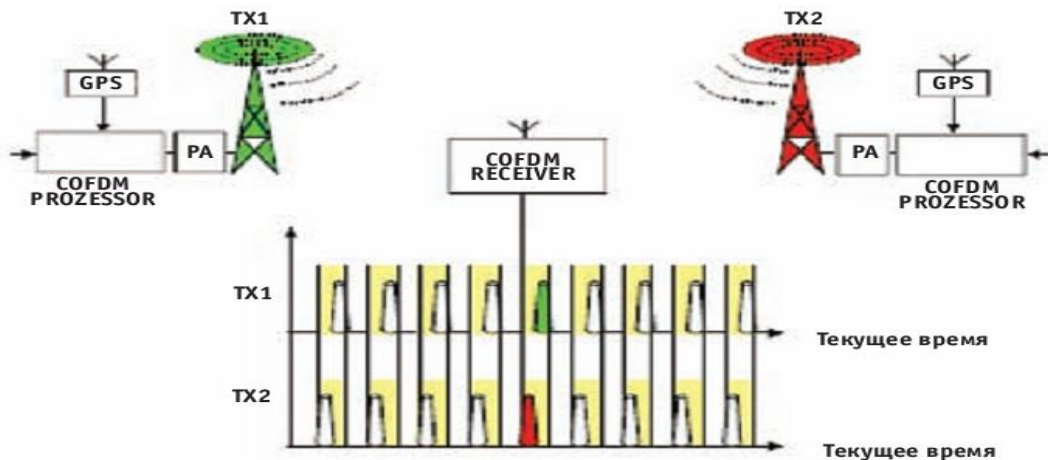


Рис. 8. Синхронизация передатчиков одночастотной сети по времени:
 TX1 и TX2 – антенны DRM-передатчиков; COFDM PROZESSOR –
 формирователь COFDM-сигнала; UP CONVERTER – усилитель
 и преобразователь частоты (не показан); PA – усилитель радиочастоты;
 GPS – GPS- приемник; COFDM RECEIVER – приемник COFDM-сигнала

Примечание:

режим А – Гауссовские каналы с малыми замираниями;

режим В – каналы, имеющие частотную и временную селективность с увеличенными задержками распространения;

режим С – аналогично режиму В, но с повышенным эффектом Доплера;

режим D – аналогично режиму В, но с существенными задержками распространения и значительным эффектом Доплера.

Стандарт DRM в настоящее время перерабатывается. Он будет в своей новой версии DRM+ распространен на диапазон частот до 120 МГц. Его разработка должна быть завершена уже в 2009 году.

В заключение отметим, что оборудование для передающей части системы DRM поставляется на рынок в настоящее время многими фирмами: DRS Continental Electronics, США; Harris Broadcast, США; Hitachi Kokusai Electric Inc, Япония; Nautel Ltd, Канада; Fraunhofer Gesellschaft, ФРГ; RIZ-Transmitters Co., Хорватия; Thom-son Broadcast & Multimedia, Франция/Швейцария; DIGIDIA, Франция; TRANSRADIO SenderSysteme Berlin, ФРГ.

Однако полные комплекты оборудования для передающей части системы поставляют пока только фирмы ФРГ и Франции. Основным разработчиком программного обеспечения, кодирующего и контрольно-измерительного оборудования является фирма Fraunhofer Gesellschaft, ФРГ. Серийное производство приемников формата DRM уже налажено за рубежом многими фирмами

Методы и технологии модуляции сигнала.

Каждый новый стандарт использует новые, более быстрые и надежные спецификации для физического уровня:

спецификация для работы в **инфракрасном диапазоне**;

DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum, расширение спектра прямой последовательностью) — определяет работу устройств в диапазоне радиочастот по радиоканалам с широкополосной модуляцией с прямым расширением спектра методами прямой псевдослучайной последовательности;

FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum, расширение спектра за счет скачкообразного изменения частоты) — определяет работу устройств в диапазоне радиочастот по радиоканалам с широкополосной модуляцией со скачкообразной перестройкой частоты псевдослучайными методами;

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, ортогональное мультиплексирование с разделением частот) — определяет работу устройств в диапазоне радиочастот по радиоканалам с использованием подканалов с разными несущими частотами;

PBCC (Packet Binary Convolutional Coding, двоичное пакетное свёрточное кодирование) — метод двоичного пакетного свёрточного кодирования;

технология **кодирования Баркера** — описывает способ кодирования данных с помощью последовательностей Баркера;

ССК (Complementary Code Keying, кодирование с помощью комплементарных кодов) — описывает способ дополнительного кодирования битов передаваемой информации;

ССК-OFDM — описывает способ кодирования данных с помощью гибридного метода, что позволяет увеличить скорость передачи сигнала при невысокой избыточности данных;

QAM (Quadrature Amplitude Modulation, квадратурная амплитудная модуляция) — описывает способ квадратурной амплитудной модуляции сигнала, который работает на скорости выше 48 Мбит/с.

Первые образцы оборудования работали в диапазоне частот 902-928 МГц. Данные передавались со скоростью 215-860 Кбит/с при использовании метода расширения спектра прямой последовательностью (**DSSS**). Указанный диапазон частот разбивался на каналы шириной около 5 МГц (при скорости передачи данных 215 Кбит/с таких каналов получалось пять). При максимальной скорости передачи информации спектр сигнала достигал 19 МГц, в результате чего получался только один частотный канал шириной 26 МГц.

Когда появилось подобное оборудование, то используемой скорости передачи данных было достаточно для выполнения многих задач, если сеть состояла из нескольких компьютеров. Однако чем больше компьютеров подключалось к сети, тем ниже становилась скорость передачи данных. Например, при подключении к сети пяти компьютеров реальная скорость передачи данных в пять раз меньше

теоретической. Таким образом, чем больше компьютеров в сети, тем с меньшей скоростью передавались данные, а при теоретической скорости передачи данных 860 Кбит/с возможная скорость передачи вообще составляет «крохи».

Конечно, скорость можно было бы со временем увеличить. Однако начали проявляться последствия других негативных факторов, самым главным из которых стало использование диапазона 900 МГц операторами мобильной связи. Именно этот факт привел к тому, что подобное оборудование для беспроводных сетей не прижилось среди пользователей. В результате анализа сложившейся ситуации было принято решение использовать диапазон частот 2400-2483,5 МГц, а позже — 5,150-5,350 ГГц, 5150-5350 МГц и, наконец, 5725-5875 МГц. Это позволило добиться не только большей пропускной способности таких сетей, но и достаточной защищенности от помех.

Метод DSSS

Смысл метода расширения спектра прямой псевдослучайной последовательностью (DSSS) заключается в приведении узкополосного спектра сигнала к его широкополосному представлению, что позволяет увеличить устойчивость передаваемых данных к помехам.

При использовании метода широкополосной модуляции с прямым расширением спектра диапазон 2400-2483,5 МГц делится на 14 перекрывающихся или три не перекрывающихся канала с промежутком в 25 МГц. Фактически это означает, что разное оборудование может параллельно использовать три канала, при этом не мешая друг другу работать.

Для пересылки данных используется всего один канал. Чтобы повысить качество передачи и снизить потребляемую при этом энергию 1 (за счет снижения мощности передаваемого сигнала), используется последовательность Баркера, которая характеризуется достаточно большой избыточностью. Избыточность кода позволяет избежать повторной передачи данных, даже если пакет частично поврежден.

Метод FHSS

При использовании метода широкополосной модуляции со скачкообразной перестройкой (FHSS) частотный диапазон 2400-2483,5 МГц делится на 79 каналов шириной по 1 МГц. Данные передаются последовательно по разным каналам, создавая некоторую схему переключения между каналами. Всего существует 22 такие схемы, причем схему переключения согласовывают отправитель и получатель данных. Схемы переключения разработаны таким образом, что шанс использования одного канала разными отправителями минимален.

Переключение между каналами происходит очень часто, что обусловлено малой шириной канала (1 МГц). Поэтому метод FHSS в своей работе использует весь доступный диапазон частот, а значит, и все каналы.

Метод OFDM

Метод ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) является одним из «продвинутых» и скоростных методов передачи данных. В отличие от методов DSSS и FHSS, с его помощью можно параллельно передавать данные по нескольким частотам радиодиапазона. При этом информация разбивается на части, что позволяет не только увеличить скорость, но и улучшить качество передачи.

Данный метод модуляции сигнала может работать в двух диапазонах — 2,4 и 5 ГГц.

Метод PBCC

Метод двоичного пакетного свёрточного кодирования (BCC) используется при скорости передачи данных 5,5 и 11 Мбит/с. Этот же метод, только слегка модифицированный, используется и при скорости передачи данных 22 Мбит/с.

Принцип PBCC основан на том, что каждому биту информации, который нужно передать, назначаются соответствующие два выходных бита (так называемый дибит), созданные в результате преобразований с помощью логической функции XOR и нескольких запоминающих ячеек 1. Поэтому этот метод называется свёрточным кодированием со скоростью 1/2, а сам механизм кодирования — свёрточным кодером.

Использование свёрточного кодера позволяет добиться избыточности кода, что, в свою очередь, повышает надежность приема данных.

Чтобы отправить готовый дибит, используется фазовая модуляция сигнала. При этом в зависимости от скорости передачи применяется определенный метод модуляции — двоичная фазовая модуляция (BPSK, скорость передачи — 5,5 Мбит/с) или квадратичная фазовая модуляция (QPSK, скорость передачи — 11 Мбит/с).

Смысл модуляции заключается в том, чтобы ужать выходной дибит до одного символа, не теряя при этом избыточность кода. В результате скорость поступления данных будет соответствовать скорости их передачи, но при этом они будут обладать сформированной избыточностью кода и более высокой помехозащищенностью.

Метод PBCC также предусматривает работу со скоростью передачи данных 22 и 33 Мбит/с. При этом используется пунктурный кодер и другая фазовая модуляция.

Для примера рассмотрим скорость передачи данных 22 Мбит/с (вдвое выше скорости 11 Мбит/с). В этом случае согласно алгоритму своей работы свёрточный кодер переводит каждые два входящих бита в четыре исходящих. Это приводит к слишком большой избыточности кода, что не всегда приемлемо при определенном уровне помех. Поэтому, чтобы уменьшить лишнюю избыточность, используется пунктурный кодер, задача которого — удаление лишнего бита в группе из четырех битов, выходящих из свёрточного кодера.

Таким образом, каждым двум входящим битам соответствуют три бита, обладающие достаточной избыточностью. Эти три бита проходят через модернизированную фазовую модуляцию (восьмипозиционная фазовая модуляция 8-PSK), которая упаковывает их в один символ, готовый к передаче.

Технология кодирования Баркера

Чтобы повысить помехоустойчивость передаваемого сигнала, то есть увеличить вероятность безошибочного распознавания сигнала на приемной стороне в условиях шума, можно воспользоваться методом перехода к широкополосному сигналу, добавляя в исходный сигнал избыточность. Для этого в каждый передаваемый информационный бит «встраивают» определенный код, состоящий из последовательности так называемых чипов.

Итак, после подбора специальных сочетаний последовательности чипов и превращения исходящего сигнала практически в нераспознаваемый шум при приеме сигнал умножается на специальную корреляционную функцию (код Баркера). В результате этого все шумы становятся в 11 раз слабее, так как остается только полезная часть сигнала — непосредственно данные.

Казалось бы, что можно сделать с сигналом, который состоит из сплошного шума? Оказывается, применив код Баркера, можно достичь гарантированного качества доставки данных.

Технология ССК

Технология шифрования с использованием комплементарных кодов (ССК) применяется для сжатия битов данных, что позволяет достичь повышения скорости передачи информации.

Изначально эта технология использовалась в стандарте IEEE 802.11b, что позволило достичь скорости передачи данных 5,5 и 11 Мбит/с. С помощью ССК можно кодировать несколько битов в один символ. В частности, при скорости передачи данных 5,5 Мбит/с 1 символ равняется четырем битам, а при скорости 11 Мбит/с один символ равен 8 битам данных.

Данный способ кодирования можно описать достаточно сложными системами — математическими уравнениями, в основе которых лежат комплементарные восьмиразрядные комплексные последовательности. Коснемся этой темы лишь поверхностно.

Технология ССК-OFDM

Технология гибридного кодирования ССК-OFDM используется при работе оборудования как с обязательными, так и с возможными скоростями передачи данных.

Как ранее упоминалось, при передаче информации применяются пакеты данных, имеющих специальную структуру. Эта структура содержит, как минимум, служебный заголовок. При использовании гибридного кодирования ССК-OFDM служебный заголовок пакета строится с помощью ССК-кодирования, а сами данные — с помощью OFDM-кодирования.

Технология QAM

Технология квадратурной амплитудной модуляции (QAM) используется при высоких скоростях передачи данных (начиная со скорости 24 Мбит/с). Ее суть заключается в том, что скорость передачи данных повышается за счет изменения фазы сигнала и изменения его амплитуды. При этом используются модуляции 16-QAM и 64-QAM, которые позволяют кодировать 4 бита в одном символе при 16 разных состояниях сигнала (в первом случае) и 6 битов в одном символе при 64 разных состояниях сигнала (во втором).

Обычно 16-QAM используется при скорости передачи данных 24 и 36 Мбит/с, а модуляция 64-QAM — при скорости передачи данных 48 и 54 Мбит/с.