

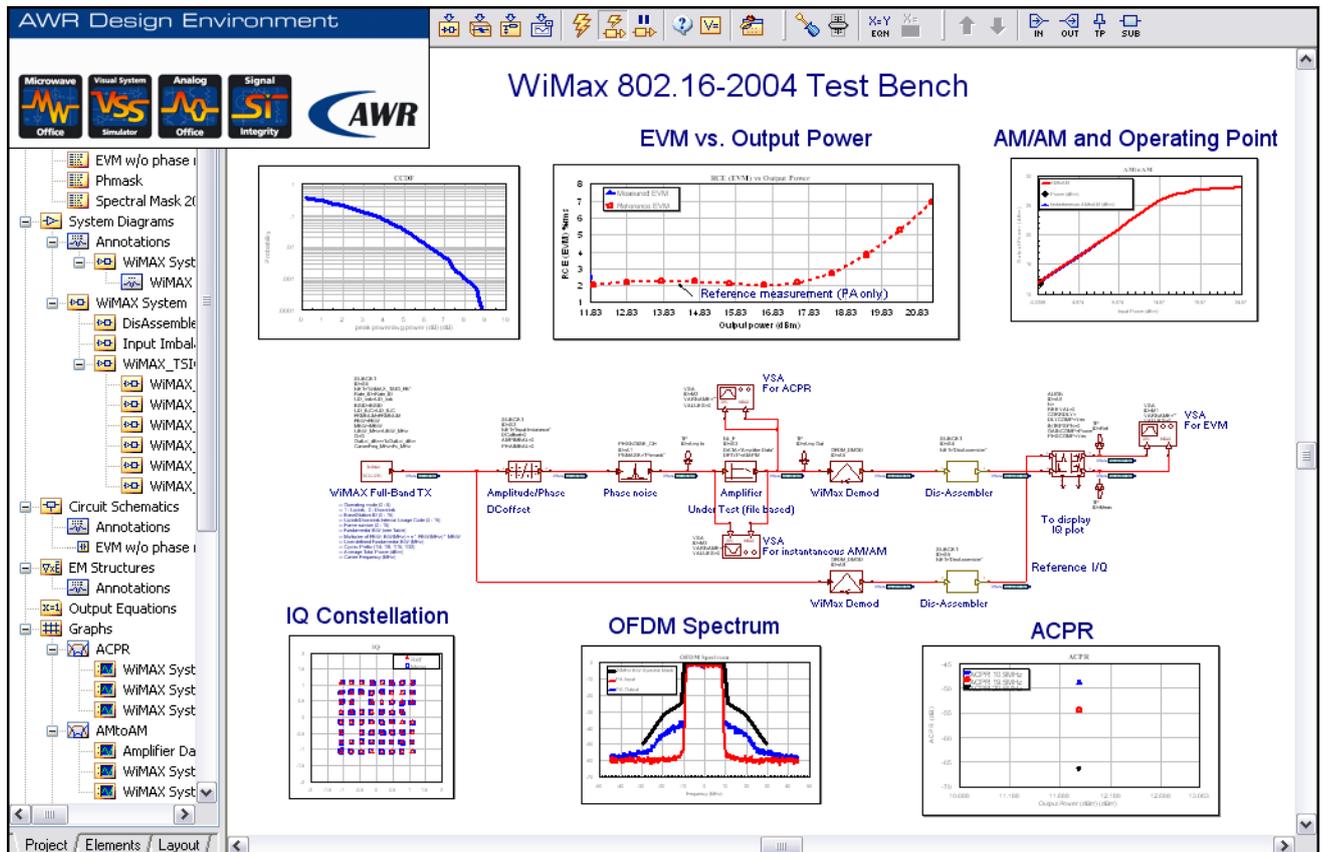


МОСКОВСКИЙ ОРДЕНА ЛЕНИНА, ОРДЕНА ОКТЯБРЬСКОЙ РЕВОЛЮЦИИ
И ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ ИМ. М. В. ЛОМОНОСОВА

ФИЗИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАФЕДРА РАДИОФИЗИКИ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

ОПИСАНИЕ К ЗАДАЧЕ СПЕЦПРАКТИКУМА

“ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО МЕТОДА МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛА
В СОВРЕМЕННЫХ ЦИФРОВЫХ
СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ.
МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ AWR DESIGN ENVIRONMENT”



МОСКВА – 2008 г.

Содержание

Содержание	2
1 Введение	3
1.1 Структура системы цифровой связи	3
1.1.1 Кодер источника	6
1.1.2 Кодер канала.....	7
1.1.3 Модулятор	9
Baseband-фильтр	11
1.2 Цифровые виды модуляции	16
1.2.1 Амплитудные виды модуляции (OOK, ASK, M-ASK).....	17
Многопозиционная амплитудная модуляция (M-ASK).....	19
1.2.2 Фазовые виды модуляции (BPSK, QPSK, M-PSK).....	20
Двоичная фазовая модуляция (BPSK – Binary Phase Shift Keying).....	21
Квадратурная фазовая модуляция (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying).....	22
Многопозиционная фазовая модуляция (M-PSK)	24
1.2.3 Амплитудно-фазовые виды модуляции (QAM).....	24
1.2.4 Частотные виды модуляции (FSK, MSK, M-FSK, GFSK, GMSK).....	25
Многопозиционная частотная модуляция (M-FSK).....	26
Частотная модуляция с минимальным сдвигом (MSK).....	26
Виды частотной модуляции с ограниченным спектром (GFSK, GMSK).....	27
1.2.5 Сравнение различных видов модуляции	28
1.2.6 Выбор оптимального метода модуляции	32
1.2.7 Усовершенствованные виды модуляции.....	40
Модификации Феера	40
Модуляция с решетчатым кодированием (TCM)	41
Оптимизация сигнального созвездия. N-мерные сигнальные созвездия	42
2 Среда моделирования Visual System Simulator (VSS).....	43
2.1 Подготовка системы к работе.....	44
2.2 Описание модели BPSK	45
3 Практическая часть.....	46
Упражнение 1. Наблюдение временной формы сигналов	46
Упражнение 2. Измерение спектра сигналов. Сравнение спектральных эффективностей.....	48
Упражнение 3. Наблюдение сигнальных созвездий	49
Упражнение 4. Измерение вероятности ошибки на бит. Сравнение энергетической эффективности	49
Упражнение 5. Измерение вероятности ошибки на бит в системах связи с канальным кодированием. Измерение пропускной способности.....	50
Упражнение 6. Определение реальной скорости передачи. Выбор оптимального вида модуляции.....	51
4 Литература.....	52

1 Введение

В настоящее время подавляющее большинство систем радиосвязи и радиовещания являются цифровыми. Те системы, которые в данный момент являются в основном аналоговыми (например, телевидение и радиовещание), чаще всего имеют четкую, закрепленную нормативными документами тенденцию перехода на цифровую основу.

В качестве примеров систем цифровой связи можно привести следующие: сотовая связь (GSM, CDMA, системы 3-го поколения (CDMA-2000, UMTS(WCDMA)), мобильный интернет (GPRS и др.), беспроводные локальные сети (IEEE 802.11 Wi-Fi), беспроводные сети городского покрытия (IEEE 802.16 WiMax), системы подвижной связи (TETRA и др.). В России планируется развертывание вещательных сетей цифрового телевидения (DVB) и радиовещания (Eureka). Цифровая радиосвязь используется в навигации, спутниковом вещании, телефонии (DECT), специальных задачах.

Такое широкое применение цифровой радиосвязи обусловлено несколькими причинами. При организации системы связи чаще всего основной задачей является передача требуемого или максимального количества информации за заданное время с требуемым качеством (достоверностью) при минимальных энергетических затратах. Только цифровая передача данных позволяет осуществить передачу информации с любой заданной достоверностью (на практике, без потерь). Существенно то, что в настоящее время многие источники информации являются цифровыми (информация в ПК, аудио- и видеоносители и др.). Цифровые способы хранения данных обеспечивают возможность долгосрочного сохранения информации без потерь, обеспечивают более высокие характеристики. Разработанные методы цифровой обработки сигналов позволяют достаточно просто реализовать такие алгоритмы обработки, которые нереализуемы или трудно достижимы с использованием аналоговых устройств (например, специальные характеристики фильтров). Использование данных методов позволяет существенно повысить характеристики приемно-передающей аппаратуры. В современном радиоприемнике большинство операций по обработке сигнала сосредоточено в цифровой части устройства (процессоре цифровой обработки сигнала (Digital Signal Processor – DSP) или программируемой логической микросхеме (ПЛИС). Таким образом, большинство операций реализовано программно. Ввиду этого достигается значительно большая функциональность цифровых систем по сравнению с аналоговыми, так как смена выполняемых функций, стандарта связи, вида модуляции, обновление алгоритмов обработки до более современной версии осуществляется простой перезагрузкой программы или выполнением отдельной ее ветви. Достигается и большая защищенность интеллектуальной собственности путем защиты программы от копирования.

1.1 Структура системы цифровой связи

В наиболее общем виде структура системы радиосвязи для одного пользователя и одного источника информации приведена на рис.1.

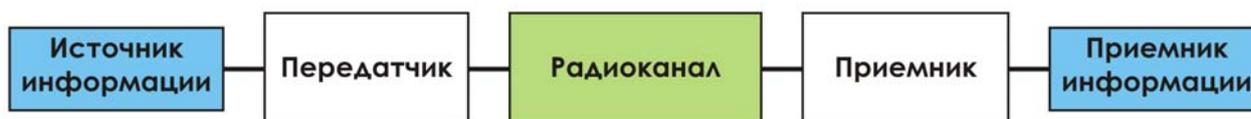


Рисунок 1. Структура системы радиосвязи

Эффективность передачи информации через систему радиосвязи при определенных физических характеристиках радиоканала определяется свойствами передатчика и приемника, выбранными методами организации канала связи. Типовая структура передатчика системы цифровой связи изображена на рис.2.

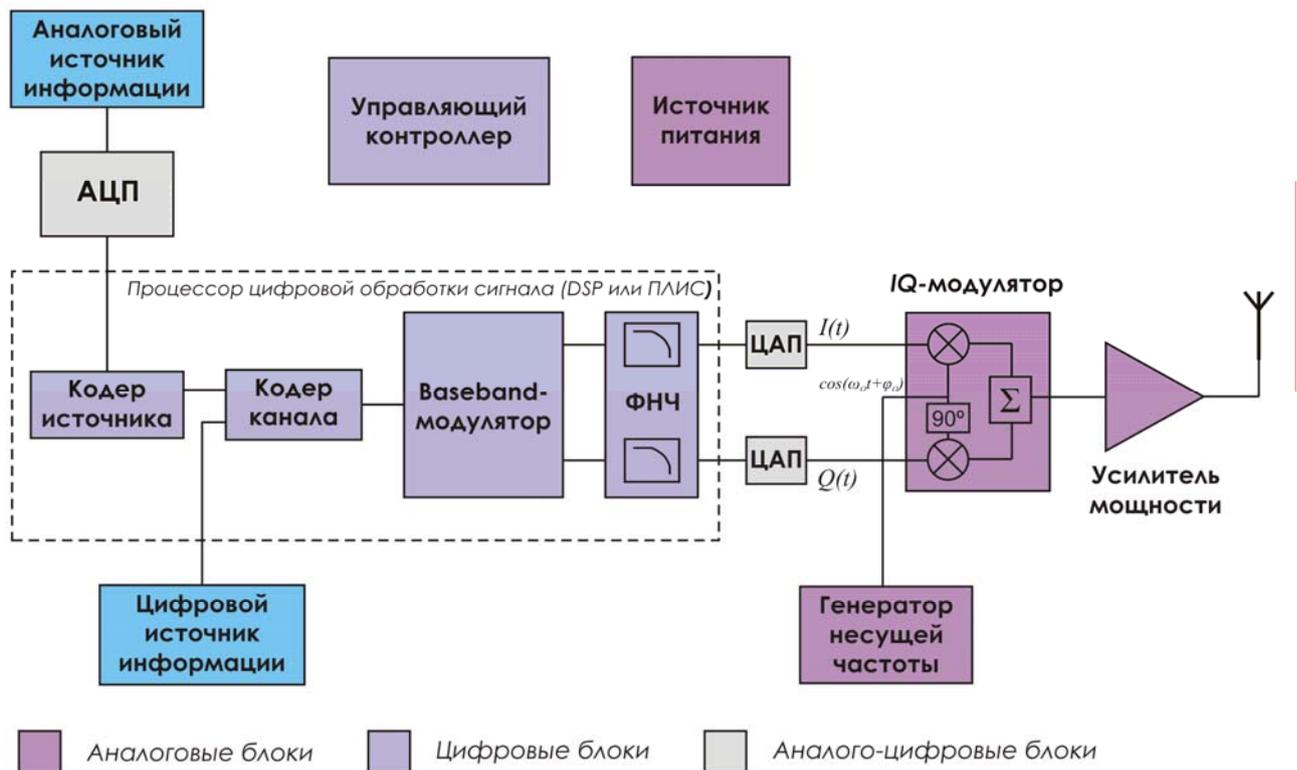


Рисунок 2. Структурная схема типовой реализации передатчика цифровой системы радиосвязи

Первичным блоком в системе цифровой связи является источник информации. Источник может быть аналоговым (непрерывным) или цифровым. Аналоговый источник характеризуется представлением исходной информации в виде непрерывного сигнала (рис.3, а). Например, микрофон, напряжение на выходе которого линейно связано со звуковым давлением на мембрану. Аналоговый сигнал определен для всех моментов времени.

Цифровой источник сигнала генерирует цифровой сигнал – последовательность битов (символов) информации. Цифровым источником может быть, к примеру, персональный компьютер, цифровой носитель аудио- или видеоинформации.

В случае, если источник является аналоговым, выполняется преобразование его сигнала в цифровой с помощью АЦП (аналогово-цифрового преобразователя). Преобразование является осуществлением двух операций – дискретизации во времени и квантования по уровню. Дискретизация во времени осуществляется путем взятия отсчетов (измерений) уровня аналогового сигнала в моменты времени, разделенные постоянным периодом – интервалом дискретизации. Сигнал, состоящий из отсчетов, взятых через интервал дискретизации, называется дискретным сигналом (рис.3, б). Величина, обратная интервалу дискретизации, называется частотой дискретизации. Таким образом, в случае цифрового сигнала, значения уровня сохраняются не для всех моментов времени, а только для определенных (дискретных).

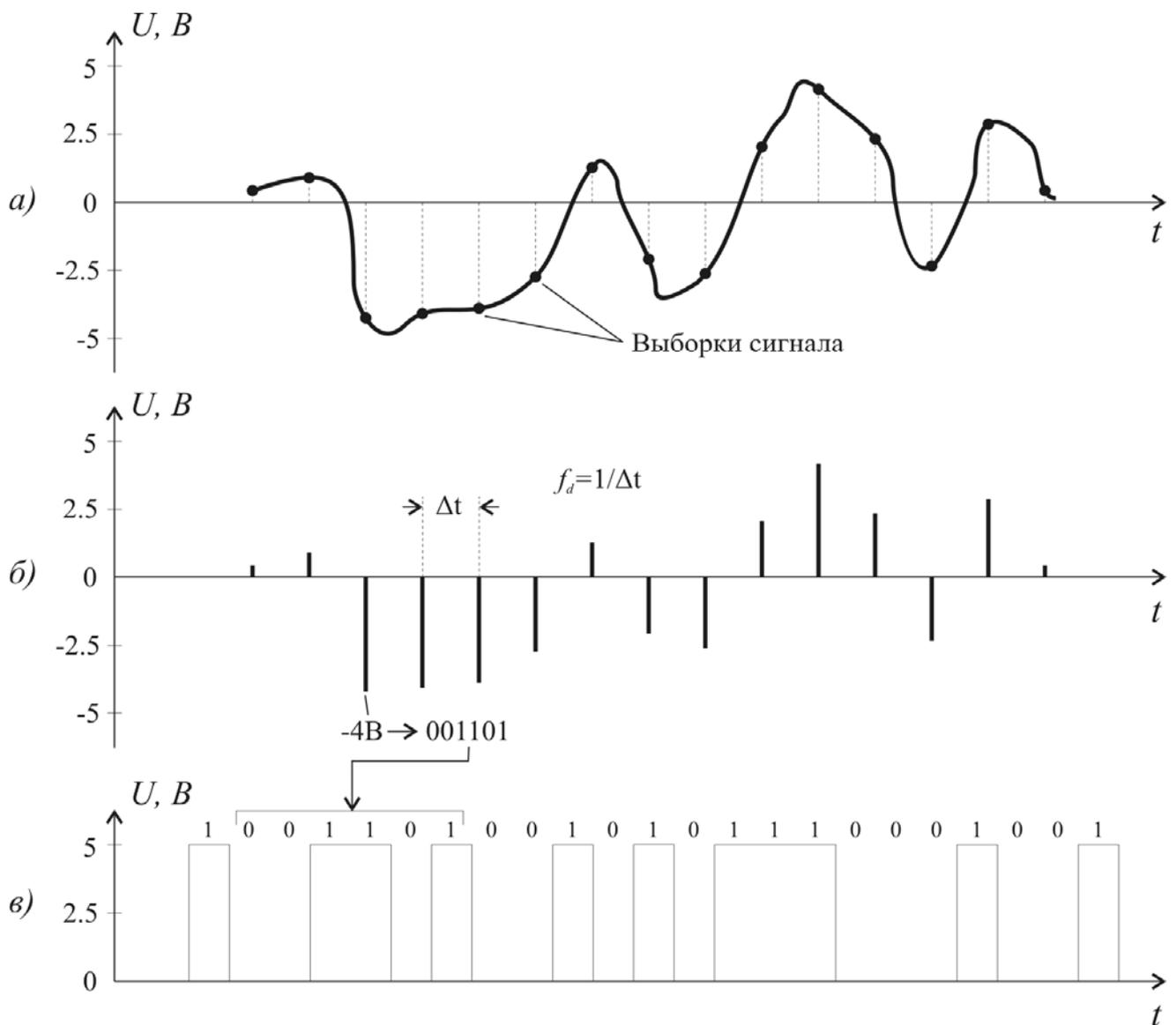


Рисунок 3. Дискретизация сигнала: а – исходный аналоговый сигнал; б – дискретный сигнал; в – результирующий цифровой двоичный сигнал.

Возможность перевода сигнала в цифровую форму основывается на теореме Котельникова (Найквиста):

сигнал может быть полностью восстановлен по последовательности своих отсчетов, взятых с частотой дискретизации $f_d \geq 2f_{\max}$, где f_{\max} – максимальная частота в спектре исходного сигнала. Восстановление выполняется согласно формуле (1):

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k \frac{\sin(\omega_{\max} t - k\pi)}{\omega_{\max} t - k\pi}, \quad (1)$$

где $\omega_{\max} = 2\pi f_{\max}$, s_k – выборки (отсчеты) сигнала.

Как видно из (1), исходный аналоговый сигнал может быть точно восстановлен, если он измерен на всей временной оси. Поэтому, для реальных, ограниченных во времени сигналов будет наблюдаться ошибка восстановления, уменьшающаяся при увеличении частоты дискретизации и максимальная вблизи начала и конца сигнала. Ошибки можно избежать сглаживанием краев сигнала при помощи *оконной функции*.

После дискретизации во времени выполняется квантование по уровню. Необходимость квантования уровня обусловлена тем, что реальные АЦП имеют ограниченную точность (разрядность), а также тем, что нет необходимости представлять информацию с бесконечной точностью, при этом повышаются затраты на память и время обработки сигнала. Квантование

подразумевает собой разбиение интервала возможных значений уровня сигнала на эквидистантные интервалы. После этого для каждого измеренного значения уровня сигнала выбирается наиболее близкое дискретное значение уровня. Например, диапазон входных значений АЦП $-5\text{В}..+5\text{В}$. Допустим, разрядность АЦП 12 бит, что означает, что интервал значений сигнала разбит на $2^{12} = 4096$ уровней с интервалом $10/4096 = 0.00244$ В. Пусть входной сигнал в данный момент времени имеет значение $+2.5$ В. В этом случае наиболее близким для него будет уровень с номером 1024, что в двоичной системе счисления имеет вид $1024_{(10)} = 0100\ 0000\ 0000_{(2)}$. В данный момент времени на выходе АЦП будет последовательность битов 0100 0000 0000, которую сменит новая последовательность битов по истечении интервала дискретизации. Таким образом, цифровой сигнал является дискретным во времени и по уровню.

1.1.1 Кодер источника

С выхода аналого-цифрового преобразователя цифровой сигнал часто поступает на *кодер источника* сигнала (рис.2). Основная задача кодера источника – *сжатие информации*. Чем меньше объем информации, который необходимо передавать через радиоканал в единицу времени, тем меньше ошибок произойдет при передаче, меньше требуемая полоса частот и энергия, которую необходимо затратить на передачу.

Как правило, цифровые источники не кодируются. В этом случае исходная информация либо уже закодирована (например MP3-файл), либо может быть при желании сжата пользователем перед передачей (к примеру, с использованием алгоритмов сжатия на ПК), либо информация разнородна, тип ее заранее не известен и оптимальный метод кодирования выбрать трудно (типовой вариант связи по Wi-Fi).

Аналоговые источники, напротив, обычно обладают значительной избыточностью. Ввиду этого, объем передаваемой информации может быть сокращен без потери качества. В системах, где требуется сильное сжатие передаваемой информации (таких как сотовая связь, имеющая ограниченный частотный ресурс и большое число абонентов), применяется сжатие информации с приемлемой потерей качества.

Сжатие информации осуществляется путем устранения избыточности информации или создания физической модели источника информации. В первом случае создается физическая модель избыточности информации. Например, известно, что источник является квазистационарным и имеется значительная корреляция между последовательными отсчетами. Другими словами, изменения амплитуды между последовательными отсчетами в среднем относительно малы (например, речевой сигнал). Кодирова не абсолютное значение амплитуды, и ее изменение между соседними отсчетами, получим уменьшение объема информации, т.к. потребуется меньше бит для представления разностного сигнала. Такой способ кодирования источника называется дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией (ДИКМ).

Более эффективные методы сжатия используют иной подход. Если имеется физическая модель источника сигнала, то вместо передачи отсчетов сигнала можно передавать параметры модели и их изменение. Такой тип кодирования позволяет снизить скорость передачи до нескольких порядков. Применяется, например, в GSM (линейное кодирование с предсказанием – ЛКП).

В Табл.1 приводится сравнение различных кодеров речевого сигнала и полученные в результате кодирования скорости передачи. Под импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) подразумевается процесс преобразования аналогового сигнала в цифровой, т.е. случай отсутствия кодирования. В Табл.1 ИКМ соответствует дискретизации аналогового сигнала с частотой 8 кГц и разрядностью 12 бит. Полученная при этом скорость передачи несжатой информации составляет 96 кбит/с.

Таблица 1. Сравнение эффективности методов кодирования источника

Метод кодирования	Квантователь	Разрядность	Скорость передачи, бит/с
ИКМ	Линейный	12 бит	96000
ЛогИКМ	Логарифмический	7..8 бит	56000..64000
ДИКМ	Логарифмический	4..6 бит	32000..48000
АДИКМ	Адаптивный	3..4 бит	24000..32000
ДМ	Двоичный	1 бит	32000..64000
АДМ	Адаптивный двоичный	1 бит	16000..32000
ЛКП			2400..4800

1.1.2 Кодер канала

Кодер канала используется практически во всех современных системах цифровой связи. Его основное предназначение – *повышение достоверности* передаваемой информации.

Однако увеличение достоверности передачи информации происходит не безвозмездно, а путем *добавления избыточности* к передаваемой информации. Очевидно, это приводит к снижению скорости передачи.

Приведем простой пример: если каждый байт информации передавать несколько раз и принимать решение по числу максимальных совпадений, достоверность увеличится, при существенном падении скорости. Одним из простых примеров является также добавление бита четности к каждому байту.

Цифровые методы передачи данных позволяют достичь любой заданной достоверности передачи информации (при условии, если отношение энергии бита к спектральной плотности шума больше -1.6 дБ – предела Шеннона, см. далее), платой за это является падение скорости (либо расширение полосы частот).

Процесс добавления избыточности к исходной информации с целью повышения достоверности передачи называется *помехоустойчивым кодированием*. Основной задачей кодера канала является выполнение операции помехоустойчивого кодирования.

Достоверность передачи информации в цифровых системах характеризуется статистической величиной – вероятностью ошибки на бит (BER – Bit Error Rate). BER является вероятностью ошибочного приема при передаче одного бита информации, усредненной для статистически большого объема передаваемой информации.

Теоретически, величиной, характеризующей эффективность цифровой системы связи, является пропускная способность [бит/с]. Пропускная способность характеризует количество информации, которое может быть передано в системе связи в единицу времени (со 100% достоверностью). Верхняя граница пропускной способности в системе при заданном отношении сигнал/шум и доступной полосе передачи устанавливается теоремой Шеннона:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (2)$$

где C – пропускная способность (бит/с), W – доступная ширина полосы пропускания системы (Гц), S – средняя мощность принятого сигнала, N – средняя мощность шума. Однако, средняя мощность шума зависит от ширины полосы: $N = N_0 W$, где N_0 – спектральная плотность мощности шума. При исследовании систем связи обычно оперируют не отношением сигнал/шум, а величиной E_b / N_0 – *отношением энергии бита к плотности мощности шума*, т.к. получаемые при этом соотношения содержат минимальное количество вторичных величин. Энергия бита – энергия, необходимая для передачи одного бита информации, равная произведению мощности передатчика на длительность бита. Соотношение (2) преобразуется к эквивалентному виду:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{W}{C} (2^{C/W} - 1) \quad (3)$$

и устанавливает зависимость C/W – отношения пропускной способности к доступной полосе от энергетической характеристики системы – E_b/N_0 . Данная зависимость изображена графически на рис.4.

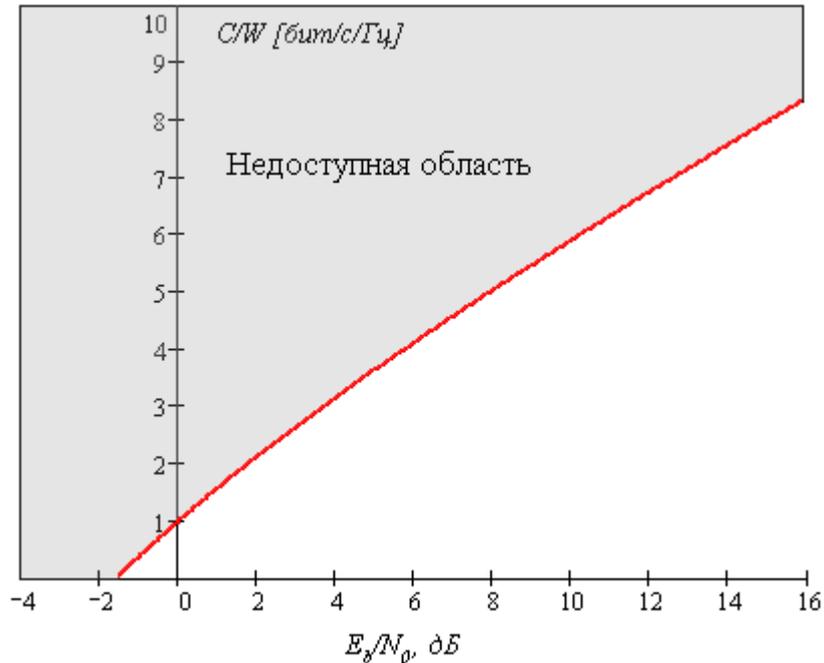


Рисунок 4. Иллюстрация теоремы Шеннона: зависимость пропускной способности в полосе от E_b/N_0

Видно, что чем больше E_b/N_0 , тем больше информации можно передавать в одной и той же полосе. Чем меньше E_b/N_0 , тем большая полоса потребуется для передачи одинакового количества информации в единицу времени. График имеет асимптоту: $E_b/N_0 = -1.6 \text{ дБ}$. При приближении E_b/N_0 к -1.6 дБ отношение C/W стремится к нулю. Следовательно, при отношениях $E_b/N_0 < -1.6 \text{ дБ}$ передача информации (со 100% достоверностью) невозможна ни при какой ширине полосы. Это значение E_b/N_0 называется пределом Шеннона.

Соотношения (2) и (3) устанавливают верхнюю границу пропускной способности, когда кодер канала обладает непрерывным выходом, а декодер канала (в приемнике) – непрерывным входом. Это означает, что кодер канала может генерировать любой уровень сигнала из определенного интервала, а декодер канала выносит решения, обрабатывая произвольный уровень сигнала в интервале. Таким образом, соотношения (2) и (3) устанавливают верхний предел пропускной способности для всей системы цифровой связи, начиная от кодера канала в передатчике и заканчивая декодером канала в приемнике, при использовании любых кодеров/декодеров, модуляторов/демодуляторов и алгоритмов обработки сигнала для канала аддитивным белым гауссовым шумом.

В реальных системах связи часто кодер канала выдает дискретные значения уровня сигнала (M возможных уровней), декодер канала в приемнике принимает и обрабатывает также дискретные M -уровневые значения с выхода детектора демодулятора. При этом достигается существенно большая простота технической реализации. Таким образом, между кодером канала и декодером существует канал, на входе и на выходе которого существует M -уровневый дискретный сигнал. Такой канал называется M -уровневым симметричным каналом. Данный канал включает все блоки цифровой системы связи, начиная от модулятора в передатчике и заканчивая демодулятором в приемнике. Так как канал является дискретным, он

характеризуется определенной вероятностью ошибки на бит p_0 , зависящей от выбранного метода модуляции. Пропускная способность такого канала определяется выражением:

$$C = F \left[\log_2 M + (1 - p_0) \log_2 (1 - p_0) + p_0 \log_2 \left(\frac{p_0}{M - 1} \right) \right], \quad (4)$$

где p_0 - вероятность ошибки на бит (BER), M – число уровней, F – скорость передачи (бит/с), т.е. та скорость, с которой информация подается в канал. Если передавать информацию через канал со скоростью F , то предельное количество достоверной информации, которое может быть передано в единицу времени (пропускная способность), описывается величиной $C < F$. Реальная пропускная способность будет меньше C , степень приближения к C определяется выбранным методом кодирования канала.

M -уровневый симметричный канал существует не только между кодером канала и декодером. На входе кодера канала и на выходе декодера также присутствуют дискретные M -уровневые значения. То есть, существует более общий M -уровневый симметричный канал, вероятность битовой ошибки в котором зависит не только от выбранного метода модуляции, но и от способа кодирования. Причем, данный канал существует также и в случае мягких решений детектора (т.е. когда на вход декодера канала поступают непрерывные значения). Пропускная способность также описывается (4). Таким образом, (4) устанавливает зависимость пропускной способности от вероятности ошибки на бит для M -уровневого симметричного канала.

На практике достигается лишь некоторое приближение к пределу, устанавливаемому теоремой Шеннона. Это происходит из-за того, что теорема Шеннона устанавливает величину пропускной способности для канала, единственным видом искажений в котором является аддитивный белый гауссов шум (АБГШ). На практике в канале присутствует множество других видов искажений. Кроме этого, применяемые методы кодирования, хотя и постоянно совершенствуются, не являются совершенными и позволяют достичь лишь некоторого приближения к границе Шеннона. Наиболее эффективными на данный момент времени методами канального кодирования являются *Турбо-коды и многопороговое декодирование*.

В практических системах не требуется передавать информацию со 100%-ной достоверностью. Всегда достаточно достичь некоторого заданного уровня достоверности. Например, для передачи речи принимается уровень $BER \leq 10^{-3}$. Трудно представить, что искажение одного бита из тысячи будет различимо на слух. Поэтому *вместо величины пропускной способности, характеризующей достоверную передачу информации, следует оперировать величиной “скорость передачи при заданном уровне битовой ошибки”*.

Эффективность работы кодера канала описывается *кодовой скоростью*. Кодовая скорость равна отношению объема закодированной информации к исходному объему информации. Например, если кодовая скорость равна $\frac{1}{2}$, это означает, что к исходной информации добавлена избыточность в объеме, равном объему исходной информации. Типовые используемые значения кодовых скоростей для современных кодов составляют $\frac{1}{4}$.. $\frac{3}{4}$.

1.1.3 Модулятор

Известно [5], что узкополосный модулированный сигнал с произвольным видом модуляции можно представить в виде:

$$s(t) = I(t) \cos(\omega t) - Q(t) \sin(\omega t), \quad (5)$$

где ω – несущая частота радиосигнала, $I(t)$ и $Q(t)$ называются соответственно *синфазной и квадратурной* составляющими модулирующего сигнала.

Таким образом, для осуществления произвольного вида модуляции сигнала необходимо выполнить две операции: 1) сформировать синфазную и квадратурную составляющие модулирующего сигнала (вид данных составляющих будет определять вид модуляции) и 2) выполнить преобразование (5).

Выполнение операций (1) и (2) выполняется различными блоками передающего тракта. Операция (1) осуществляется в *baseband-процессоре*, а операция (2) в *квадратурном (IQ) модуляторе*.

Baseband-модулятор формирует низкочастотные (*baseband*) сигналы $I(t)$ и $Q(t)$ из закодированного информационного сигнала (последовательности нулей и единиц). Закон, по которому выполняется данное преобразование, определяет вид модуляции сигнала.

Квадратурный (*IQ*) модулятор выполняет преобразование (5) (рис.5).

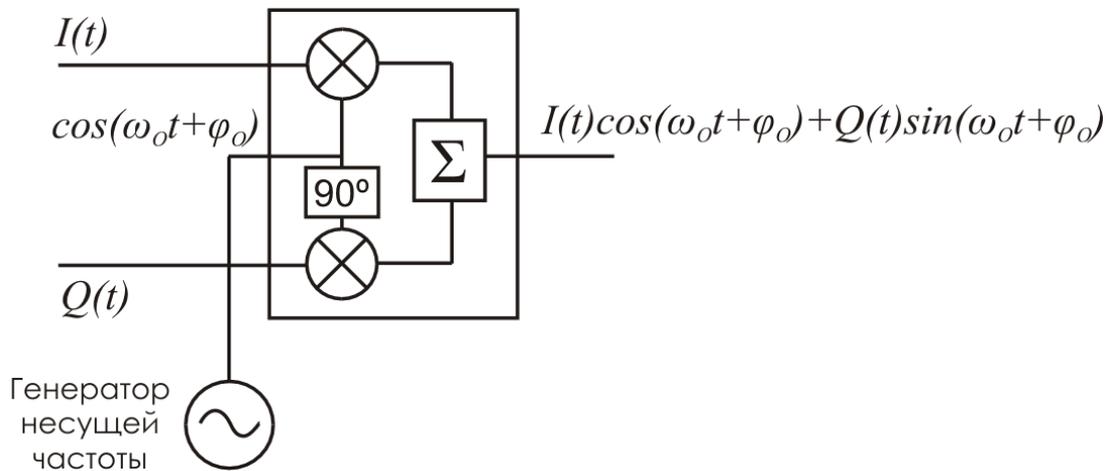


Рисунок 5. *IQ*-модулятор

Для *IQ*-модулятора входными сигналами являются

$$I_{in}(t) = I(t) \quad (6)$$

$$Q_{in}(t) = Q(t), \quad (7)$$

сформированные *baseband-процессором* из исходного информационного сигнала и определяющие вид и свойства модулированного сигнала. На модулятор также поступает немодулированное несущее колебание вида $\cos(\omega t)$. На выходе модулятора образуется сигнал (5) посредством умножения сигнала $I(t)$ на немодулированное несущее колебание, $Q(t)$ на немодулированное несущее колебание, сдвинутое по фазе на 90° , и последующего суммирования.

Видно, что структура *IQ*-модулятора является инвариантной относительно вида модуляции. Таким образом, осуществление того или иного вида модуляции определяется программой, выполняемой *baseband-процессором*, а именно алгоритмом формирования квадратурных составляющих из закодированного информационного сигнала. *IQ*-модулятор работает на высокой (несущей) частоте и, как правило, является аналоговым устройством. Таким образом, структурно передающий тракт можно разделить на цифровую и аналоговую части, разделенные цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП), формирующим аналоговый сигнал из последовательности поступающих на него отсчетов. Возможна также и иная реализация, когда *IQ*-модулятор выполнен в цифровом виде и преобразование (5) осуществляется *baseband-процессором*. В этом случае на выходе *baseband-процессора* формируется сигнал $s(t)$ на промежуточной частоте, существенно более низкой, чем несущая. Данный сигнал преобразуется в аналоговый с помощью ЦАП и затем его спектр переносится на несущую частоту с помощью смесителя.

Baseband-фильтр

В baseband-модуляторе практически любого передающего устройства осуществляется фильтрация сигнала. Фильтрация необходима для *ограничения спектра* сигнала. В условиях ограниченного частотного ресурса и множества пользователей многоканальной системы связи ограничение спектра необходимо для исключения влияния сигнала на сигналы других абонентов и иные системы связи.

Фильтр применяется также и в приемном устройстве. Здесь его основной задачей является устранение влияния внеполосных помех и максимизация отношения сигнал/шум.

В системах цифровой связи baseband-фильтры реализуются в цифровом виде. Фильтр представляет собой программу, выполняемую baseband-процессором. Цифровые фильтры подразделяются на фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Известно, что операция фильтрации, независимо от природы фильтра (цифрового или аналогового) математически записывается как свертка входного сигнала с импульсной характеристикой фильтра:

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau, \quad (8)$$

где $x(t)$ – сигнал на входе фильтра, $y(t)$ – сигнал на выходе фильтра, $h(t)$ – импульсная характеристика фильтра, \otimes – обозначение операции свертки. Импульсная характеристика фильтра связана с частотной через преобразование Фурье:

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j\omega t} dt \quad (9)$$

В системе цифровой обработки сигналов сигналы являются дискретными во времени. Дискретной является также и импульсная характеристика. Понятно, что импульсная характеристика любого аналогового фильтра бесконечна во времени. В случае КИХ-фильтра значения отсчетов импульсной характеристики фильтра (ее отрезок с наиболее существенными значениями) хранятся в памяти процессора, и соотношение (8) в случае цифровой фильтрации переходит в:

$$y(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(m)h(n - m) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m)x(n - m), \quad (10)$$

где m, n индексируют номер отсчета.

В случае БИХ-фильтра операция фильтрации выполняется рекурсивно. Известно [5], что частотную характеристику любой линейной динамической системы можно представить в виде отношения двух многочленов по частоте:

$$H(j\omega) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k \cdot (j\omega)^k}{\sum_{k=0}^M a_k \cdot (j\omega)^k}, \quad (11)$$

где a_k, b_k – коэффициенты.

В дискретном случае

$$H(j\omega) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k e^{-kj\omega\Delta}}{1 + \sum_{k=1}^M a_k e^{-kj\omega\Delta}}, \quad (12)$$

где a_k, b_k называются параметрами фильтра, Δ – интервал дискретизации. Импульсная характеристика при этом:

$$y(n) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M a_k y(n-k), \quad (13)$$

т.е. каждый последующий выходной отсчет БИХ-фильтра определяется не только входными отсчетами, но зависит также и от предыдущих выходных отсчетов. Из-за рекурсивной природы БИХ-фильтра его импульсная характеристика аппроксимируется как бесконечная (реально она равна длительности входного сигнала).

При ограничении спектра сигнала происходит искажение его формы. На рис.6 изображено искажение формы прямоугольного импульса после прохождения фильтра с гауссовой частотной характеристикой. При подаче на вход фильтра δ -функции на его выходе наблюдается импульсная характеристика (рис.7). Для физически реализуемых фильтров отклик фильтра наблюдается только для моментов времени $t \geq 0$.

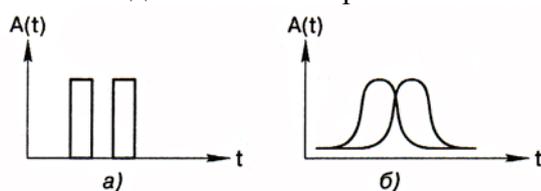


Рисунок 6. Искажение формы прямоугольного импульса при ограничении спектра:
а – последовательность из двух импульсов на входе фильтра; б – сигнал на выходе фильтра

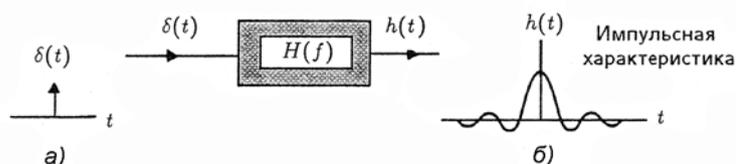


Рисунок 7. Прохождение δ -функции через фильтр:
а – сигнал на входе фильтра; б – сигнал на выходе фильтра (импульсная характеристика)

Видно, что прохождение цифрового сигнала через фильтр приводит к “расплыванию” каждого передаваемого бита во времени. В результате этого каждый бит (символ) накладывается на соседние, что приводит к *межсимвольным искажениям (межсимвольной интерференции)*. В результате межсимвольной интерференции повышается вероятность ошибки на бит в системе.

Существуют, однако, фильтры, частотная характеристика которых позволяет осуществить передачу без межсимвольных искажений. Существование и форма характеристики таких фильтров описывается двумя теоремами Найквиста.

1. Теорема Найквиста о минимальной полосе канала.

Если синхронные короткие импульсы с частотой следования f_s символов в секунду подаются в канал, имеющий идеальную прямоугольную частотную характеристику с частотой среза $f_N = f_s / 2$ Гц, то отклики на эти импульсы можно наблюдать независимо, т.е. без межсимвольных искажений.

Доказательство теоремы следует из формы импульсной характеристики идеального прямоугольного фильтра. Объяснение приводится на рис.8. Видно, что при передаче коротких импульсов в моменты отсчета межсимвольные искажения отсутствуют.

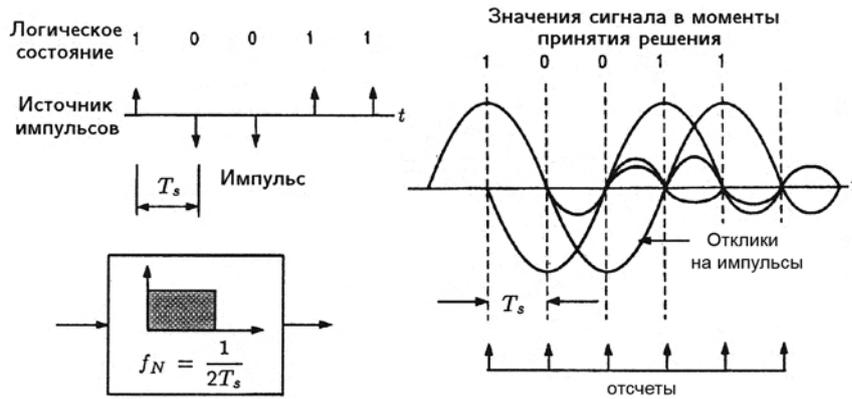


Рисунок 8. Иллюстрация отсутствия взаимного влияния импульсов при передаче через фильтр Найквиста. В момент взятия выборки все отклики, кроме текущего, равны нулю

Таким образом, минимальная полоса канала связи на низкой (*baseband*) частоте равна половине символьной скорости. На радио (несущей) частоте минимальная полоса канала равна символьной скорости, так как при переносе частоты низкочастотный спектр переносится симметрично относительно несущей.

Однако фильтров с идеальной прямоугольной частотной характеристикой не существует. Тем не менее, существуют фильтры, удовлетворяющие условию передачи без межсимвольных искажений, они имеют несколько расширенную полосу по сравнению с минимальной. Общий вид характеристики таких фильтров описывается следующей теоремой.

2. Теорема Найквиста о частичной симметрии: фильтры с характеристикой приподнятого косинуса.

Суммирование действительной кососимметричной функции передачи с характеристикой передачи идеального фильтра НЧ сохраняет моменты пересечения импульсной характеристики с нулевой осью. Эти пересечения с нулевой осью обеспечивают необходимое условие передачи без межсимвольных искажений. Свойство симметрии $Y(\omega)$ относительно частоты среза ω_N (угловая частота Найквиста $\omega_N = 2\pi f_N$) фильтра с прямоугольной частотной характеристикой и линейной фазой определяется выражением

$$Y(\omega_N - x) = -Y(\omega_N + x), \quad 0 < x < \omega_N, \text{ где } \omega_N = 2\pi f_N.$$

Одна из самых простых интерпретаций этой теоремы представлена на рис.9.

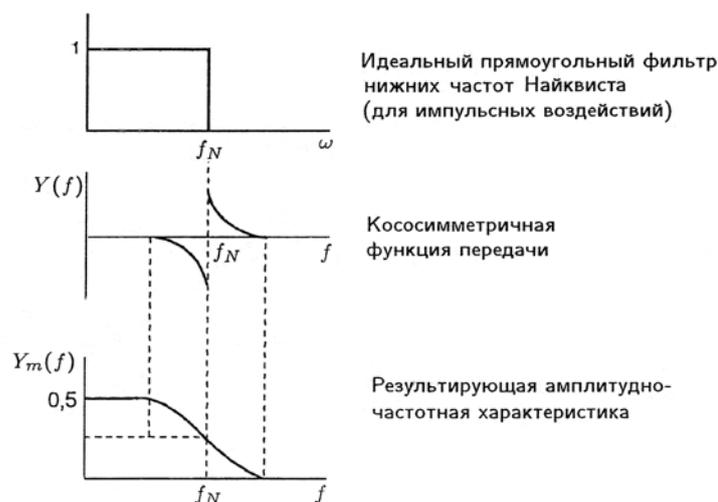


Рисунок 9. Фильтры с симметричной относительно частоты Найквиста f_N частотной характеристикой удовлетворяют критерию Найквиста

Попросту говоря, результирующая амплитудно-частотная характеристика симметрична относительно частоты Найквиста f_N . Одной из наиболее часто используемых функций, удовлетворяющих теореме о частичной симметрии, является функция приподнятого косинуса, АЧХ которого имеет вид:

$$|H(f)| = \begin{cases} 1, & 0 \leq f < f_N(1 - \alpha); \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha} \left[\frac{f}{f_N} - 1 \right] \right\}, & f_N(1 - \alpha) \leq f < f_N(1 + \alpha) \\ 0, & f > f_N(1 + \alpha) \end{cases} \quad (14)$$

Величина α называется *коэффициентом скругления* фильтра и имеет значения от 0 до 1. Чем меньше α , тем меньше полоса пропускания фильтра, но больше дрожание фронтов сигнала (*джиттер*), что приводит к трудностям синхронизации. При $\alpha=0$ получается нереализуемый фильтр с минимальной шириной полосы f_N . При $\alpha=1$ ширина полосы $2f_N$ в два раза больше минимальной теоретической полосы, но дрожание фронтов отсутствует. На практике часто используется значение $\alpha=0.35$.

В аналоговом тракте передающей системы также присутствуют блоки усилителя мощности высокой частоты и генератора несущего колебания.

Усилитель мощности обеспечивает необходимый уровень мощности в антенне передатчика. В зависимости от вида модуляции, предъявляются различные требования к линейности усилителя и его динамическому диапазону (отношение максимального усиливаемого сигнала к минимальному). Использование амплитудной или амплитудно-фазовой (QAM) модуляции требует высокой степени линейности усилителя и большого динамического диапазона, что приводит к существенным энергетическим затратам (ресурс источника питания) и низкой энергетической эффективности модуляции. Применение фазовой модуляции снижает динамический диапазон почти до 0 дБ и значительно повышает энергетическую эффективность. Использование частотной модуляции (например, GMSK в стандарте GSM) допускает работу усилителей даже в нелинейном режиме.

Некоторые стандарты требуют гибкого управления выходной мощностью передатчика. В стандарте CDMA базовая станция посылает управляющие сообщения всем мобильным абонентам, чтобы принимаемые антенной базовой станции уровни сигналов от всех абонентов были равны. В данном стандарте сигнал от каждого абонента имеет шумоподобный вид и располагаются в одной частотной полосе; существенное превышение уровня сигнала (шума) одного из абонентов над другими приведет к невозможности принимать сигналы других абонентов.

Генератор несущей частоты вырабатывает немодулированное высокочастотное колебание, которое поступает на IQ-модулятор. К генератору предъявляются требования высокой стабильности частоты, часто низкого уровня фазовых шумов и возможности перестройки частоты. Как правило, генератор построен на системе ФАПЧ (фазовой автоподстройки частоты) с использованием в качестве опорного низкочастотного стабильного сигнала от кварцевого генератора.

Цифровая часть системы связи обычно содержит управляющий контроллер или процессор, обеспечивающий управление блоками аналогового и цифрового тракта и интерфейс с пользователем.

Приемный тракт цифровой системы связи содержит набор блоков, большинство из которых выполняют функции, обратные выполняемым в передатчике (рис.10). Входной сигнал через малошумящий усилитель (МШУ) и тракт преобразования частоты и усиления поступает на IQ-демодулятор, выходными сигналами которого являются квадратурные составляющие $I(t)$ и $Q(t)$, которые поступают на АЦП и затем в процессор цифровой обработки сигнала (DSP). Процессор выполняет baseband-фильтрацию, содержит *декодер канала* и *декодер источника*. Далее, при необходимости, информация преобразуется в

аналоговую форму при помощи ЦАП (например, для звукового воспроизведения) или выдается сразу в цифровой приемник информации.

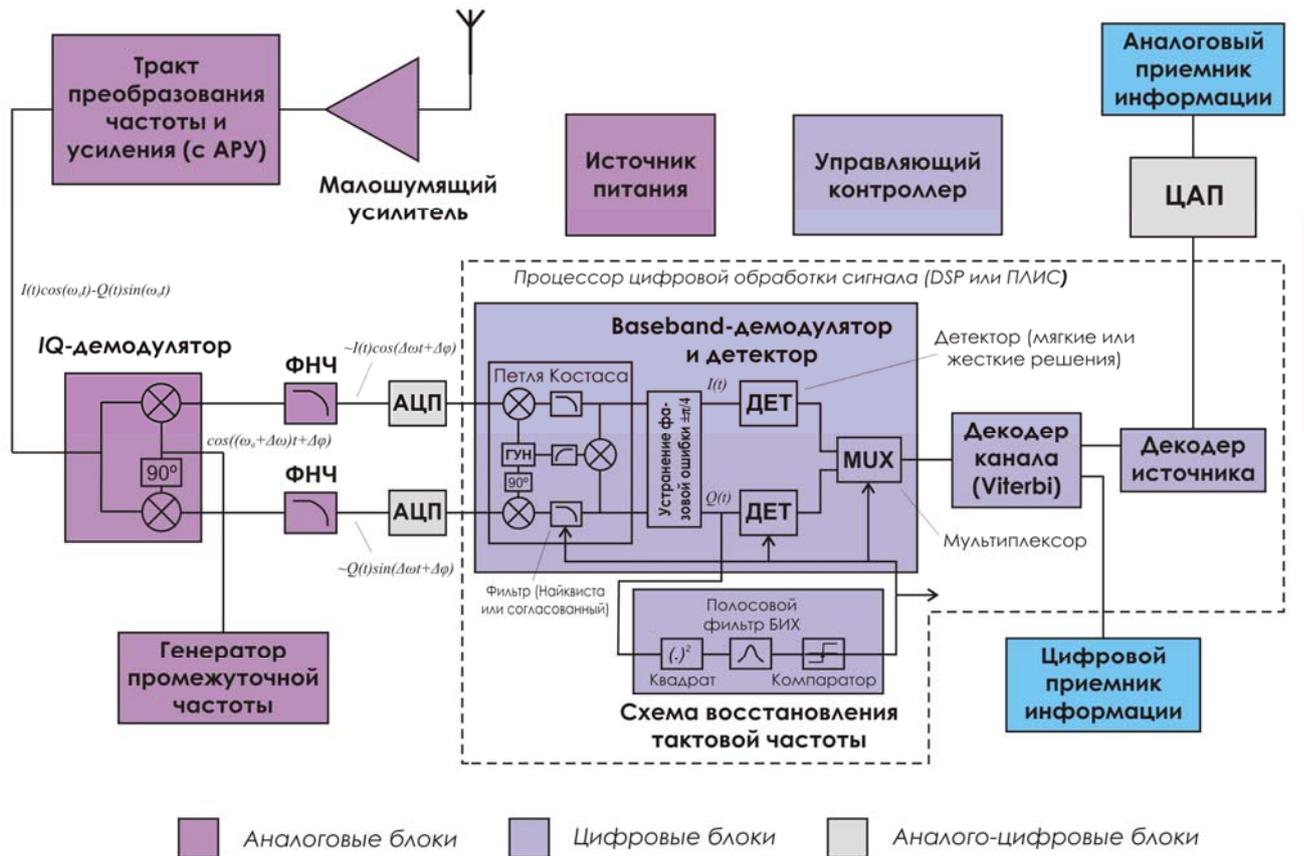


Рисунок 10. Структурная схема одной из реализаций приемника цифровой системы радиосвязи

Существенным отличием является наличие в приемном тракте блоков синхронизации. Их, как правило, два: *система восстановления несущей частоты (СВН)* и *система восстановления тактовой частоты (СВТЧ)*.

Система восстановления несущей частоты обеспечивает генерирование в приемнике немодулированного радиосигнала, который точно по частоте и фазе совпадает с несущим колебанием передатчика, задержанным на время распространения сигнала между передатчиком и приемником. Демодуляция с использованием восстановленного несущего колебания называется *когерентной демодуляцией*. Когерентная демодуляция обеспечивает меньший уровень битовых ошибок по сравнению с некогерентной (как правило, энергетический выигрыш составляет около 3 дБ), но требует существенного усложнения приемного тракта. Большинство видов модуляции (фазовые, за исключением двоичной, QAM и др.) могут быть демодулированы только когерентно. Некоторые виды модуляции, в особенности, частотные, GMSK, позволяют осуществить некогерентную демодуляцию, когда сигнал несущей в приемнике несколько отличается из-за нестабильности частоты от сигнала в передатчике и не совпадает по фазе. Сигнал несущей может быть восстановлен из специально передаваемого передатчиком в некоторые моменты времени немодулированного несущего сигнала параллельно с информационным сигналом, либо непосредственно из принимаемого информационного сигнала. Восстановление из информационного сигнала часто приводит к меньшим затратам на время передачи и энергетическим затратам. Для большинства видов модуляции (амплитудные, фазовые, амплитудно-фазовые) система восстановления несущей непосредственно из информационного сигнала может быть построена на схеме Костаса (Costas loop), которая обеспечивает выполнение функции *максимального правдоподобия* [2]. В современных приемниках схема Костаса реализуется обычно в цифровом виде (рис.10). Сигнал опорного генератора в приемнике несколько отличается по частоте от генератора в

передатчике (на величину $\Delta\omega$) и отличается по фазе на $\Delta\varphi$. Ввиду этого квадратурные составляющие поступают в процессор не на нулевой частоте, а на близкой к нулю частоте $\Delta\omega$. Схема Костаса содержит цифровой ГУН (генератор, управляемый напряжением), который в режиме синхронизации генерирует сигнал частоты $\Delta\omega$ с постоянным фазовым сдвигом относительно сигнала передатчика. В результате перемножения данного сигнала с поступающими на вход схемы Костаса квадратурными составляющими на выходе схемы Костаса формируются сигналы $I(t)$ и $Q(t)$ на нулевой частоте. Спецификой схемы Костаса является то, что сгенерированное сигнальное созвездие (см. далее) имеет постоянную фазовую ошибку (поворот) на $\pm\pi/4$. Данную ошибку можно устранить с помощью простой схемы, выполняющей линейные операции над квадратурными составляющими и применением последовательностей или дифференциального кодирования (см. далее).

Система восстановления тактовой частоты необходима почти в каждом цифровом приемном устройстве. Дело в том, что в процессоре, после прохождения сигнала через входной baseband-фильтр (которым часто является *оптимальный (согласованный) фильтр* – детектор максимального правдоподобия, либо фильтр Найквиста) и до выполнения операций канального декодирования и декодирования источника, имеется набор отсчетов. Приемник не знает, где начинается и заканчивается каждый бит (символ) информации, что не позволяет ему принять решение о его значении, т.е. осуществить операцию *детектирования*. Сигнал тактовой частоты, период которой соответствует периоду следования символов, а местоположение фронтов в середине длительности каждого символа, позволяет принимать решение о значении символа по фронту сигнала тактовой частоты. Тактовая частота может быть восстановлена из специально передаваемого передатчиком сигнала тактовой частоты либо непосредственно из информационного сигнала. Восстановление из информационного сигнала наилучшим способом может быть осуществлено с использованием функции максимального правдоподобия.

Отметим, что описанная выше структура приемно-передающих устройств является типовой, то есть ее общий вид соответствует большинству современных систем (стандартов) связи. Тем не менее, существует множество систем, реализованных по иным схемам (например, не использующих квадратурные модуляторы, реализующих большее число операций обработки сигнала в цифровом, или, напротив аналоговом виде). Кроме этого, каждая из систем обладает существенно различными частными особенностями реализации, не упомянутыми при описании общей схемы.

1.2 Цифровые виды модуляции

Цифровые виды модуляции (часто цифровая модуляция называется манипуляцией), как и аналоговые, могут быть амплитудными, фазовыми, частотными или комбинированными (например, амплитудно-фазовыми), в зависимости от того, какой из параметров немодулированного несущего колебания $s(t) = A(t) \cos(\omega(t)t + \varphi(t))$ изменяется в соответствии с изменением информационного сигнала. Так как значения цифрового информационного сигнала являются дискретными (например, $\{0,1\}$), дискретным является также и возможный набор значений каждого из параметров. Однако если информационный сигнал проходит через baseband-фильтр для ограничения спектра, его значения уже не являются дискретными, поэтому реально переход от одного дискретного значения параметра колебания (например, изменение амплитуды или фазы) происходит гладко и непрерывно.

1.2.1 Амплитудные виды модуляции (OOK, ASK, M-ASK)

Наиболее простым видом манипуляции сигнала является амплитудная манипуляция. Модулированный сигнал имеет вид:

$$s(t) = A(c(t) + B) \cdot \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (15)$$

где $c(t)$ – информационный цифровой сигнал, A , B и φ_0 – постоянные, $B \geq 0$, ω – несущая частота.

Пусть множество возможных значений $c(t) \{0,1\}$, $B=0$. В этом случае модулированный сигнал имеет вид $s(t) = Ac(t) \cdot \cos(\omega t + \varphi_0)$, его амплитуда принимает значение 0 при нулевом значении информационного сигнала и A при единичном (рис.11). Такой тип манипуляции называется OOK (On-Off Keying, Включено-Выключено) и часто используется в системах сигнализации и охранных системах.

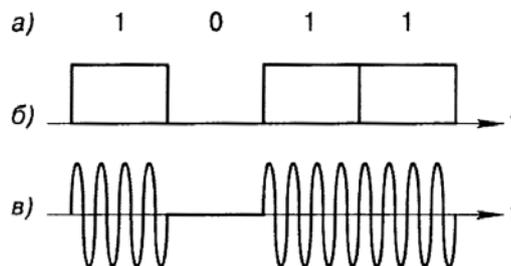


Рисунок 11. Модуляция OOK: а – информационное сообщение; б – модулирующий цифровой сигнал; в – модулированный радиосигнал

Допустим теперь $B=1$. В этом случае амплитуда модулированного сигнала принимает значение A при нулевом значении информационного сигнала и $2A$ при единичном. Вид модуляции, для которого $B \geq 0$, носит название ASK (Amplitude Shift Keying – амплитудная манипуляция). OOK является частным случаем ASK при $B=0$.

Существует два основных критерия сравнения эффективности различных видов модуляции. Это *критерии спектральной и энергетической эффективности*. Спектральная эффективность характеризует полосу частот, необходимую для передачи информации с определенной скоростью. Энергетическая эффективность описывает мощность, необходимую для передачи информации с заданной достоверностью (вероятностью ошибки).

Известно [2], что спектр модулированного сигнала на радиочастоте с точностью до постоянного множителя совпадает со спектром модулирующего (baseband) сигнала, однако, центр спектра радиосигнала размещен на несущей частоте, а не на нулевой. Поэтому, как правило, анализируются спектральные плотности модулирующих сигналов, центрированные относительно нулевой частоты. Спектральные плотности мощности ASK сигналов для различных baseband-фильтров приведены на рис.12. На рис.13 показаны соответствующие формы импульсов модулирующего сигнала после прохождения baseband-фильтра. Из сравнения рис.12 и рис.13 видно, что более гладкая форма импульса модулирующего сигнала приводит к расширению главного лепестка спектральной плотности мощности модулированного сигнала и более быстрому уменьшению амплитуды боковых лепестков.

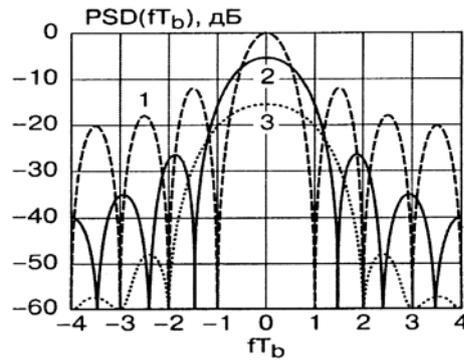


Рисунок 12. Спектральная плотность мощности ASK-сигнала. Форма импульса модулирующего сигнала: 1 – прямоугольная, 2 – косинусоидальная, 3 – приподнятый косинус. Дискретная составляющая спектра не изображена

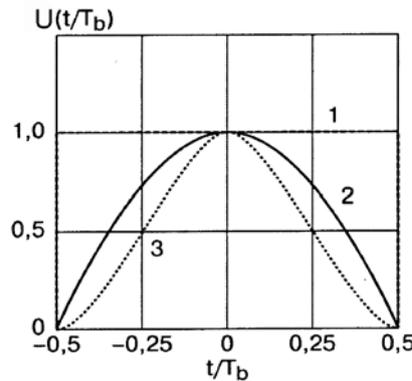


Рисунок 13. Импульсы модулирующего сигнала: 1 – прямоугольный, 2 – косинусоидальный, 3 – приподнятый косинус

Выражение для спектральной плотности мощности сигнала ООК с прямоугольной формой импульсов имеет вид:

$$PSD(f) = \frac{A^2 T_b}{4} \left\{ \frac{\sin(\pi |f - f_c| T_b)}{\pi |f - f_c| T_b} \right\}^2 \left[1 + \frac{1}{T_b} \delta(f - f_c) \right], \quad (16)$$

где f_c – несущая частота, T_b – длительность бита. Видно, что спектр сигнала содержит дискретную составляющую – несущую частоту.

Из (15) очевиден способ формирования квадратурных составляющих в baseband-процессоре, т.е. способ непосредственного осуществления модуляции. Напомним, вид модулированного радиосигнала сигнала с произвольным видом модуляции определяется выражением (5). Сопоставляя (15) с (5), заметим: $I(t) = A(c(t) + B)$, $Q(t) = 0$. В простейшем случае ООК модуляции процессор не выполняет никаких операций над кодированным информационным сигналом, за исключением масштабирования.

Множество возможных значений квадратурных компонент $I(t)$ и $Q(t)$ называется *сигнальным созвездием*. Как правило, данное множество отображают на декартовой плоскости, где по оси абсцисс отложены значения синфазной составляющей $I(t)$, а по оси ординат – квадратурной $Q(t)$. Точка на плоскости с координатами (x, y) соответствует состоянию сигнала, в котором синфазная составляющая равна x , квадратурная равна y . Таким образом, сигнальное созвездие – это диаграмма возможных состояний сигнала. Используя общий вид модулированного радиосигнала (5), можно показать [5], что амплитуда модулированного радиосигнала в текущем состоянии равна

$A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$, а фаза равна углу вектора, указывающего в точку (I, Q) , отсчитываемого от оси абсцисс.

Для модуляций OOK и ASK сигнальное созвездие изображено на рис.14.

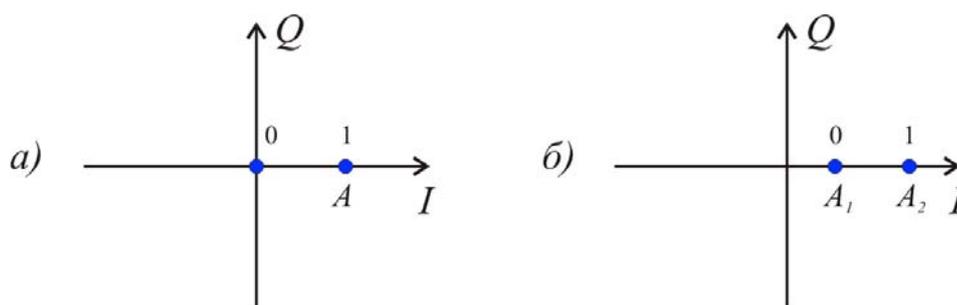


Рисунок 14. а – сигнальное созвездие модуляции OOK,
б – сигнальное созвездие модуляции ASK

Многопозиционная амплитудная модуляция (M-ASK)

При модуляции ASK множество возможных значений амплитуды радиосигнала ограничивается двумя значениями (без учета сглаживания baseband-фильтром). Спектральная эффективность может быть существенно повышена, если использовать большее количество значений амплитуды радиосигнала.

Сгруппируем биты исходного информационного сообщения в пары. Каждая такая пара называется *символом*. Если каждый бит имеет множество значений $\{0,1\}$, то каждый символ имеет четыре возможных значения из множества $\{00, 01, 10, 11\}$. Сопоставим каждому из возможных значений символа значение амплитуды радиосигнала из множества $\{0, A, 2A, 3A\}$.

Аналогичным образом можно группировать тройки, четверки и большее количество бит в одном символе. Получится *многоуровневый (многопозиционный)* сигнал M-ASK с размерностью множества возможных значений амплитуды сигнала $M = \log_2 k$, где k – число бит в одном символе. Например, сигнал с модуляцией 256-ASK имеет 256 возможных значений амплитуды сигнала и 8 бит в одном символе.

Сигнал M-ASK имеет вид, аналогичный (15), но $c(t)$ в данном случае представляет собой многоуровневый информационный сигнал, представляющий собой последовательность символов с возможными значениями $\{0,1,2...M-1\}$.

Спектральная плотность мощности сигнала M-ASK вычисляется по формуле (16) с заменой битового интервала T_b символьным интервалом $T_s = T_b \log_2 M$. На рис.15 изображена спектральная плотность мощности восьмиуровневого сигнала 8-ASK и спектральная плотность сигнала ASK с импульсами прямоугольной формы (без baseband-фильтрации). Многопозиционный сигнал имеет меньшую ширину главного лепестка (занимает меньшую полосу частот) и более низкий уровень боковых лепестков, т.е. имеет большую спектральную эффективность по сравнению с двухуровневым сигналом.

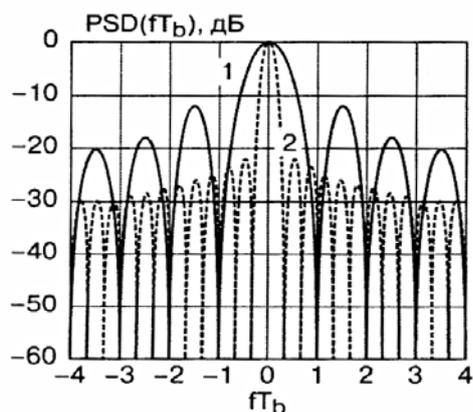


Рисунок 15. Сравнение спектральных плотностей мощности двухуровневого и восьмиуровневого АМ-сигналов:

а – сигнал ASK, б – сигнал 8-ASK

Сигнальное созвездие для 8-ASK приведено на рис.16.

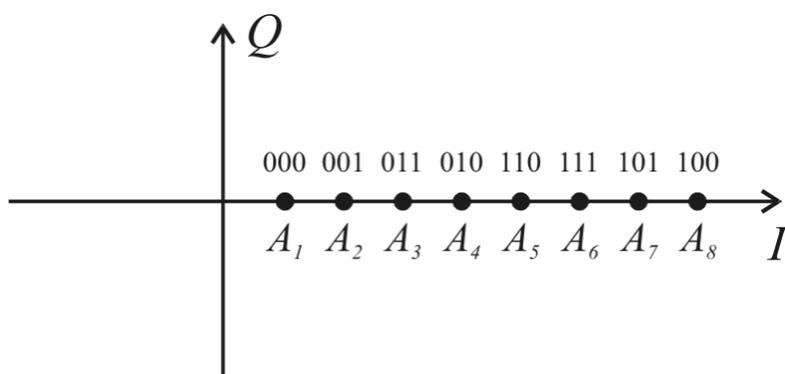


Рисунок 16. Сигнальное созвездие модуляции 8-ASK

Амплитудные виды модуляции имеют невысокую энергетическую эффективность (так как средний уровень мощности существенно меньше максимального), требуют высокой линейности и большого динамического диапазона усилителя мощности. Ошибка в амплитуде сигнала из-за нелинейности усилителя приведет непосредственно к символической ошибке, т.к. значение символа определяется амплитудой сигнала. Отношение максимальной амплитуды сигнала к минимальной достаточно высоко и требует усилителя с большим динамическим диапазоном. Влияние аддитивного шума или помехи непосредственно изменяет амплитуду сигнала, поэтому амплитудные виды модуляции не обладают высокой помехоустойчивостью. Однако они достаточно просты в реализации. Ввиду указанных недостатков амплитудные виды модуляции находят ограниченное применение.

1.2.2 Фазовые виды модуляции (BPSK, QPSK, M-PSK)

Фазомодулированный сигнал имеет вид:

$$s(t) = A \cos(\omega t + \varphi(t) + \varphi_0), \quad (17)$$

где A и φ_0 – постоянные, ω – несущая частота.

Информация кодируется фазой $\varphi(t)$. Так как при когерентной демодуляции в приемнике имеется восстановленная несущая $s_c(t) = A \cos(\omega t + \varphi_0)$, то путем сравнения сигнала (17) с несущей вычисляется текущий сдвиг фазы $\varphi(t)$. Изменение фазы $\varphi(t)$ взаимнооднозначно связано с информационным сигналом $c(t)$.

Двоичная фазовая модуляция (BPSK – Binary Phase Shift Keying)

Множеству значений информационного сигнала $\{0,1\}$ ставится в однозначное соответствие множество изменений фазы $\{0, \pi\}$. При изменении значения информационного сигнала фаза радиосигнала изменяется на 180° . Таким образом, сигнал BPSK можно записать в виде

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(\omega t + \varphi_0), c(t) = 1 \\ A \cos(\omega t + \pi + \varphi_0) = -A \cos(\omega t + \varphi_0), c(t) = 0 \end{cases}$$

Следовательно, $s(t) = A \cdot 2(c(t) - \frac{1}{2}) \cos(\omega t + \varphi_0)$. Таким образом, для осуществления BPSK модуляции достаточно умножить сигнал несущей на информационный сигнал, который имеет множество значений $\{-1,1\}$. На выходе baseband-модулятора сигналы $I(t) = A \cdot 2(c(t) - \frac{1}{2}), Q(t) = 0$.

Временная форма сигнала и его созвездие показаны на рис.17.

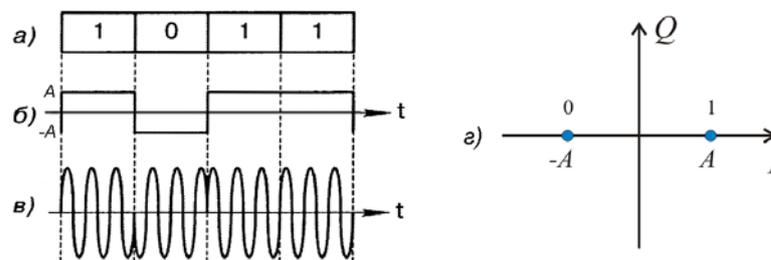


Рисунок 17. Временная форма и сигнальное созвездие сигнала BPSK:
 а – цифровое сообщение; б – модулирующий сигнал; в – модулированное ВЧ-колебание;
 г – сигнальное созвездие

Спектральная плотность мощности сигнала BPSK совпадает с плотностью сигнала ООК за исключением отсутствия в спектре сигнала несущей частоты:

$$PSD(f) = A^2 T_b \left[\frac{\sin(\pi |f_c - f| T_b)}{\pi |f_c - f| T_b} \right]^2 \quad (18)$$

Подвидом семейства BPSK является дифференциальная (относительная) BPSK (DBPSK). Необходимость относительного кодирования обусловлена тем, что большинство схем восстановления несущей частоты (СВН) приводят к фазовой неоднозначности восстановленной несущей. В результате восстановления может образоваться постоянный фазовый сдвиг, кратный 180° . Сравнение принимаемого сигнала с восстановленной несущей приведет в этом случае к инвертированию (изменению значений всех битов на противоположные). Этого можно избежать, если кодировать не абсолютный сдвиг фазы, а его изменение относительно значения на предыдущем битовом интервале. Например, если на текущем битовом интервале значение бита изменилось по сравнению с предыдущим, изменим значение фазы модулированного сигнала на 180° , если осталось прежним, то фаза также не изменяется.

Квадратурная фазовая модуляция (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying)

Квадратурная фазовая модуляция является четырехуровневой фазовой модуляцией ($M=4$), при которой фаза высокочастотного колебания может принимать 4 различных значения с шагом, кратным $\pi/2$.

Соотношение между сдвигом фазы модулированного колебания из множества $\{\pm\pi/4, \pm3\pi/4\}$ и множеством символов (дубитов) цифрового сообщения $\{00, 01, 10, 11\}$ устанавливается в каждом конкретном случае стандартом на радиоканал и отображается сигнальным созвездием, аналогичным рис.18. Стрелками показаны возможные переходы из одного фазового состояния в другое.

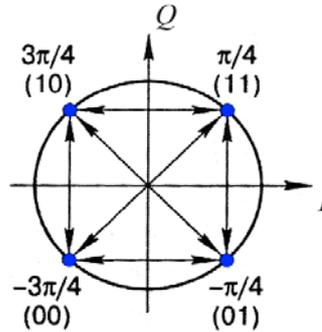


Рисунок 18. Сигнальное созвездие модуляции QPSK

Из рисунка видно, что соответствие между значениями символов и фазой сигнала установлено таким образом, что в соседних точках сигнального созвездия значения соответствующих символов отличаются лишь в одном бите. При передаче в условиях шума наиболее вероятной ошибкой будет определение фазы соседней точки созвездия. При указанном кодировании, несмотря на то, что произошла ошибка в определении значения символа, это будет соответствовать ошибке в одном (а не двух) бите информации. Таким образом, достигается снижение вероятности ошибки на бит. Указанный способ кодирования называется *кодом Грея*.

Каждому значению фазы модулированного сигнала соответствует 2 бита информации, и поэтому изменение модулирующего сигнала при QPSK-модуляции происходит в 2 раза реже, чем при BPSK-модуляции при одинаковой скорости передачи информации. Известно [2], что спектральная плотность мощности многоуровневого сигнала совпадает со спектральной плотностью мощности бинарного сигнала при замене битового интервала T_b на символьный интервал $T_s = T_b \log_2 M$. Для четырехуровневой модуляции $M=4$ и, следовательно, $T_s = 2T_b$. Спектральная плотность мощности QPSK-сигнала при модулирующем сигнале с импульсами прямоугольной формы на основании (18) определяется выражением:

$$PSD(f) = 2A^2T_b \left[\frac{\sin(\pi|f_c - f|2T_b)}{\pi|f_c - f|2T_b} \right]^2 \quad (19)$$

Из данной формулы видно, что расстояние между первыми нулями спектральной плотности мощности сигнала QPSK равно $\Delta f = 1/T_b$, что в 2 раза меньше, чем для сигнала BPSK. Другими словами, спектральная эффективность квадратурной модуляции QPSK в 2 раза выше, чем бинарной модуляции BPSK.

Из вида сигнального созвездия QPSK нетрудно определить значения сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ на выходе модулятора для каждого значения символа информационного сигнала на входе, т.е. построить baseband-модулятор. Как указывалось выше, фаза модулированного колебания с точностью до начального сдвига φ_0 определяется по сигнальному созвездию как угол вектора (I, Q) , отсчитываемый от оси абсцисс. Следовательно, $I(t) = \cos(\varphi(t))$, $Q(t) = \sin(\varphi(t))$ и получаем следующую таблицу соответствия:

Таблица 2. Формирование QPSK-сигнала

Сигнал	Значение			
Дибит цифрового сообщения	00	01	11	10
Модулирующий сигнал	1	3	-3	-1
Фаза φ_k	$\pi/4$	$3\pi/4$	$-3\pi/4$	$-\pi/4$
$I_k = \cos(\varphi_k)$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
$Q_k = \sin(\varphi_k)$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

Алгоритм, заложенный в baseband-процессор, анализирует входную последовательность битов информационного сигнала и ставит ей в соответствие сигналы $I(t)$ и $Q(t)$ согласно табл.2. После этого выполняется baseband-фильтрация для ограничения полосы частот раздельно для каждого из сигналов $I(t)$ и $Q(t)$.

Подвидами семейства QPSK являются дифференциальная квадратурная модуляция (DQPSK) и квадратурная модуляция со сдвигом (OQPSK – Offset QPSK).

DQPSK, аналогично DBPSK, используется из-за неоднозначности фазы восстановленной несущей, в этом случае кратной $\pi/2$. Как и в случае DBPSK, кодируется относительное изменение фазы по отношению к значению на предыдущем символьном интервале.

Модуляция OQPSK является более эффективной, чем QPSK, в системах с нелинейным усилением. Как можно заметить из сигнального созвездия QPSK (рис.18), при переходе из одного символьного состояния в другое, возможно изменение фазы либо на 90° , либо на 180° . Таким образом, максимальное изменение фазы равно 180° . Временная форма сигнала QPSK с импульсами прямоугольной формы имеет постоянную огибающую. Однако после ограничения спектра (прохождения через baseband-фильтр) форма импульсов становится непрямоугольной и огибающая перестает быть постоянной. Появляется паразитная амплитудная модуляция. Оказывается, что чем больше изменение фазы при переходе от одного символьного значения к другому, тем больше будет скачок амплитуды и больше глубина паразитной амплитудной модуляции. Паразитная АМ приводит к повышению требований линейности усилителя мощности и снижению энергетической эффективности. Если ограничить величину максимального изменения фазы, то можно существенно снизить уровень паразитной АМ. В случае OQPSK максимальное изменение фазы составляет $\pi/2$. Максимальный уровень изменения амплитуды огибающей для OQPSK составляет 30% по сравнению со 100% для обычной QPSK. Формируется OQPSK достаточно просто: путем смещения сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ друг относительно друга на величину, равную длительности одного бита.

QPSK (ее различные подвиды) является одним из наиболее часто используемых видов модуляции в современных стандартах цифровой связи.

Многопозиционная фазовая модуляция (M-PSK)

M-PSK формируется, как и другие многопозиционные виды модуляции, путем группировки $k = \log_2 M$ бит в символы и введением взаимно-однозначного соответствия между множеством значений символа и множеством значений сдвига фазы модулированного колебания. Значения сдвига фазы из множества отличаются на одинаковую величину. Для примера на рис.19 приведено сигнальное созвездие для 8-PSK с кодированием Грея.

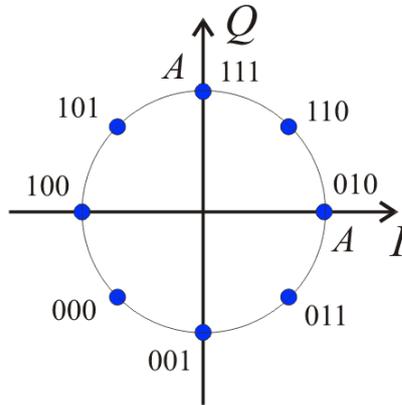


Рисунок 19. Сигнальное созвездие модуляции 8-PSK

1.2.3 Амплитудно-фазовые виды модуляции (QAM)

Очевидно, для кодирования передаваемой информации можно использовать не один параметр несущего колебания, а два одновременно.

Модуляция может быть линейной или нелинейной. Для линейных типов модуляции справедливо линейное соотношение между спектром модулирующего сигнала и спектром модулированного колебания. Также линейны соотношения между амплитудой модулированного сигнала и исходным информационным сигналом и полной фазой модулированного сигнала и информационным сигналом. К линейным видам модуляции относится амплитудная и фазовая [5]. Частотная модуляция является нелинейной. Для линейных процессов справедлив принцип суперпозиции, поэтому для них можно параллельно изменять 2 параметра несущего колебания. Модуляция, при которой происходит одновременное изменение двух параметров несущего колебания – амплитуды и фазы – называется амплитудно-фазовой модуляцией.

Минимальный уровень символьных ошибок будет достигнут в случае, если расстояние между соседними точками в сигнальном созвездии будет одинаковым, т.е. распределение точек в созвездии будет равномерным на плоскости. Следовательно, сигнальное созвездие должно иметь решетчатый вид. Модуляция с подобным видом сигнального созвездия называется квадратурной амплитудной модуляцией (QAM – Quadrature Amplitude Modulation).

QAM является многопозиционной модуляцией. При $M=4$ она соответствует QPSK, поэтому формально считается для QAM $M \geq 8$ (т.к. число бит на символ $k = \log_2 M, k \in N$, то M может принимать только значения степеней 2: 2, 4, 8, 16 и т.д.). Для примера на рис.20 приведено сигнальное созвездие 16-QAM с кодированием Грея.

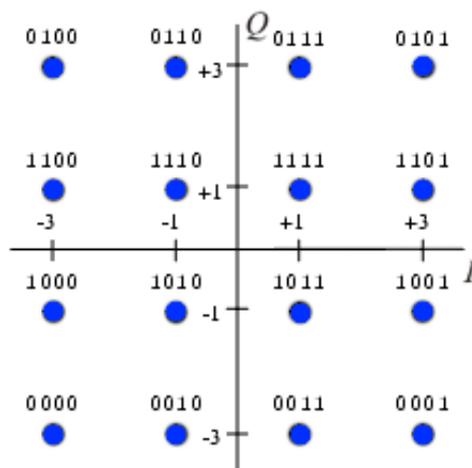


Рисунок 20. Сигнальное созвездие модуляции 16-QAM

На практике используются большие значения M , вплоть до 1024-QAM. Такие виды модуляции позволяют достичь исключительно высокой спектральной эффективности. Однако, как видно из сигнального созвездия, так как информация кодируется в том числе амплитудой и изменения амплитуды велики, то QAM предъявляет высокие требования к линейности усилителя мощности и его динамическому диапазону, особенно для больших M .

Практическое осуществление QAM-модуляции выполняется следующим образом. В памяти процессора хранится таблица значений квадратурных компонент $I(t)$ и $Q(t)$, имеющих в сигнальном созвездии и расположенных в порядке возрастания значения соответствующего символа. Процессор анализирует входную последовательность битов, разбивает ее на символы и для каждого символа выбирает соответствующие значения квадратурных компонент из таблицы. Затем выполняется baseband-фильтрация сигналов $I(t)$ и $Q(t)$.

1.2.4 Частотные виды модуляции (FSK, MSK, M-FSK, GFSK, GMSK).

В случае осуществления частотной модуляции параметром несущего колебания – носителем информации – является несущая частота $\omega(t)$. Модулированный радиосигнал имеет вид:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A \cos(\omega(t)t + \varphi_0) = A \cos(\omega_c t + \omega_d c(t)t + \varphi_0) = \\
 &= A \cos(\omega_c t + \varphi_0) \cos(\omega_d c(t)t) - A \sin(\omega_c t + \varphi_0) \sin(\omega_d c(t)t),
 \end{aligned}
 \tag{20}$$

где ω_c – постоянная центральная частота сигнала, ω_d – *девиация* (изменение) частоты, $c(t)$ – информационный сигнал, φ_0 – начальная фаза.

В случае, если информационный сигнал имеет 2 возможных значения, имеет место двоичная частотная модуляция (FSK – Frequency Shift Keying). Информационный сигнал в (20) является полярным, т.е. принимает значения $\{-1, 1\}$, где -1 соответствует значению исходного (неполярного) информационного сигнала 0, а 1 – единице. Таким образом, при двоичной частотной модуляции множеству значений исходного информационного сигнала $\{0, 1\}$ ставится в соответствие множество значений частоты модулированного радиосигнала $\{\omega_c - \omega_d, \omega_c + \omega_d\}$. Вид сигнала FSK изображен на рис.21.

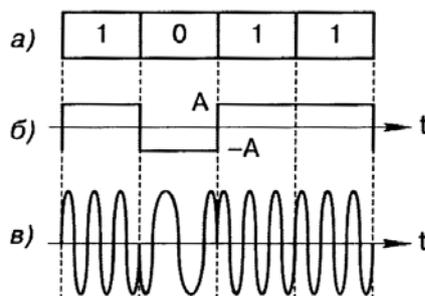


Рисунок 21. Сигнал FSK: а – информационное сообщение; б – модулирующий сигнал; в – модулированное ВЧ-колебание

Из (20) следует непосредственная реализация FSK-модулятора: сигналы $I(t)$ и $Q(t)$ имеют вид: $I(t) = A\cos(\omega_d c(t)t)$, $Q(t) = A\sin(\omega_d c(t)t)$. Так как функции \sin и \cos принимают значения в интервале $[-1..1]$, то сигнальное созвездие сигнала FSK – окружность с радиусом A .

Многопозиционная частотная модуляция (М-FSK)

Многопозиционная (многоуровневая) модуляция М-FSK формируется, как и другие многопозиционные виды модуляции, путем группировки $k = \log_2 M$ бит в символы и введением взаимно-однозначного соответствия между множеством значений символа и множеством значений частоты модулированного колебания. При этом значения возможных частот отличаются на одинаковую величину $2\omega_d$. Вид сигнала М-FSK также определяется (20), информационный сигнал М-FSK является полярным, как и для FSK. Как видно из (20), для того, чтобы значения частоты отличались на одинаковую величину, разность между значениями символов информационного сигнала должна быть одинаковой. Например, для сигнала 4-FSK множеству значений символов исходного информационного сигнала $\{00, 01, 10, 11\}$ ставится во взаимнооднозначное соответствие множество значений модулирующего сигнала $c(t) \{-3, -1, 1, 3\}$.

Частотная модуляция с минимальным сдвигом (MSK)

Величина $m = 2f_d T_s$, где $f_d = \omega_d / 2\pi$ – девиация частоты, T_s – длительность символа, называется *индексом модуляции*. Чем больше индекс модуляции, тем больше разность частот модулированного сигнала, тем проще различить значения символов в приемнике (меньше вероятность ошибки), но тем больше ширина спектра сигнала. На практике для FSK используются значения $0.1 \leq m \leq 1$. Как показано в [2], при $m \geq 0.5$ значение вероятности битовой ошибки перестает уменьшаться монотонно с увеличением m , а осциллирует с затуханием в окрестности постоянного значения. На рис.22 показаны спектры сигналов FSK с непрерывным изменением фазы для различных индексов модуляции. Модуляция с индексом 0.5 обладает наибольшей спектральной эффективностью. FSK с индексом модуляции $m = 0.5$ называется частотной модуляцией с минимальным сдвигом (MSK – Minimum Shift Keying).

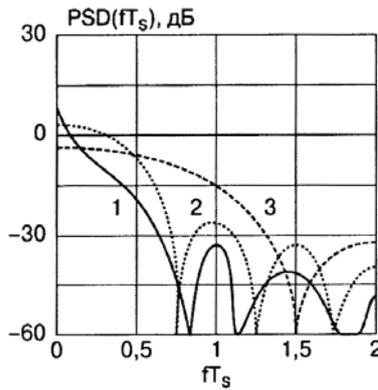


Рисунок 22. Спектральная плотность ЧМ-сигналов с непрерывной фазой для различных индексов модуляции: 1 – $m=0.25$; 2 – $m=0.5$; 3 – $m=1$

Спектральная плотность мощности сигнала MSK определяется выражением

$$PSD_{MSK}(f) = \left| \frac{\cos(2\pi f T_b)}{1 - (4f T_b)^2} \right|^2 \quad (21)$$

Сравнение спектральных плотностей мощности сигналов MSK и QPSK приводится на рис.23.

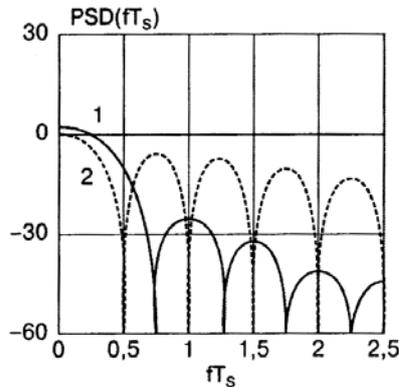


Рисунок 23. Спектральная плотность мощности: 1 – модуляция MSK; 2 – модуляция QPSK.

Как видно из рисунка, QPSK по сравнению с MSK имеет меньшую (на 50%) ширину основного лепестка, т.е. большую спектральную эффективность. Однако скорость уменьшения боковых лепестков для MSK значительно выше (пропорционально f^{-4} по сравнению с f^{-2} для QPSK). Ввиду этого, при ограничении спектра, возникающая паразитная АМ для MSK будет существенно меньше, чем для QPSK.

Виды частотной модуляции с ограниченным спектром (GFSK, GMSK)

Для ограничения спектра сигналов FSK и MSK чаще всего применяется Гауссов baseband-фильтр. Соответствующие типы модуляции называются GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) и GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying, используется в стандарте GSM). В отличие от фильтра с характеристикой приподнятого косинуса, фильтр Гаусса не обеспечивает отсутствие межсимвольной интерференции, однако вносит малый уровень межсимвольных искажений. Возможность его применения обусловлена тем, что baseband-фильтр является не единственным источником межсимвольной интерференции в системе связи. Распространение радиоволн в городе или зданиях ввиду многолучевого характера распространения приводит часто к уровню межсимвольной интерференции, превышающему значения, вносимые фильтром (правда, применение специальных схем модуляции и (или) разнесенного приема позволяет существенно снизить влияние многолучевости, в таких системах лучше применять фильтры Найквиста). Кроме этого, искажения в аналоговых трактах и антенных системах

также приводят к некоторому уровню межсимвольной интерференции. Гауссов фильтр требует существенно меньшей длины импульсной характеристики КИХ-фильтра по сравнению с фильтром приподнятого косинуса для одинакового уровня подавления побочных составляющих спектра. Поэтому он обладает существенно большей вычислительной эффективностью. Частотная характеристика Гауссова ФНЧ имеет вид:

$$G(f) = \exp\left[-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \frac{\ln 2}{2}\right], \quad (22)$$

где B – ширина полосы фильтра по уровню 3 дБ.

Перечислим основные достоинства частотных видов модуляции:

- постоянство амплитуды огибающей модулированного сигнала (небольшие ее изменения при использовании baseband-фильтра). Ввиду этого возможно использовать высокоэффективные нелинейные режимы усиления (В,С);
- малый уровень побочного излучения (боковых лепестков в спектре), что приводит также к небольшой величине паразитной АМ при ограничении спектра;
- возможность использования некогерентной демодуляции сигнала. В приемнике можно не использовать схему восстановления несущей частоты, что ведет к существенному упрощению структуры приемника.

Помимо описанной выше реализации частотных видов модуляции с использованием квадратурного IQ -модулятора, возможны более простые способы ее осуществления. Например, информационный сигнал проходит baseband-фильтрацию для ограничения спектра и поступает на управляющий вход генератора, управляемого напряжением (ГУН). ГУН генерирует синусоидальное колебание, частота которого зависит от управляющего напряжения по закону, близкому к линейному. Таким образом, достигается частотная модуляция с непрерывной фазой.

В качестве простейшего примера некогерентной демодуляции приведем следующий. Модулированный радиосигнал (как правило, на промежуточной частоте) поступает на колебательный контур, частота которого несколько отстроена от несущей частоты FSK-сигнала, так что спектр FSK сигнала лежит в стороне от резонанса. Амплитудно-частотная характеристика колебательного контура в стороне от резонанса имеет спадающий вид. Каждому из значений частоты FSK-сигнала будет соответствовать различное значение амплитуды сигнала на контуре ввиду непостоянства АЧХ. Таким образом, частотная модуляция преобразована в амплитудную. Далее сигнал поступает на амплитудный детектор (например, диодного типа) и схему восстановления тактовой частоты для восстановления информационного сигнала.

Однако квадратурная когерентная реализация частотных видов модуляции является предпочтительной, так как обеспечивает меньшую вероятность ошибки на бит и большую универсальность. При современном уровне развития процессоров обработки сигнала и программируемых логических микросхем ее реализация не представляет существенных трудностей.

В данном разделе были рассмотрены типовые, наиболее часто используемые в современных системах связи виды модуляции. Существуют и другие виды модуляции (п.1.2.7), некоторые из них обладают усовершенствованными характеристиками.

1.2.5 Сравнение различных видов модуляции

Как указывалось, основными критериями эффективности различных видов модуляции являются критерии спектральной и энергетической эффективности. Энергетическая эффективность характеризует энергию, которую необходимо затратить для передачи информации с заданной достоверностью (вероятностью ошибки). Спектральная эффективность характеризует полосу частот, необходимую для того, чтобы передавать

информацию с определенной скоростью. Кроме данных критериев, виды модуляции сравниваются по устойчивости к различным типам помех и искажений и сложности аппаратной реализации. Существуют также специфические критерии, существенные для отдельных систем связи, отражающие особенности канала связи.

Практически во всех системах связи используются фильтры, ограничивающие спектр сигнала. Для амплитудных, фазовых и амплитудно-фазовых видов модуляции чаще всего используется фильтр с характеристикой приподнятого косинуса, для частотных – гауссов фильтр. Таким образом, спектральная эффективность для амплитудных, фазовых и амплитудно-фазовых видов модуляции *одинакова и определяется полосой фильтра*. Было показано, что увеличение позиций (уровней) модуляции (модуляции M-ASK, M-PSK и M-QAM) увеличивает спектральную эффективность в $k = \log_2 M$ раз. Также было отмечено, что наибольшей спектральной эффективностью среди частотных видов модуляции обладает модуляция MSK. Сравнение MSK с гауссовой фильтрацией (модуляция GMSK) и относительной полосой $BT_b = 0.3$ и модуляции QPSK с фильтром приподнятого косинуса с коэффициентом скругления $\alpha = 0.35$ (оптимальные для многих систем связи параметры) выявляет, что 99% мощности содержится в относительной полосе 1 для QPSK и 2.6 для GMSK. Таким образом, MSK является спектрально в 2.6 раза менее эффективной, чем QPSK и в 1.3 раза менее эффективной, чем BPSK.

Сравним виды модуляции по критерию энергетической эффективности. Для этого оценим для каждого вида модуляции требуемую энергию для передачи информации с одинаковой вероятностью ошибки на бит. В [2], [10] определены соотношения, связывающие вероятность битовой ошибки с величиной E_b / N_0 для различных видов модуляции:

$$BER = f\left(\frac{E_b}{N_0}\right), \quad (23)$$

где BER – вероятность ошибки E_b – энергия, необходимая для передачи одного бита информации, N_0 – спектральная плотность мощности белого шума в канале. Если мощность передатчика равна P , то величина энергии, приходящаяся на один бит информации, равна $E_b = PT_b$, где T_b – длительность бита. В табл.3 приводятся зависимости вероятности ошибки на бит от отношения E_b / N_0 для различных видов модуляции.

Таблица 3. Вероятность ошибки на бит для различных видов модуляции

Вид модуляции	Вероятность ошибки на бит (BER)
OOK	$Q(\sqrt{E_b / N_0})$
М-ASK код Грея	$\frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{\log_2 M}{(M-1)^2} \frac{E_b}{N_0}}\right)$
BPSK	$Q(\sqrt{2E_b / N_0})$
Некогерентная DBPSK	$\frac{1}{2} \exp(-E_b / N_0)$
Когерентная DBPSK	$2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\left(1 - Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right)$
QPSK код Грея	$Q(\sqrt{2E_b / N_0})$
Когерентная DQPSK при $E_b / N_0 \gg 1$	$2Q(\sqrt{2E_b / N_0})$

M-PSK код Грея	$\frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0} \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)$
FSK	$Q\left(\sqrt{\left[1 - \frac{\sin(2\pi \cdot m)}{2\pi \cdot m}\right] \frac{E_b}{N_0}}\right)$
MSK	$Q(\sqrt{E_b / N_0})$
M-MSK	$\frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left\{\sqrt{\log_2 M \frac{E_b}{N_0}}\right\}$
QAM код Грея	<p>для $k = \log_2 M$, k – четное:</p> $BER = \frac{2P_0 - P_0^2}{\log_2 M}, \text{ где}$ $P_0 = \frac{2(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{E_b}{N_0}}\right)$ <p>для нечетных k:</p> $BER \leq \frac{1}{\log_2 M} \left[1 - \left(1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{E_b}{N_0}}\right) \right)^2 \right]$

В табл.3 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ – интеграл ошибок, M – число позиций для многопозиционных видов модуляции, m – индекс модуляции для частотной модуляции, BER – вероятность ошибки на бит.

Из табл.3 видно, что с увеличением позиционности модуляции, вероятность битовой ошибки увеличивается (см., например, формулы M-ASK и M-PSK, $Q(x)$ является убывающей функцией аргумента). Таким образом, как правило, при увеличении спектральной эффективности энергетическая эффективность уменьшается.

Однако BER для BPSK и QPSK описываются одинаковыми формулами (табл. 3), при этом QPSK в 2 раза спектрально эффективнее, чем BPSK. Следовательно, QPSK всегда существенно эффективнее, чем BPSK, и, обыкновенно, имеет смысл использовать QPSK, а не BPSK. Физически, это объясняется тем, что в случае QPSK добавляется дополнительная степень свободы: квадратурная составляющая $Q(t)$. В случае BPSK используется только синфазная составляющая $I(t)$. Квадратурная форма когерентного фазового демодулятора приводит к тому, что два канала детектора обеспечивают независимый прием двух бинарных фазомодулированных сигналов. Аналогичное явление имеет место и при сравнении модуляций DBPSK и DQPSK (с относительным кодированием). Хотя выражения для BER несколько отличаются, с высокой степенью приближения они совпадают (рис.24). Модуляции с относительным кодированием имеют небольшой энергетический проигрыш по сравнению с обыкновенными BPSK и QPSK (0.3 – 0.9 дБ). DBPSK с некогерентным детектированием также имеет небольшой проигрыш по сравнению с DBPSK с когерентным детектированием (около 0.5 дБ), рис.24. Под энергетическим выигрышем понимается разница в значении E_b / N_0 при одинаковом значении вероятности ошибки на бит.

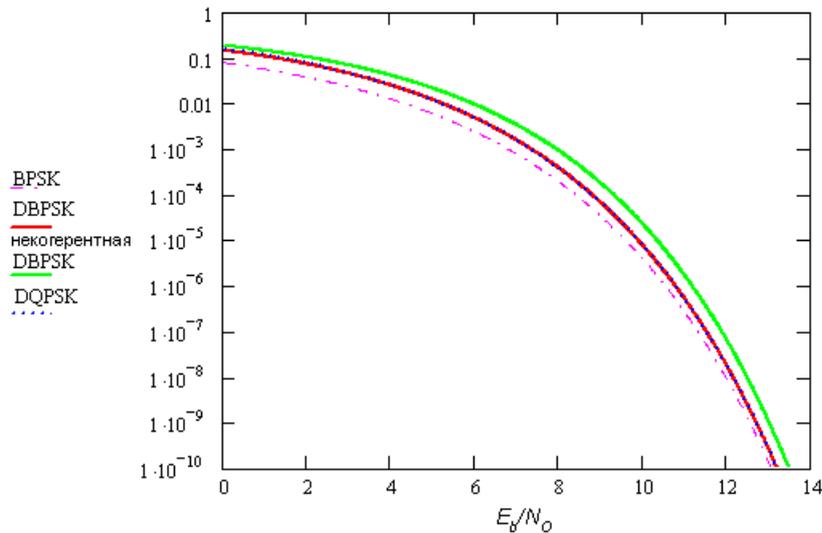


Рисунок 24. Сравнение энергетической эффективности модуляций с относительным кодированием: DBPSK, DQPSK и некогерентной DBPSK

Таким образом, имеет смысл сравнивать виды модуляции с одинаковым числом позиций. Сравним двухуровневые OOK, BPSK и MSK. Как видно из табл.3, OOK и MSK имеют одинаковую эффективность и уступают BPSK (и, соответственно, QPSK) по энергетической эффективности приблизительно 3 дБ (рис.25).

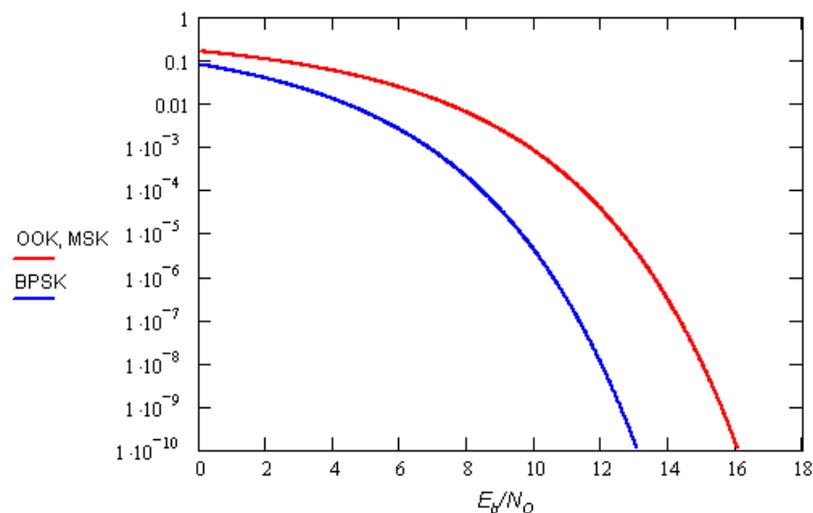


Рисунок 25. Сравнение энергетической эффективности модуляций OOK, MSK и BPSK

По результатам данного сравнения можно сделать вывод о том, что при числе уровней до 4 включительно QPSK является спектрально и энергетически наиболее эффективным видом модуляции. Однако здесь следует сделать одно существенное замечание относительно модуляции GMSK. Ее спектральная эффективность ниже, чем QPSK, в системах с *линейным усилением*. GMSK, как частотный вид модуляции, позволяет использовать высокоэффективные нелинейные усилители и ограничители, что дает энергетический выигрыш. При прохождении QPSK через подобные устройства, ее спектр расширяется (происходит некоторое восстановление боковых лепестков). Поэтому, в некоторых случаях, GMSK может иметь большую эффективность, чем QPSK. В частности в стандарте GSM выбор сделан в пользу GMSK, а в CDMA – OQPSK. Однако, усовершенствованные виды модуляции QPSK (например, FQPSK) в любом случае превосходят GMSK (см. п.1.2.7).

Сравним теперь модуляции с числом уровней $M > 4$. На рис. 26 изображено сравнение энергетической эффективности для амплитудной, фазовой и амплитудно-фазовой манипуляции при $M=16$ и $M=64$.

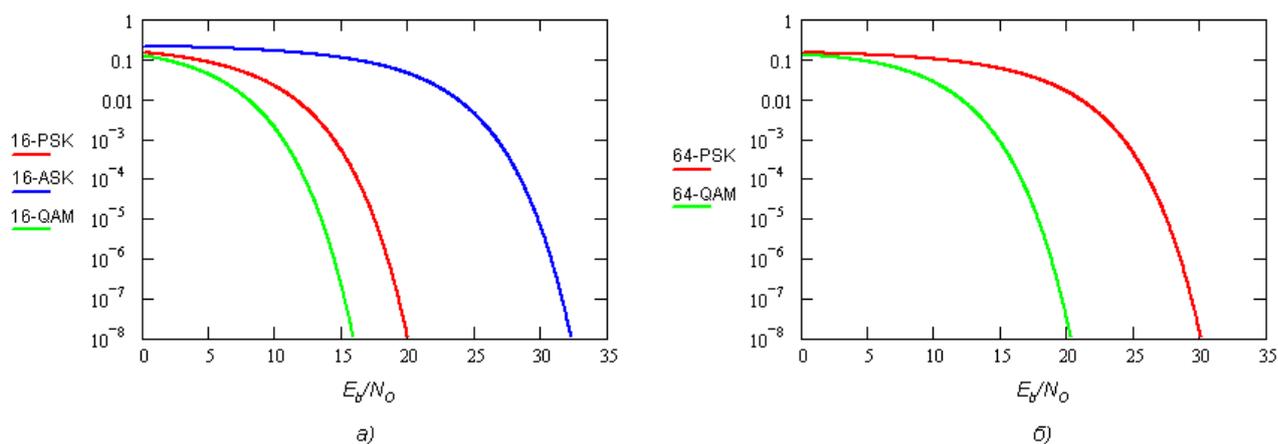


Рисунок 26. Сравнение энергетической эффективности модуляций M-ASK, M-PSK и M-QAM:
а – M=16, б – M=64

Как видно из рис.26, амплитудная модуляция существенно (более 10 дБ при $M=16$) уступает фазовой и амплитудно-фазовой, поэтому при $M=64$ сравнение с ней не проводится. При сравнении M-PSK с M-QAM видно, что M-QAM превосходит по эффективности M-PSK, причем энергетический выигрыш M-QAM увеличивается с ростом M . Например, для $M=16$ выигрыш составляет около 4 дБ, а при $M=64$ около 10 дБ. Физически это объясняется тем, что расстояние между соседними точками в сигнальном созвездии M-PSK меньше, чем M-QAM. Сигнальное созвездие M-PSK представляет собой окружность с равномерно распределенными на ней точками, а созвездие M-QAM – квадрат с равномерно распределенными по его площади точками. Чем больше расстояние между точками в созвездии, тем менее вероятна ошибка в детектировании соседнего символа. Многопозиционная частотная модуляция используется гораздо реже, так как *при увеличении числа уровней и сохранении индекса модуляции ее спектр не сужается, а расширяется*, ввиду того, что вводятся новые частоты и ширина спектра растет по закону $\frac{M}{\log_2 M}$. Как видно из табл.3, однако, *при увеличении числа*

уровней M-MSK, в отличие от всех других видов модуляции, вероятность ошибки на бит уменьшается. Мы получаем выигрыш в энергетической эффективности за счет уменьшения спектральной эффективности.

Таким образом, при ограниченной полосе, при $M \leq 4$ наиболее эффективной является модуляция QPSK, а при $M > 4$ – QAM. QPSK является частным случаем QAM при $M=4$. Можно считать QAM наиболее эффективным видом модуляции при любом числе уровней. Еще больший выигрыш по сравнению с обыкновенными QPSK и QAM дают их усовершенствованные модификации, такие, как модификации Фейера (FQPSK, FQAM), модуляция с решетчатым кодированием (TCM), оптимизация формы сигнальных созвездий и использование многомерных сигнальных созвездий (п.1.2.7).

1.2.6 Выбор оптимального метода модуляции

Как правило, при проектировании системы связи ставится следующая задача.

Имеется заданный уровень вероятности ошибки на бит, который не должен быть превышен. Например, для передачи речи принимается уровень $BER \leq 10^{-3}$. Трудно представить, что искажение одного бита из тысячи будет различимо на слух. Для систем межкомпьютерного обмена приемлемый уровень BER системы радиосвязи существенно ниже (порядка $10^{-9}..10^{-12}$). В данных системах дополнительное снижение BER обеспечивается протоколом более высокого уровня (например, TCP/IP), что приводит к результирующим значениям BER, например, 10^{-20} .

Также, обыкновенно, рано или поздно придется ограничить полосу частот, занимаемую радиосигналом. Это придется сделать хотя бы для исключения интерференции с иными системами связи. Имеются нормативные акты, регулирующие распределение частотного ресурса, при частотном разделении пользователей необходимо обеспечить отсутствие интерференции между ними, ограничены возможности полосы аппаратуры и др. Исключение составляют сверхширокополосные системы связи (UWB). Хотя и для них полоса ограничена значением несколько ГГц. На данном этапе развития систем UWB передача в них осуществляется короткими (менее 1нс) импульсами гауссовой формы, а модуляция – изменением положения импульса во времени. Вопрос выбора оптимального метода модуляции в рассматриваемом здесь ключе для систем UWB не ставится.

В приемнике имеется некоторое значение отношения E_b / N_0 , которое определяется характеристиками мощности передатчика, чувствительности приемника и потерями сигнала на трассе. Определим данную зависимость.

По определению, энергия на бит равна $E_b = P \cdot T_b = \frac{P}{R}$, где P – мощность сигнала, T_b – длительность бита, R – скорость передачи (бит/с). Мощность сигнала на входе приемника равна $P = P_0 \cdot G_{TX} \cdot G_{RX} \cdot K$, где P_0 – выходная мощность передатчика, G_{TX} – коэффициент усиления антенны передатчика, G_{RX} – коэффициент усиления антенны приемника, K – коэффициент передачи канала связи. Выражая E_b в дБм (децибелах относительно милливатта), а остальные величины – в дБ, получим: $E_b = P_0 + G_{TX} + G_{RX} - Loss - 10 \log R$, где $Loss = \frac{1}{K}$ – коэффициент потерь на трассе.

Уровень шума на входе детектора определяется коэффициентом шума приемника (в предположении, что шумы эфира меньше). Спектральная плотность мощности шума, приведенная ко входу приемника, равна $N_0 = -174 + NF$, где -174 дБм/Гц – уровень теплового шума на входном сопротивлении приемника при температуре ок. 17°C, NF – коэффициент шума приемника, дБ.

Таким образом, получим:

$$\frac{E_b}{N_0} = P_0 + G_{TX} + G_{RX} - NF - Loss + 174 - 10 \log R \quad (24)$$

– отношение E_b / N_0 на детекторе приемника.

Обозначим *отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума на детекторе* (ОСПШД):

$$ОСПШД = P_0 + G_{TX} + G_{RX} - NF - Loss + 174 \quad (25)$$

Мы видим, что величина ОСПШД объединяет характеристики приемно-передающей аппаратуры и потери на трассе.

Тогда

$$\frac{E_b}{N_0} = ОСПШД - 10 \log R \quad (26)$$

Видно, что отношение E_b / N_0 определяется величиной ОСПШД и скоростью передачи.

Обыкновенно, задача системы связи – обеспечить максимальную скорость передачи данных. При работе системы связи основным изменяющимся параметром является коэффициент потерь на трассе ($Loss$). Он изменяется в связи с вариацией затухания сигнала при изменении расстояния между передатчиком и приемником, а также из-за *замираний* (вариаций уровня сигнала в пространстве и времени из-за интерференции ввиду многолучевого распространения радиоволн). Также, иногда передатчик может управлять выходной мощностью для управления потребляемой энергией. Таким образом, изменяющимся

параметром является ОСПШД. Приемник измеряет текущее значение ОСПШД, выбирает оптимальный вид модуляции, обеспечивающий максимальную скорость, и осуществляет передачу данных на скорости, близкой к максимальной для данного ОСПШД (как правило, имеется дискретный набор возможных скоростей). Также может ставиться задача выбора характеристик приемно-передающей аппаратуры (определения ОСПШД) для обеспечения требуемой скорости передачи при заданных максимальных потерях (*Loss*). Обе задачи можно решить, если известна зависимость вида модуляции и скорости от ОСПШД.

Таким образом, при проектировании системы связи возникает следующая задача.

Для заданной ширины полосы сигнала W , заданного максимального значения вероятности ошибки на бит BER_{max} определить оптимальный (обеспечивающий максимальную скорость) вид модуляции (и число позиций модуляции) и максимальную скорость передачи данных в зависимости от ОСПШД (отношения сигнала к спектральной плотности шума на детекторе). Величина ОСПШД объединяет характеристики приемно-передающей аппаратуры и затухание сигнала на трассе.

Проведем решение данной задачи.

Если известна зависимость BER от E_b/N_0 , то можно определить, для каждого вида модуляции, минимальное значение E_b/N_0 , обеспечивающее заданное значение BER_{max} . Для видов модуляции с отсутствием кодирования теоретические зависимости BER от E_b/N_0 приведены в табл.3. Однако кодирование часто используется, так как обеспечивает определенный энергетический выигрыш по сравнению с некодированной системой. Значение энергетического выигрыша называется *коэффициентом усиления кода*. Таким образом, если известен коэффициент усиления кода, то из требуемых минимальных значений E_b/N_0 следует вычесть значение коэффициента усиления. Однако, как правило, известны лишь оценочные значения коэффициента усиления; коэффициент усиления кода может существенно различаться для разных видов модуляции и разного числа позиций. Кроме этого, реальные зависимости BER от E_b/N_0 могут несколько отличаться от табл.3 для различных вариантов реализации системы связи. Поэтому, *наиболее точным является получение зависимостей BER от E_b/N_0 с помощью компьютерного статистического моделирования*. Например, на рис.27 приведены зависимости BER от E_b/N_0 для модуляций QPSK, 16-QAM и 64-QAM без кодирования, полученные при помощи моделирования в среде AWR Design Environment.

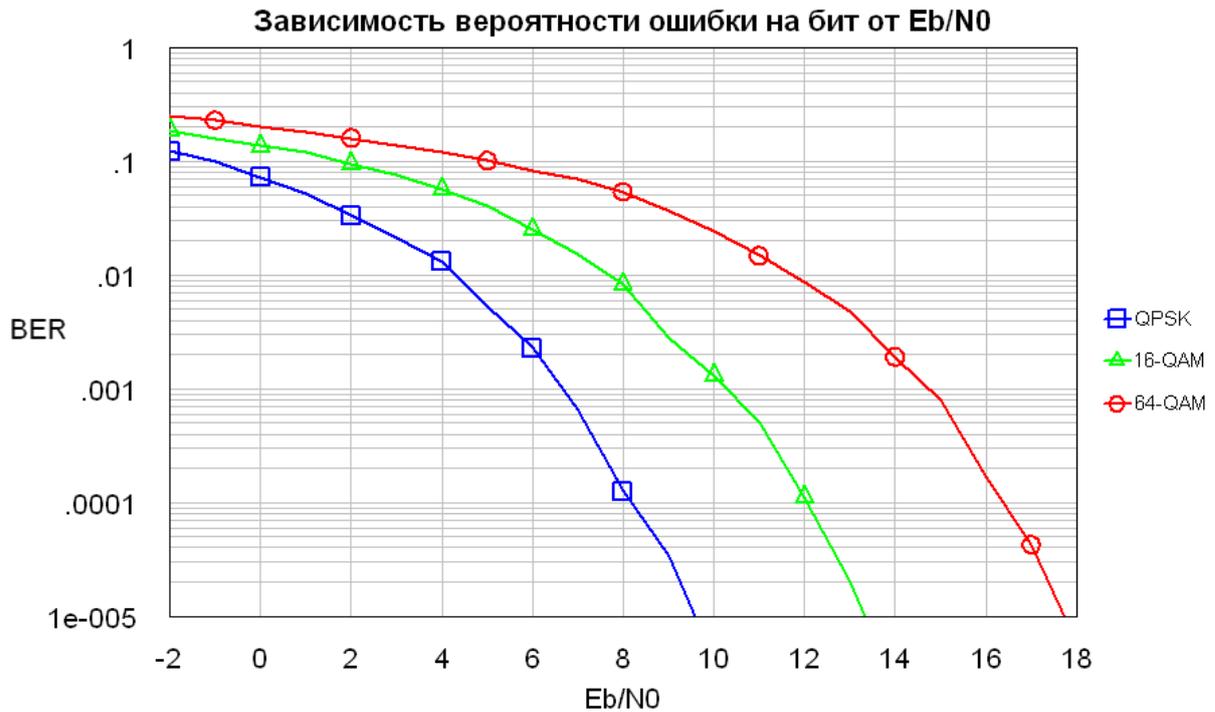


Рисунок 27. Зависимости вероятности ошибки на бит от E_b / N_0 для модуляций QPSK, 16-QAM и 64-QAM, полученные в результате моделирования

Итак, для каждого вида модуляции и числа позиций можно определить требуемое минимальное значение E_b / N_0 , обеспечивающее необходимый уровень BER.

Значение полосы, занимаемой сигналом, как правило, пропорционально скорости передачи данных. Для фильтров Найквиста с характеристикой “корень из приподнятого косинуса” или “приподнятый косинус” данная зависимость определяется очевидным выражением:

$$W = (1 + \alpha) \frac{R}{\log_2 M} \frac{1}{R_c}, \quad (27)$$

где W – полоса сигнала на радиочастоте (Гц), R – скорость передачи данных (бит/с), M – число позиций модуляции, α – коэффициент скругления фильтра, R_c – скорость кода (1 при отсутствии кодирования). Для других типов фильтров зависимость аналогична, но коэффициент α имеет иной смысл.

Преобразуем (26) в логарифмическую форму:

$$10 \log W = 10 \log \frac{1 + \alpha}{\log_2 M \cdot R_c} + 10 \log R = 10 \log R + K(M), \quad (28)$$

где $K(M) = 10 \log \frac{1 + \alpha}{\log_2 M \cdot R_c}$.

Выразим $10 \log R$ из (28) и подставим в (26). Тогда для каждого вида модуляции получим:

$$E_b / N_0 = \text{ОСПШД} - 10 \log W + K(M) \quad (29)$$

Обозначим значение E_b / N_0 , обеспечивающее заданное значение BER_{\max} , для каждого (i -го) вида модуляции через $(E_b / N_0)_i^{\min}$. Выражая ОСПШД из (29), получим:

$$\text{ОСПШД}_i^{\min} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_i^{\min} + 10 \log W - 10 \log \frac{1 + \alpha}{\log_2 M \cdot R_c}, \quad (30)$$

где $ОСПШД_i^{\min}$ – минимальное значение ОСПШД, требуемое для обеспечения требуемого значения BER для определенного вида модуляции.

Выразим R из (27):

$$R_{\max} = W \cdot \log_2 M \cdot R_c \frac{1}{1 + \alpha} \quad (31)$$

Из (31) видно, что имеет смысл выбирать вид модуляции с наибольшим числом позиций (M) (при одинаковом кодировании), так как он позволит обеспечить передачу в заданной полосе с максимальной скоростью.

Формулы (30) и (31) решают поставленную задачу.

Вначале с использованием статистического моделирования или аналитического расчета для каждого вида модуляции определяется $(E_b / N_0)_i^{\min}$. По формуле (30) определяется $ОСПШД_i^{\min}$ и заносится в память приемника. Приемник измеряет текущее значение $ОСПШД$ и выбирает вид модуляции в системе (имея обратную связь с передатчиком), $ОСПШД_i^{\min}$ которого меньше текущего значения ОСПШД (обеспечение требуемого значения BER), а значение $\log_2 M \cdot R_c$ максимально (обеспечение максимальной скорости). После этого рассчитывается максимальная возможная для данного вида модуляции скорость по (31) (обеспечение занятия всей доступной полосы) и выбирается наиболее близкая, но не большая скорость из доступного дискретного набора скоростей.

Соотношения (30) и (31) справедливы для произвольных видов модуляции и методов кодирования. В предыдущем разделе было выявлено, что наиболее эффективным типом модуляции является QAM (и ее усовершенствованные варианты, в т.ч. с решетчатым кодированием). Поэтому под выбором оптимального вида модуляции в дальнейшем будет чаще всего пониматься определение числа позиций QAM в зависимости от значения ОСПШД.

Приведем пример выбора оптимального метода модуляции. Зададим требуемый уровень $BER=10^{-4}$, полосу сигнала 10 МГц, отсутствие кодирования, фильтр с характеристикой “корень из приподнятого косинуса” с коэффициентом скругления 0.35. Из рис.27 получим для $BER=10^{-4}$ значения $(E_b / N_0)_i^{\min}$ 8.1; 12.0; 16.3 дБ соответственно для видов модуляции QPSK ($M=4$), 16-QAM и 64-QAM. Используя (30), вычисляем соответствующие $ОСПШД_i^{\min}$: 79.8 дБ; 86.7 дБ; 92.8 дБ. Рассчитаем максимальные скорости по (31): 14.8 Мбит/с; 29.6 Мбит/с; 44.4 Мбит/с. Результат решения задачи приведен на рис.28.

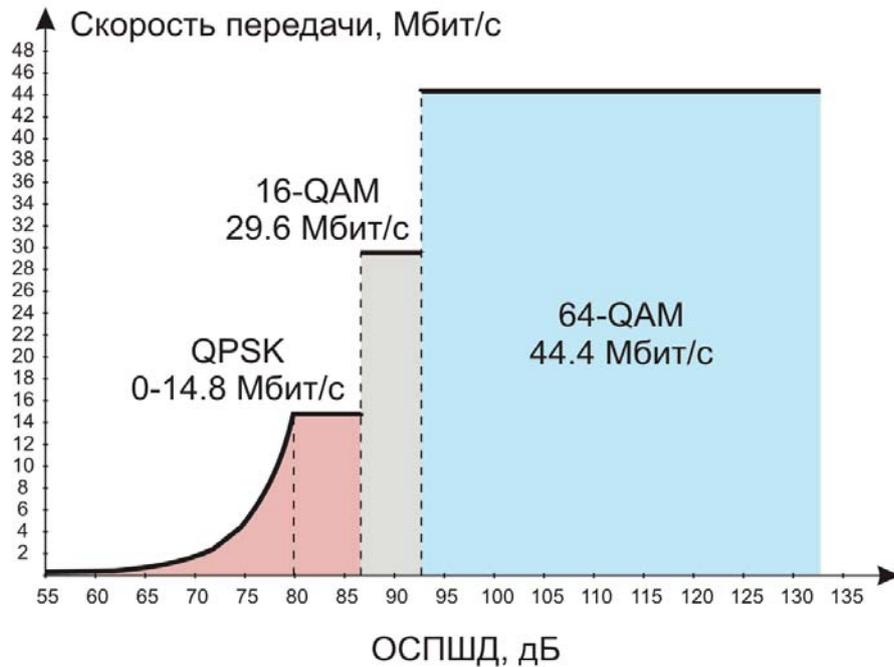


Рисунок 28. Выбор оптимального метода модуляции и скорости передачи данных в зависимости от ОСПШД

Таким образом, значение максимальной скорости передачи меняется дискретным образом при $ОСПШД \geq ОСПШД_1^{\min}$. Это происходит из-за того, что увеличение скорости выше максимальной привело бы к расширению полосы более допустимой, а текущего ОСПШД еще не хватает для переключения на следующий вид модуляции (с большим числом уровней), что позволило бы снизить полосу.

Что же происходит при $ОСПШД < ОСПШД_1^{\min}$? Нам по-прежнему требуется обеспечить вероятность ошибки на бит не больше максимальной, для этого нужно сохранить $(E_b / N_0)_1^{\min}$, так как видов модуляции с меньшим числом позиций, обеспечивающих такую же BER при меньшем значении E_b / N_0 , уже не существует (BPSK имеет такую же зависимость BER от E_b / N_0 , как и QPSK). Из (26) следует, что при уменьшении ОСПШД величину E_b / N_0 можно сохранить постоянной, уменьшая скорость:

$$10 \log R = ОСПШД - (E_b / N_0)_1^{\min} \quad (32)$$

Следовательно, при уменьшении $ОСПШД < ОСПШД_1^{\min}$ величина максимальной скорости меняется непрерывно. Для рассматриваемого примера максимальная скорость в линейном масштабе изображена на рис.28 и в логарифмическом – на рис.29.

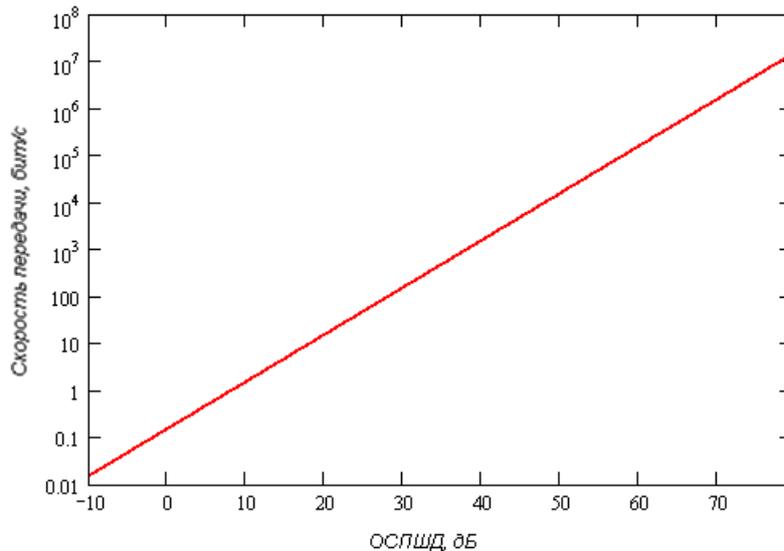


Рисунок 29. Зависимость максимальной скорости передачи данных от ОСПШД при $ОСПШД < ОСПШД_1^{\min}$

Из рис.29 видно, что даже при очень низких значениях ОСПШД передача с заданной вероятностью ошибки возможна, однако на низких скоростях (например, 1 бит/с для 10 дБ ОСПШД). При уменьшении скорости уменьшается и занимаемая сигналом полоса согласно (27).

Оценим, как рассчитанные значения из примера применимы на практике. Положим мощность передатчика 10 дБм (10 мВт), коэффициент шума приемника 20 дБ, коэффициенты усиления антенн 1 (0 дБ, всенаправленные антенны) – достаточно просто реализуемые технически величины. Предположим, что система связи работает в здании, несущая частота составляет 2.5 ГГц. Воспользуемся формулой для потерь при распространении внутри здания (1):

$$L(d) = 27.56 - 20 \log f - 20 \log d_0 - 10n \log(d / d_0), \quad (33)$$

где L – потери при распространении [дБ], f – несущая частота, d – расстояние между передающей и приемной антеннами [м], d_0 – расстояние до первого препятствия [м], n – показатель степени затухания ($2 \leq n \leq 4$ для зданий). Положим $n=3.5$, $d_0=3$ м. Подставляя заданные значения и (33) в (25), получим:

$$ОСПШД = 130.8 - 35 \log d \quad (34)$$

Используя рис.28 и (32), получим значения скорости передачи в зависимости от оценочного расстояния между передающей и приемной антеннами (рис.30).

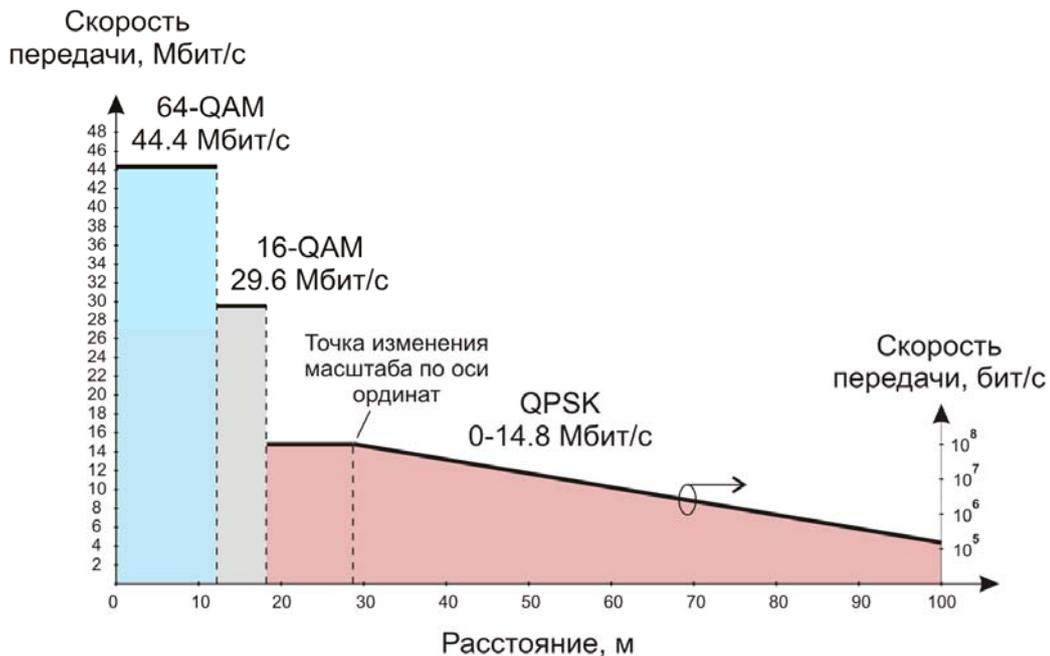


Рисунок 30. Значения максимальной скорости передачи данных в зависимости от оценочного расстояния между передатчиком и приемником для конкретной системы связи в здании

Как мы видим, зависимость на рис.28 является неубывающей. Следовательно, она позволяет решить обратную задачу: выбрать необходимые параметры системы связи (мощность передатчика, коэффициенты усиления антенн, коэффициент шума приемника) при заданной скорости передачи. Совокупность данных параметров определяется значением ОСПШД, определяемым из графика, и прогнозируемым значением максимальных потерь на трассе (которые возможно оценить, исходя из требуемой дальности связи).

Отметим, что приведенный пример соответствует случаю отсутствия канального кодирования. Применение кодирования позволит получить существенный энергетический выигрыш и увеличение дальности связи. Основной задачей данной практической работы является выявление оптимального вида модуляции и максимальной скорости передачи данных в зависимости от ОСПШД для систем с кодированием.

Виды QAM с нечетным значением $\log_2 M$ (8-QAM, 32-QAM, 128-QAM и др.) используются реже, так как они не позволяют осуществить кодирование Грея (энергетический проигрыш при этом 0.5-0.7 дБ). Их использование позволило бы осуществить более мелкую градацию изменения скорости в зависимости от ОСПШД (ступеньки на рис.28), однако, ввиду обычно небольшого количества дискретных значений скорости, получаемого шага (рис.28), как правило, вполне достаточно.

Прямое измерение ОСПШД приемником – трудоемкая задача. Она требует измерения уровня сигнала с большим динамическим диапазоном и уровня шума, калибровки. Гораздо проще на приемном конце измерить BER, передавая известную приемнику последовательность. Если известен BER, то для текущего вида модуляции легко получить E_b / N_0 , используя зависимости рис.27 (они записываются в память приемника). Затем по формуле (29) можно получить ОСПШД и выбрать оптимальный вид модуляции и скорость передачи.

Подводя итог, отметим, что для решения задачи достижения максимальной скорости передачи данных при ограниченной полосе и заданной максимально возможной вероятности ошибки на бит, система связи должна выбирать оптимальный вид модуляции (чаще всего, число позиций QAM) и скорость передачи. Оптимальный вид модуляции определяется величиной ОСПШД (отношение сигнала к спектральной плотности шума на детекторе приемника), которая определяется характеристиками приемно-передающей аппаратуры

(мощность, коэффициент шума) и затуханием сигнала на трассе. Для определенного вида модуляции скорость передачи определяется доступной полосой.

Аналитические зависимости BER из табл.3 справедливы для канала с аддитивным белым гауссовым шумом. На практике в большинстве радиоканалов существенно многолучевое распространение радиоволн, которое приводит к совершенно иному виду зависимостей BER от E_b / N_0 . BER может изменяться на несколько порядков при изменении расстояния между передатчиком и приемником несколько сантиметров при высоких скоростях передачи. Хотя статистическое моделирование позволяет произвести расчет многолучевого канала для любой заданной структуры лучей и установить зависимости BER от E_b / N_0 , на практике это не имеет смысла, так как структура лучей быстро меняется в пространстве и во времени. Казалось бы, в таком случае, при неизвестных зависимостях BER от E_b / N_0 , определение оптимального вида модуляции теряет всякий смысл. Однако применяемые методы борьбы с многолучевым распространением (OFDM, RAKE, MIMO, использование направленных антенн и др.) приводят к тому, что *влияние многолучевости приводит лишь к изменению отношения E_b / N_0 и, соответственно, ОСПШД*. Таким образом, *задача выбора оптимального вида модуляции и скорости передачи в многолучевом канале ничем не отличается от канала с отсутствием многолучевости (хотя ОСПШД, измеряемое приемником, будет в данном случае результатом влияния затухания на трассе и многолучевости)*.

1.2.7 Усовершенствованные виды модуляции

Модификации Феера

Феер [1] несколько модифицировал модуляторы и демодуляторы OQPSK и QAM. Модификация в основном касается *изменения формы модулирующего сигнала* (особый baseband-фильтр) и в некоторых случаях *введения взаимной корреляции* между I и Q каналами.

Данные усовершенствования позволили в случае нелинейного усиления увеличить спектральную эффективность модуляции. В табл.4 приводится сравнение спектральных эффективностей систем QPSK, GMSK и FQPSK в системах с линейным и нелинейным усилением.

Таблица 4. Энергетическая эффективность FQPSK

Модуляция	Спектральная эффективность, бит/(с·Гц)	
	Линейное усиление	Нелинейное усиление
QPSK ($\alpha = 0.2$)	1.67	0.36
GMSK ($BT_b = 0.5$)	0.70	0.69
FQPSK	1.00	0.96

Из табл.4 видно, что FQPSK дает существенное преимущество относительно обыкновенной QPSK в системах с нелинейным усилением, в системах же с линейным усилителем мощности она существенно уступает. Отметим, что OQPSK обладает большей спектральной эффективностью по сравнению с обыкновенной QPSK, сравнение с ней здесь не приводится. Однако, в любом случае, FQPSK превосходит GMSK. Применение нелинейного усиления приводит к существенно меньшим затратам источника питания, т.е. увеличивает энергетическую эффективность модуляции. Мы видим, однако, что спектральная эффективность QPSK с линейным усилением превышает спектральную эффективность FQPSK с нелинейным усилением. Таким образом, мы снова получаем размен спектральной и энергетической эффективности.

Рассмотрим схему формирования FQPSK (рис.31).

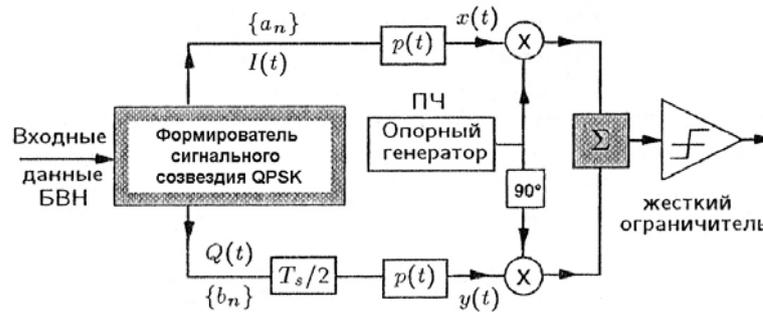


Рисунок 31. Схема формирования модуляции FQPSK

Модулятор FQPSK совпадает с модулятором OQPSK (Q-канал задержан на величину длительности бита), однако в оба канала введены специальные baseband-фильтры. Фильтры имеют следующую импульсную характеристику:

$$p(t) = \begin{cases} 0.5[1 + \cos(\pi/T_s)], & \text{для } |t| \leq T_s \\ 0, & \text{за пределами этого интервала} \end{cases} \quad (35)$$

На вход фильтров поступают две независимые последовательности $\{a_n\}$ и $\{b_n\}$ в I и Q каналах соответственно. На выходе фильтров сигналы формируются по закону:

$$\begin{aligned} x(t) &= a_n p(t - nT_s) + a_{n-1} p[t - (n-1)T_s]; \\ y(t) &= b_n p[t - (n-0.5)T_s] + b_{n-1} p[t - (n+0.5)T_s] + b_{n-2} p[t - (n+1.5)T_s] \end{aligned} \quad (36)$$

соответственно для I и Q каналов. Вид сигнала $x(t)$ или $y(t)$ представлен на рис.32.

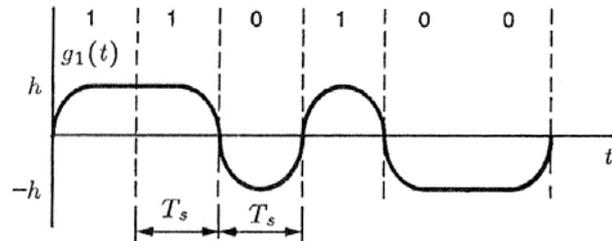


Рисунок 32. Вид модулирующих сигналов FQPSK

Модуляция под названием FQPSK-KF (Като-Феера), где введена дополнительно взаимная корреляция между I и Q каналами, обеспечивает некоторое повышение спектральной эффективности относительно FQPSK [1]. Модуляция FQAM (SQAM) также обеспечивает повышение спектральной эффективности относительно обыкновенной QAM в системах с нелинейным усилением [1].

Модуляция с решетчатым кодированием (TCM)

Как указывается выше и наблюдается на практике в данной задаче, каналное кодирование существенно снижает вероятность ошибки на бит по сравнению с некодированной системой при одинаковом отношении E_b/N_0 . То есть, кодирование обеспечивает энергетический выигрыш. Однако кодирование добавляет избыточность, при этом скорость передачи информации снижается в соответствии с кодовой скоростью. Для сохранения скорости передачи полезной информации необходимо увеличить скорость передачи закодированной информации. При увеличении скорости передачи расширяется спектр, то есть, мы снова получаем размен энергетической и спектральной эффективности.

Возникает вопрос: можно ли получить энергетический выигрыш, сохранив скорость передачи полезной информации и ширину полосы? Как ни парадоксально, сохранить скорость передачи и полосу возможно, если искусственно использовать модуляцию с большим числом позиций. Приведем пример. Используется код со скоростью $\frac{1}{2}$. Для сохранения объема передаваемой информации скорость надо увеличить в 2 раза, соответственно в 2 раза расширится спектр. Допустим, информация передавалась при помощи модуляции 32-QAM. Вместо этого будем использовать 64-QAM, что приведет к уменьшению полосы в 2 раза. Конечно, мы знаем, что увеличение числа позиций модуляции требует увеличения E_b / N_0 на несколько дБ для сохранения той же вероятности ошибки. Однако выигрыш за счет кодирования преодолевает этот децибеловый “штраф”. Таким образом, *дополнительные точки в сигнальном созвездии используются для передачи избыточности, введенной кодом*. При этом ширина спектра сохраняется.

Основная идея модуляции с решетчатым кодированием (TCM – Trellis Coded Modulation) состоит в объединении модуляции и кодирования. Как правило, в TCM используется сверточное кодирование (отсюда название – код можно отобразить решетчатой диаграммой). Ключ для получения наибольшего энергетического выигрыша состоит в том, чтобы *отобразить кодовые символы в точки сигнального созвездия так, чтобы максимизировать евклидово расстояние между парами символов*. Достаточно просто получается “чистый” энергетический выигрыш 3 дБ, более сложные методы кодирования позволяют получить выигрыш до 6 дБ [4], [3].

Отметим, что и обыкновенное кодирование все же дает достаточно существенный “чистый” энергетический выигрыш, что анализируется в упр.5 и упр.6 данной задачи. Это происходит за счет того, что энергетический выигрыш за счет кодирования превышает проигрыш в снижении скорости из-за скорости кода.

Оптимизация сигнального созвездия. N-мерные сигнальные созвездия

Как отмечалось, сигнальное созвездие QAM обыкновенно имеет вид квадратной решетки. Такой вид созвездия объясняется наиболее простой структурой демодулятора. Именно, значениям каждого бита в символе можно сопоставить определенный интервал значений одной из квадратурных компонент I или Q . Например, может быть такое соответствие: “бит №4 равен 0, если $I > 0$ и бит №4 равен 1, если $I < 0$ ” (жесткие решения детектора), либо мягкие решения: “значение бита №4 пропорционально инвертированному значению I , плюс максимальное значение I ”. Такие операции легко реализуются в процессоре. Однако квадратная форма созвездия не является оптимальной в отношении средней мощности. Замена квадратной формы на круглую дает энергетический выигрыш 0.2 дБ, на гексагональную – около 0.6 дБ. Гексагональная решетка является наиболее плотной решеткой в двумерном пространстве (легко проверить, пытаясь наиболее плотно уложить одинаковые монеты на столе).

Переход в N-мерное пространство дает большой энергетический выигрыш. Под переходом в N-мерное пространство понимается следующее. Допустим, используется модуляция 16-QAM (4 бита в символе). Разобьем весь входной поток битов на четверки и каждую первую четверку будем передавать в одном канале связи, каждую вторую – в другом. Каналы связи могут разделяться по частоте, пространству, поляризации волн и др. и не должны интерферировать друг с другом. Таким образом, вместо одного двумерного созвездия теперь имеется 2 двумерных, что можно представить как одно четырехмерное созвездие. Символ в четырехмерном пространстве уже состоит из 8 бит и представляется двумя точками, по одной на каждой из двух плоскостей сигнальных созвездий. Передача каждого символа заключается в передаче одного из $16 \times 16 = 256$ векторов. Аналогичным образом выполняется переход к более высоким размерностям. Теперь оптимизируем вид сигнального созвездия в каждом канале связи. Например, перейдем к круглому или гексагональному созвездию. В

каждом из каналов получим определенный энергетический выигрыш. Общий энергетический выигрыш достигается за счет того, что детектирование, выполняемое в большем пространстве сигналов, может дать нужную достоверность передачи при более низком значении E_b / N_0 . В табл.5 приводится энергетический выигрыш в зависимости от размерности пространства для круглой и гексагональной формы созвездия.

Таблица 5. Энергетический выигрыш при переходе в N-мерное пространство и оптимизации созвездия

Размерность (N)	Эффективность (круг)	Эффективность (гексагональная решетка)
2	0.20	0.62
4	0.45	1.51
8	0.73	3.01
16	0.98	4.52
24	1.01	6.02
32	1.17	6.02
48	1.26	7.78
64	1.31	8.09

2 Среда моделирования Visual System Simulator (VSS)

Данная задача выполняется в среде моделирования Visual System Simulator, являющейся частью программной среды AWR Design Environment, производимой компанией Applied Wave Research (США).

Visual System Simulator предназначен для моделирования систем связи, радиоэлектронных устройств на системном (структурном) уровне. Это означает, что различные составляющие части системы (устройства) представляются в виде блоков, блоки соединяются согласно путям распространения сигналов. VSS позволяет производить измерения как интегральных характеристик (таких, как вероятность ошибки на бит, чувствительность, динамический диапазон, искажения, АЧХ и ФЧХ трактов и др.), так и наблюдать параметры сигналов в каждой точке блок-схемы (временную форму, спектр, сигнальные созвездия, глазковые диаграммы и др.).

VSS позволяет провести “виртуальный эксперимент”, т.е. смоделировать все блоки передатчика, приемника, и канал распространения. Таким образом, можно оценивать поведение систем связи и измерять их характеристики в различных условиях, изменяя параметры канала. Многие блоки могут быть смоделированы на различном уровне – от дискретных элементов, их составляющих (конденсатор, резистор), до блоков, характеризуемых интегральными параметрами (например – передатчик BPSK, усилитель мощности, аттенюатор). Часто блоки характеризуются параметрами, типичными для интегральных микросхем.

VSS содержит большое количество блоков, типичных для современных систем связи, радиотехнических аналоговых и цифровых систем, а также блоки, выполняющие различные математические функции. Имеется непосредственная связь с Matlab и возможность создания собственных блоков.

В целом среда AWR Design Environment состоит из 3-х частей: VSS, Microwave Office и EMSight. Все 3 части взаимосвязаны и могут при проектировании быть использованы совместно. Например, Microwave Office осуществляет схемотехническое моделирование, при этом составленные схемы могут использоваться как блоки при системном моделировании в VSS. Это позволяет, к примеру, оценить влияние значения сопротивления резистора спроектированного усилителя мощности на результирующую характеристику системы связи –

вероятность ошибки на бит (скорость передачи). EMSight осуществляет электромагнитное моделирование, что позволяет осуществить расчет полосковых линий, моделирование печатных плат и включить результат моделирования в системную диаграмму.

Среда имеет возможность настройки “tune”, т.е. изменения в реальном времени всех параметров схемы с наблюдением того, как это отражается на графиках, возможность оптимизации по различным критериям и другие возможности.

Visual System Simulator построен как *система цифровой обработки сигналов*. Это означает, что все сигналы в системе являются цифровыми (т.е. представляют собой поток отсчетов). При этом точность моделирования задается частотой дискретизации. Блоки системы, независимо от того, являются они аналоговыми или цифровыми, представлены моделями цифровой обработки сигналов. Например, аналоговый фильтр в действительности является КИХ или БИХ-фильтром, с высокой степенью точности аппроксимирующим характеристику аналогового фильтра. Таким образом, в системе осуществляется непосредственное статистическое моделирование систем связи и радиоэлектронных устройств.

2.1 Подготовка системы к работе.

1. Запустите проект “Цифровые связь Упр1-3.emp” с рабочего стола. При этом будет запущена среда AWR Design Environment.
2. Рабочее окно среды AWR Design Environment состоит из 3 основных областей (рис.33): 1) область меню и панель инструментов, 2) дерево проекта и 3) рабочее поле.

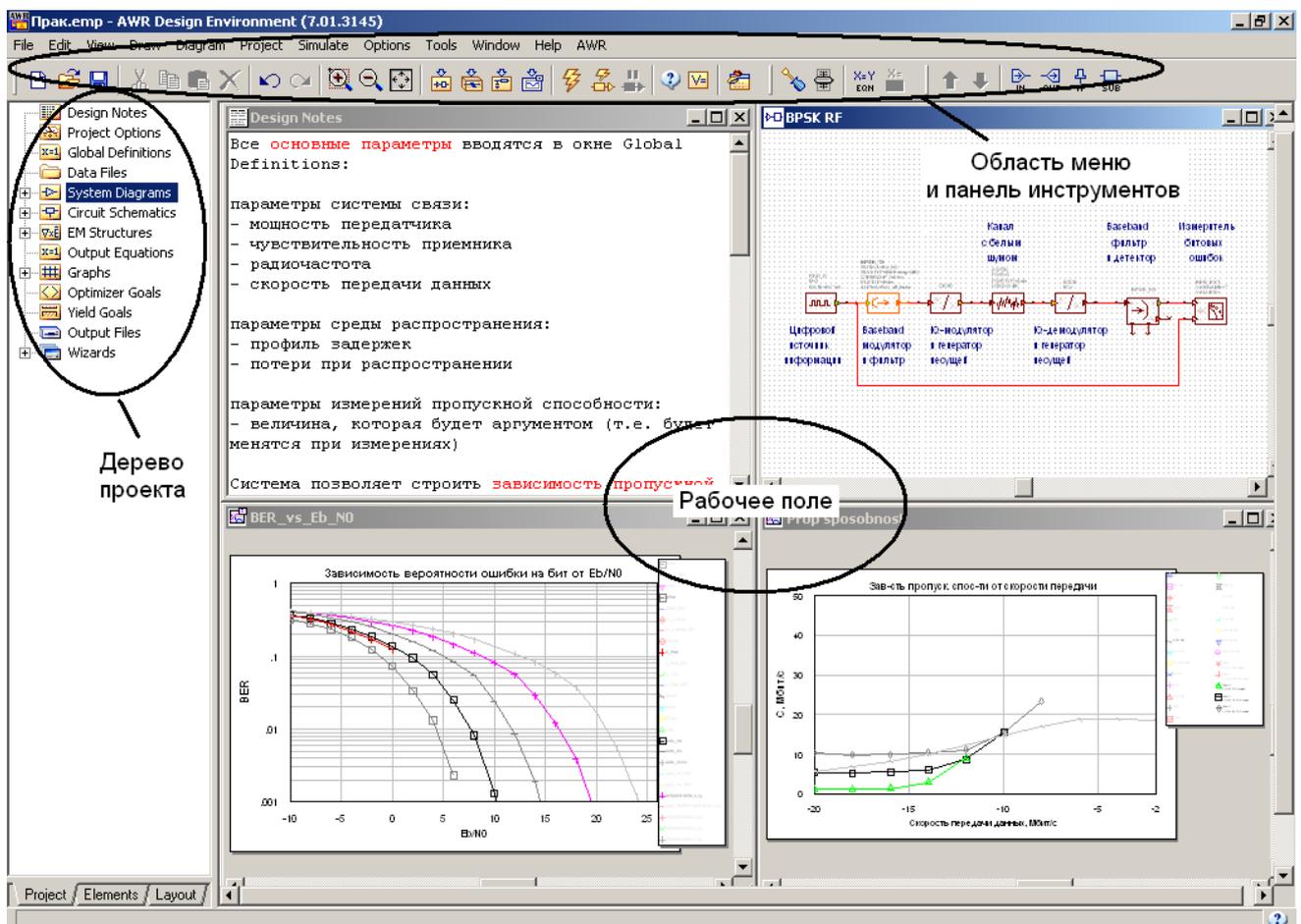


Рисунок 33. Основное окно AWR Design Environment

В дереве проекта отражены составляющие части проекта в древовидной структуре. Проект среды AWR Design Environment может включать системные диаграммы (System Diagrams – блок схемы, моделируемые в VSS), принципиальные электрические схемы (Circuit Schematics, моделируются в Microwave Office), электромагнитные структуры (EM Structures, моделируются в EMSight), глобальные определения (Global Definitions – глобальные переменные и константы, используемые всеми схемами и программами среды), графики (Graphs), файлы данных (Data Files), функции постобработки измерений (Output Equations) и др. Используемыми в данной работе элементами дерева проекта являются System Diagrams, Global Definitions, Graphs и Output Equations.

3. Раскройте список System Diagrams. Здесь показаны построенные для выполнения данной работы блок-схемы систем связи, использующих различные виды модуляции.

2.2 Описание модели BPSK

На рис.34 изображена модель цифровой системы связи с модуляцией BPSK, используемая в работе.

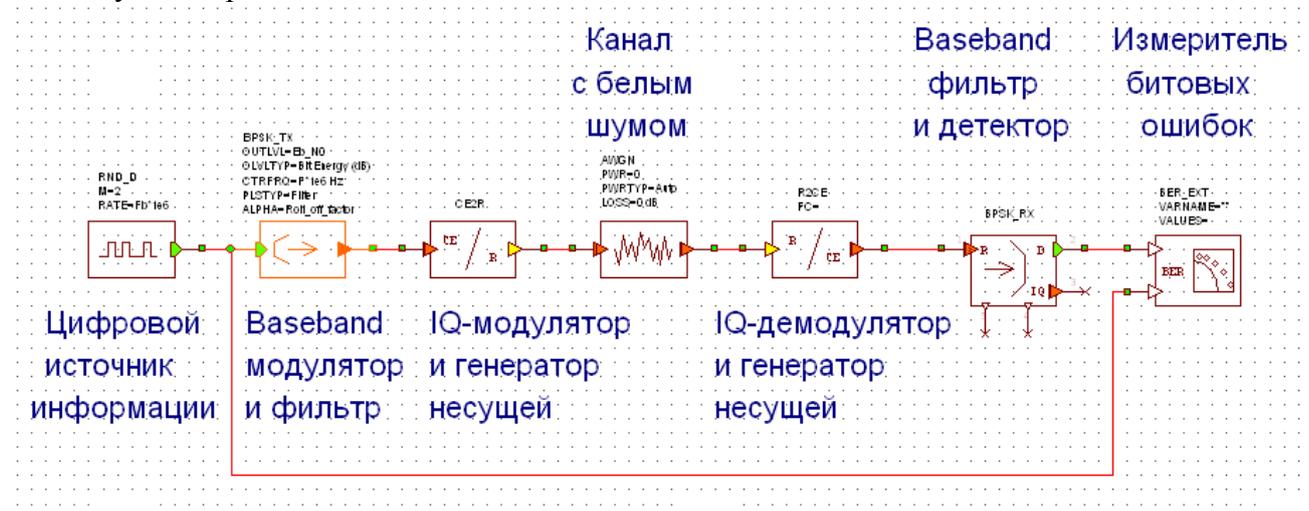


Рисунок 34. Модель системы связи с модуляцией BPSK и каналом с АБГШ

Первичным блоком в данной модели является цифровой источник информации. Он генерирует псевдослучайную последовательность битов. Щелкая двойным щелчком на любом блоке и открывая вкладку “Parameters” (Параметры), можно просмотреть и изменить параметры элемента. Для цифрового источника основными параметрами являются алгоритм генерации (можно выбрать один из трех алгоритмов) и число уровней выходного сигнала (в нашем случае используется двоичный сигнал). Щелкая правой кнопкой мыши на элементе и выбирая “Element Help” (Справка по элементу), можно ознакомиться с описанием элемента.

Следующим блоком на пути распространения сигнала является baseband-модулятор и фильтр. В его свойствах задается выходная мощность сигнала (параметр OUTLVL) и несущая частота (CTRFRQ), что будет использовано последующими блоками, а также применяемый фильтр (PLSTYP) и его коэффициент скругления (ALPHA). В данном блоке осуществляется формирование квадратурных компонент $I(t)$ и $Q(t)$ из исходного потока битов согласно выбранному методу модуляции, фильтрация сигналов, масштабирование выходного уровня сигналов. На выходе блока сигнал является комплексным. Под комплексными сигналами в VSS понимаются сигналы вида $I(t) + jQ(t)$, где $I(t)$ и $Q(t)$ – соответственно синфазная и квадратурная компоненты сигнала. Таким образом, сигнал содержит информацию одновременно об обеих квадратурных компонентах. Такие сигналы называются сигналами с комплексной огибающей.

С выхода baseband-модулятора сигнал поступает на IQ -модулятор, где выполняется преобразование (5): $s(t) = I(t)\cos(\omega t) - Q(t)\sin(\omega t)$.

Далее сигнал проходит через канал с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ), основным параметром которого является уровень шума.

Затем сигнал поступает в приемник, где он преобразуется на нулевую частоту и детектируется. В случае использования в передатчике фильтра типа “приподнятый косинус” в детекторе берутся выборки сигнала в моменты прохождения откликов от соседних битов через нуль. В случае использования других типов фильтров выполняется оптимальное (согласование) детектирование.

С выхода детектора сигнал поступает на измеритель вероятности ошибки на бит. На измеритель также поступает исходный поток битов от передатчика. Измеритель сравнивает восстановленный цифровой сигнал с исходным и вычисляет вероятность ошибки на бит.

Данная модель не использует схемы восстановления несущей и тактовой частот, так как информацию об их частотах и фазах приемник может получить непосредственно от передатчика. Таким образом, предполагаются совершенные схемы восстановления несущей и тактовой частот. При необходимости, система AWR позволяет смоделировать СВН и СВТЧ, однако используемое приближение вполне близко к практике.

Здесь рассмотрена наиболее простая модель, используемая в работе. В задаче также применяются другие модели, использующие канальное кодирование (Упр.5-6), детектирование с вынесением мягких решений.

3 Практическая часть

Упражнение 1. Наблюдение временной формы сигналов

1. Откройте системную диаграмму ООК, используя дерево проекта. При необходимости, разверните ее на весь экран и нажмите кнопку  (View All) на панели инструментов для масштабирования диаграммы в размер окна.
2. Нажмите кнопку  (Test Point – точка измерения) на панели инструментов. Установите точку измерения на выходе цифрового источника информации. Для этого подведите точку измерения к линии, соединяющей блоки источника информации и baseband-модулятора таким образом, чтобы ее нижний конец касался линии. Щелкните однократно. При правильной установке точка соединения будет обозначена зеленым кружком. Двойным щелчком щелкните на точке измерения. В открывшемся окне свойств точки на вкладке “Parameters” (параметры) в строке “ID” (идентификатор) введите имя точки (например, “RSGout” – выход генератора ПСП), нажмите “OK”.
3. Добавьте график. Для этого щелкните правой кнопкой мыши на строке “Graphs” в дереве проекта, выберите “Add Graph” (добавить график). Назовите график, например, “Waveform”, тип графика – “Rectangular” (прямоугольный).
4. Добавьте измерение, отображаемое на графике. Для этого щелкните правой кнопкой мыши на имени созданного графика в дереве проекта, выберите “Add Measurement” (добавить измерение). В списке “Meas. Type” (тип измерения) выберите “System” (системные измерения). В правом списке “Measurement” выберите “WVFM” (Waveform – осциллограмма). В раскрывающемся списке “Block Diagram” выберите имя диаграммы, на которой будет производиться измерение, в данном случае “ООК”. В раскрывающемся списке “Test Point”

(точка измерения) выберите точку диаграммы, в которой будет производиться измерение. В нашем случае это “TP.RSGout”. Нажмите “OK”.

5. Нажмите кнопку  (“Run/Stop System Simulators – начать/остановить системное моделирование”). Наблюдайте сигнал на выходе генератора ПСП на графике. В случае, если график скрыт за другими окнами, выведите его на передний план при помощи дерева проекта, разверните и масштабируйте.

Остановите моделирование, нажав . Правой кнопкой мыши щелкните в окне графика, выберите “Properties” (свойства). На вкладке “Axes” (оси) в списке “Choose Axis” выберите “Left 1” (ось ординат). В области “Limits” (пределы) снимите флажок “Auto limits” (автоматический выбор пределов) и установите пределы по оси ординат вручную: Min -0.2, Max 1.2. Запустите моделирование. Теперь график представлен в более удобном масштабе и видно, что информационный сигнал на выходе генератора ПСП принимает значения 0 и 1 В. Остановите моделирование. Зарисуйте вид сигнала, определите длительность бита. Рассчитайте скорость передачи данных (бит/с).

6. Установите точки измерений на выходе канала (входе приемника) и на выходе приемника (перед измерителем BER), назвав их, например, “CHout” и “RXout”. Аналогично пп.3-5 создайте график и добавьте к нему одновременно 2 измерения сигналов в данных точках. При добавлении измерения в окне “Add measurement” в разделе “Complex modifier” (работа с комплексными сигналами) выберите “Real” (измерение вещественной части сигнала). Напомним, что под комплексными сигналами в VSS понимаются сигналы вида $I(t) + jQ(t)$, где $I(t)$ и $Q(t)$ – соответственно синфазная и квадратурная компоненты сигнала. Таким образом, указывая “Real”, будем наблюдать сигнал $I(t)$. Щелкая правой кнопкой мыши в дереве проекта на имени измерения и выбирая “Toggle Enable” (разрешить/запретить измерение) можно выбирать те измерения, которые будут в данный момент отображены на графике. Наблюдайте и зарисуйте сигнал на входе приемника и демодулированный информационный сигнал на выходе приемника.

7. Установите точки измерений на выходе baseband-модулятора и выходе IQ-модулятора на системных диаграммах OOK, BPSK, MSK, QAM_16. Именуйте точки таким образом, чтобы их названия соответствовали местонахождению точки в системе.

8. Создайте графики с названиями “WfOOK”, “WfBPSK”, “WfMSK” и “Wf16QAM”. На каждый из графиков добавьте 2 измерения временной формы сигналов: на выходе baseband-модулятора и выходе IQ-модулятора. При добавлении измерения в окне “Add measurement” в разделе “Complex modifier” выбирайте “Real”, а в разделе “Time Span” (временная развертка) укажите 5 Symbols (на экране будет отображаться 5 символов измеряемого сигнала). Не забывайте каждый раз правильно указывать имя системной диаграммы, на которой производится измерение (“Block Diagram”).

9. Отображая на графиках по очереди временные формы сигналов на выходе baseband-модулятора и выходе IQ-модулятора для модуляций OOK, BPSK, MSK, 16-QAM и устанавливая наиболее удобный вид отображения, при необходимости масштабируя ось ординат и ось абсцисс, а также используя кнопки  (Увеличение), зарисуйте формы сигналов. Оцените период несущей частоты. Для получения значения в точке на графике щелкните по интересующей кривой и ведите указатель мыши.

10. Используя дерево проекта, откройте окно “Global Definitions” (Глобальные определения). Здесь вводятся переменные и константы, которые можно использовать во всех диаграммах. В строке “Filter” введите “Filter=0”. Таким образом, в системных диаграммах (где применимо) будет использоваться фильтр с характеристикой корень из приподнятого косинуса.
11. Повторите пункт 9 для систем связи с фильтром.

Упражнение 2. Измерение спектра сигналов. Сравнение спектральных эффективностей

Используя установленные точки измерений, а также добавляя новые при необходимости, зарисуйте спектры сигналов на выходе блока переноса на радиочастоту и на выходе канала с шумом для видов модуляции OOK, BPSK, MSK, GMSK, 16-QAM. Для видов модуляции OOK, BPSK, 16-QAM спектр измеряется без фильтра и с фильтром типа “приподнятый косинус”, для модуляции MSK – без фильтра, для модуляции GMSK с использованием Гауссова фильтра. Для этого:

1. Откройте системную диаграмму “OOK”. Щелкните двойным щелчком мыши на baseband-модуляторе, откройте вкладку “Parameters” (Параметры). В строке “PLSTYP” (фильтр) выберите “Rectangular” (отсутствие фильтрации – прямоугольная форма импульсов). Аналогичным образом отключите фильтр для модуляций BPSK и 16-QAM.
2. Создайте 2 графика с названиями “SpecTXout” и “SpecRXin”.
3. На первый график добавьте 5 измерений спектров сигнала на выходе IQ-модулятора для модуляций OOK, BPSK, MSK, GMSK, 16-QAM. Для добавления измерения спектра в списке “Meas. Type” разверните подсписок в строке “System”, выберите “Spectrum” (спектр). В списке “Measurement” выберите “PWR_SPEC” (Power Spectrum – спектр мощности). Выберите нужную системную диаграмму и точку. В разделе “Complex Modifier” установите флажок “dBm” (спектральная плотность мощности будет отображена в дБм). В разделе “RBW/#Bins” (Разрешение по частоте) установите 1 MHz.
4. На второй график аналогичным образом добавьте 5 измерений спектров сигнала на выходе канала с шумом (на входе приемника) для модуляций OOK, BPSK, MSK, GMSK, 16-QAM.
5. Проведите измерения спектра, запустив моделирование. На каждом из графиков можно отображать сразу 5 спектров для разных видов модуляции для их сравнительной оценки. Масштабируйте графики для их наиболее удобного отображения. Установите по оси абсцисс пределы от 200 до 400 МГц, а по оси ординат от -50 до +20 дБм для первого графика и от -5 до +15 дБм для второго. Зарисуйте спектры сигналов на выходе IQ-модулятора и на выходе канала с шумом (входе приемника). Оцените уровень выходной мощности.
6. Установите фильтр “Raised Cosine” (приподнятый косинус) для видов модуляции OOK, BPSK и QAM. На графике “SpecTXout” установите пределы по оси ординат от -100 до +20 дБм. Проведите сравнительные измерения спектров для 5 видов модуляции на выходе IQ-модулятора и на выходе канала с шумом (входе приемника). Зарисуйте спектры. Оцените отношение сигнал/шум на входе приемника в полосе приема (она равна полосе фильтра)*.
7. Сравните спектральную эффективность различных видов модуляции.

*Выполняется по заданию преподавателя.

Упражнение 3. Наблюдение сигнальных созвездий

Для видов модуляции OOK, BPSK, MSK, GMSK и QAM наблюдаются сигнальные созвездия.

1. На системной диаграмме OOK установите точку измерения на выходе baseband-модулятора. Аналогичным образом установите точки на выходе передатчиков BPSK, MSK, GMSK и QAM.
2. Создайте график с названием “Constellation”. Тип графика (“Graph type”) задайте “Constellation” (сигнальное созвездие).
3. Отключите фильтры для модуляций OOK, BPSK и 16-QAM.
4. К графику добавьте 5 измерений сигнальных созвездий на выходе передатчиков OOK, BPSK, MSK, GMSK и QAM. Для добавления измерения сигнального созвездия в списке “Meas. Type” выбирайте “System”, в списке “Measurement” выберите “IQ” (созвездие). Выберите нужную диаграмму и точку измерения и нажмите ОК. В строке “Time Span” (Время накопления) установите 100 Symbols (100 символов).
5. Разрешая по очереди измерение сигнального созвездия только для одного из видов модуляции (оперируя Toggle Enable), зарисуйте сигнальные созвездия для OOK, BPSK, MSK, GMSK и QAM.
6. Включите фильтр типа корень из приподнятого косинуса (Root Raised Cosine) для модуляции 16-QAM. Наблюдайте и зарисуйте сигнальное созвездие.
7. Закройте основное окно среды AWR Design Environment, не сохраняя изменений.

Упражнение 4. Измерение вероятности ошибки на бит. Сравнение энергетической эффективности

1. Запустите с рабочего стола проект “Цифровая связь Упр4-6.emp”. Данный проект отличается от предыдущего существенно расширенным набором видов модуляции, наличием систем с канальным кодированием и декодированием. Также в проекте отсутствуют блоки переноса на радиочастоту (IQ-модулятор и демодулятор). Как показано в [2], вероятность ошибки на бит в канале с АБГШ не зависит от несущей частоты. Поэтому моделирование можно осуществлять на нулевой несущей частоте, что в системе AWR приводит к увеличению скорости моделирования. Таким образом, моделирование будет осуществляться в baseband-диапазоне.
2. В окне “Global Definitions” в строке “SNDRD=..” введите “P0=sweep(step(-12, 8, 1). Это означает, что выходная мощность передатчика будет при моделировании изменяться от -12 до +8 дБм с шагом 1 дБ. Соответственно будет изменяться отношение E_b/N_0 .
3. Откройте график “BER_vs_Eb_N0”. На данном графике отображаются зависимости вероятности ошибки на бит для различных видов модуляции от значения E_b/N_0 . На графике также можно отобразить зависимости для BER, рассчитанные по формулам табл.3.
4. Используя “Toggle Enable”, разрешите измерения BER для модуляций BPSK (BPSK:BER) и 64-QAM (QAM_64:BER), а также теоретические кривые BPSK:BPSK_BERREF и QAM_64:QAM_BERREF. Все другие измерения запретите.

5. Запустите моделирование и проведите его до достижения значений BER порядка 10^{-3} . Зарисуйте полученные кривые.
6. Разрешите измерения вероятности ошибки только для следующих видов модуляции: BPSK, MSK, GMSK, 2-FSK, OOK, QPSK, $\pi/4$ -QPSK, OQPSK, 8-PSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM. Запустите моделирование и проведите его до достижения значений BER порядка 10^{-3} .
7. Используя “Toggle Enable” (работает также и после завершения моделирования) и отображая на графике требуемые зависимости, сравните энергетическую эффективность различных видов модуляции, в частности: 1) BPSK с QPSK, 2) различных видов QPSK, 3) BPSK с OOK, MSK, GMSK и 2-FSK, 4) 8-PSK и 16-QAM, 5) QAM с различным числом позиций. Запишите выводы.

Упражнение 5. Измерение вероятности ошибки на бит в системах связи с канальным кодированием. Измерение пропускной способности

1. Используя “Toggle Enable”, разрешите измерения вероятности ошибки на бит только для следующих видов модуляции: QPSK, QAM_16, QAM_64, QPSK_Coded, QAM_16_Coded, QAM_64_Coded. Виды модуляции с окончанием “Coded” соответствуют системам связи с канальным кодированием с использованием сверточного кодера и декодера Витерби при мягких решениях детектора. Сверточный кодер с использованными параметрами имеет кодовую скорость $\frac{1}{2}$ и используется, например, в стандарте DVB (Digital Video Broadcast – Цифровое телевидение). Для примера рассмотрите системную диаграмму “QPSK_Coded”.
2. Используя “Toggle Enable” для графика “Prop sposobnost”, разрешите измерение пропускной способности для тех же самых видов модуляции, что и в п.1.
3. Запустите моделирование и проведите его до достижения значений BER порядка 10^{-4} .
4. По графику вероятности битовой ошибки определите энергетический выигрыш (дБ), который дает применение кодирования для каждого из видов модуляции: QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Для этого при определенном значении BER (например, 10^{-3}) посчитайте, на сколько децибел меньшее отношение E_b / N_0 требуется для достижения данного значения BER для одного и того же вида модуляции. Данный расчет послужит только лишь иллюстрацией того, что энергетический выигрыш от кодирования различен для разных видов модуляции. Реальный же выигрыш от применения кодирования будет совсем иным, ведь кодирование уменьшает скорость передачи данных (пропорционально кодовой скорости). Реальный выигрыш определяется по результирующей характеристике – скорости передачи данных, что делается в упражнении 6.
5. Зарисуйте и проанализируйте график зависимости пропускной способности от E_b / N_0 .

Упражнение 6. Определение реальной скорости передачи. Выбор оптимального вида модуляции

В данном упражнении определяется максимальная скорость передачи и оптимальный вид модуляции в зависимости от ОСПЩД для систем с канальным кодированием. Также оценивается реальный энергетический выигрыш кодирования.

Зададимся условиями: доступная полоса частот $W = 10$ МГц, допустимый максимальный вероятность ошибки на бит $BER = 10^{-4}$, фильтр с характеристикой “корень из приподнятого косинуса” с коэффициентом скругления $\alpha = 0.35$, скорость кода $R_c = \frac{1}{2}$. Моделирование систем связи с указанной скоростью кода и фильтром проводилось в Упр.5.

1. Используя результат моделирования, полученный в предыдущем упражнении, определите по графику значения $(E_b / N_0)_i^{\min}$ для каждого вида модуляции с кодированием.
2. Рассчитайте значения $ОСПЩД_i^{\min}$, используя (30).
3. Рассчитайте максимальную скорость передачи в каждом диапазоне значений ОСПЩД по (31). При $ОСПЩД < ОСПЩД_1^{\min}$ максимальная скорость будет определяться выражением (32), запишите его.
4. Нарисуйте график зависимости максимальной скорости передачи от ОСПЩД с указанием оптимального вида модуляции в каждом диапазоне значений ОСПЩД для систем с кодированием.
5. Сравните полученный график с зависимостью для некодированных систем (рис.28). Определите максимальный и минимальный энергетический выигрыш кодирования. Отметим, что примененный кодер не является наилучшим, применение более совершенных методов кодирования (например, Турбо-кода) позволило бы получить больший энергетический выигрыш.

4 Литература

1. Феер К.: Беспроводная цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
2. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. М.: Горячая линия – Телеком, 2007.
3. Прокис Дж.: Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
4. Скляр Б. Цифровая связь. М.: Издательский дом Вильямс, 2003.
5. Баскаков С.И. Радиотехнические сигналы и цепи. М., Высшая школа, 2003.
6. Айфичер Э, Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е изд. М.: Издательский дом Вильямс, 2004.
7. Волков Л.Н, Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. Учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005.
8. Шахнович И.Современные технологии беспроводной связи. М., Техносфера, 2004.
9. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: Справочник. М.: Горячая линия – Телеком, 2004.
10. Xiong Fuqin, Digital Modulation Techniques. Artech House Publishers, 2006.