

А.М. Голиков

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Учебное пособие
для группы специальностей «Радиотехника» и
«Инфокоммуникационные технологии и системы связи»

Томск 2022

Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

А.М. ГОЛИКОВ

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Учебное пособие
для группы специальностей «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные
технологии и системы связи»

Томск 2022

УДК 621.396

ББК 32.884.1

Г60

Автор:

Голиков А.М. — канд. техн. наук, доц. кафедры радиотехнических систем
Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники

Рецензент:

Мещеряков А.А. — канд. техн. наук, зав. кафедрой радиотехнических систем,
Томского государственного университета систем управления и
радиоэлектроники

Голиков, Александр Михайлович.

Г60

Цифровые системы связи и передачи данных: учебное пособие для группы специальностей «Радиотехника» и «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»/ А.М. Голиков. — Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2022. - 421 с.

В учебном пособии рассматриваются вопросы цифровой модуляции и кодирования, а также сигнально-кодовые конструкции. Показана реализация модемов и кодеков цифровых систем радиосвязи. Актуальность издания довольно велика, так как в современных цифровых системах радиосвязи применяются все более сложные виды цифровой модуляции и кодирования, обеспечивающие высокую помехоустойчивость. Методическая новизна состоит в исследовании имитационных моделей модемов и кодеков, а также цифровых систем радиосвязи, представленных на рынке современной аппаратуры с использованием программного обеспечения MatLab и LabVIEW. Подготовлено с учетом требований Федерального государственного образовательного стандарта высшего образования.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. ЦИФРОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ И СИГНАЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ	11
1.1. Цифровые методы модуляции	11
1.2. Модемы сотовой связи FSK, MSK, GMSK и численный анализ вероятности символьной ошибки	27
1.3. Модемы спутниковых систем связи M-QAM, M-PSK и численный анализ вероятности символьной ошибки с использованием ПО LabVIEW	43
1.4. Модемы высокоскоростной цифровой спутниковой системы связи стандарта DVB-RCS2.....	62
ГЛАВА 2. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ. КОДИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА	69
2.1. Пропускная способность канала связи. Объем сигнала и емкость канала связи, условия их согласования	69
2.2. Исследование кодирования источника дискретных сообщений методом Шеннона — Фано	72
2.3. Исследование алгоритмов Лемпеля — Зива	77
2.4. Фрактальные методы кодирования изображений	87
2.5. Вейвлет преобразования сигналов и изображений.....	100
ГЛАВА 3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ.....	114
3.1. Корректирующие коды в телекоммуникационных системах	114
3.2. Исследование кодов Хемминга, БЧХ (Боуза — Чоудхури — Хоквенгема), Рида — Соломона	117
3.3. Циклические избыточные коды CRC (Cyclic redundancy check).....	141
3.4. Сверточные коды. Декодирование сверточных кодов	150
3.5. Низкоплотностные LDPC-коды.....	163
3.6. Каскадные коды. Турбо коды	179
ГЛАВА 4. СИГНАЛЬНО-КODOVЫЕ КОНСТРУКЦИИ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ.....	199
4.1. Сигнально-кодовые конструкции на основе Треллис кодовой модуляции (TCM)	199
4.2. Сигнально-кодовые конструкции на базе системы с ортогональным частотным мультиплексированием и пространственно-временным кодированием OFDM-MIMO	219
ГЛАВА 5. МОДЕМЫ И КОДЕКИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ.....	241
5.1. Цифровые системы мобильной связи стандарта GSM	241
5.2. Цифровые системы мобильной связи стандарта CDMA.....	253
5.3. Цифровые системы мобильной связи стандарта IEEE 802.11 (Wi-Fi).....	269
5.4. Цифровые системы мобильной связи стандарта IEEE 802.15.4 ZigBee	277
5.5. Цифровые системы мобильной связи стандарта IEEE 802.15.1 (Bluetooth).....	283
5.6. Цифровые системы мобильной связи стандарта IEEE 802.16 (WiMAX)	293
5.7. Цифровые системы мобильной связи стандарта IEEE 802.20 (LTE)	309
ГЛАВА 6. Цифровые радиорелейные системы.....	337
ГЛАВА 7. Цифровые транкинговые системы.....	364
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	420

ВВЕДЕНИЕ

В зависимости от назначения и условий функционирования цифровой системы радиосвязи ее эффективность оценивается на основании тех или иных показателей (критериев), основными из которых являются энергетический и спектральный. Соответственно, важнейшими характеристиками любой цифровой системы радиосвязи являются энергетическая и спектральная эффективность, характеризующие, соответственно, энергетические затраты и полосу занимаемых частот, необходимые для передачи сообщений.

К сожалению, одновременное достижение предельных значений этих показателей эффективности оказывается невозможным, так что в каждом конкретном случае построения цифровой системы радиосвязи приходится руководствоваться компромиссными соображениями при оптимизации характеристик и режимов функционирования системы.

Эффективные методы модуляции и помехоустойчивого кодирования все шире используются в современных цифровых системах радиосвязи (ЦСР). Переход в ЦСР к ансамблям многопозиционных сигналов увеличивает информационную скорость и обеспечивает передачу больших потоков информации. Современная элементная база позволяет применять в ЦСР достаточно сложные методы помехоустойчивого кодирования и обеспечивать тем самым высокую верность передачи информации. Исследованию методов модуляции и кодирования в ЦСР посвящена обширная литература, отражающая как достижения теории, так и вопросы ее практических приложений.

Как известно, теория сигналов и теория кодирования длительное время развивались независимо. В последние годы значительно возрос интерес к новому перспективному направлению, возникшему на стыке этих наук. В работах отечественных и зарубежных авторов исследуются возможности ЦСР, в которых для передачи информации используются ансамбли многопозиционных сигналов в сочетании с помехоустойчивыми кодами, причем процедуры модуляции/кодирования (демодуляции/декодирования) осуществляются *совместно*. При рациональном построении такие **сигнально-кодовые конструкции** (СКК) сочетают в себе положительные качества как многопозиционных ансамблей сигналов, так и помехоустойчивых кодов. Допускают достаточно простые и реализуемые на практике алгоритмы декодирования, которые позволяют существенно продвинуться к теоретическим пределам эффективности. Вопросы синтеза таких систем модуляции/кодирования, анализа их структуры, помехоустойчивости и эффективности, демодуляции/декодирования составляют ос-

новное содержание нового перспективного направления в теории связи — **теории сигнально-кодовых конструкций**.

Один путь базируется на введенном профессором А. Г. Зюко понятии эффективности систем связи. Анализ и сравнение эффективности систем с многопозиционными сигналами и систем с корректирующими кодами приводят в **информационной теории СКК** к идее *их комбинации в единой сигнально-кодовой конструкции*. Такой путь является наглядным, убедительным и излагается без строгих математических выкладок. Этот путь может быть использован для популярного изложения оснований теории СКК.

Статистическая теория связи предлагает большое количество вариантов построения ЦСР. Как из этого множества выбрать вариант, наиболее целесообразный в заданных условиях? По каким критериям следует производить этот выбор? Насколько оправдано применение тех или иных новых систем и как совершенствовать существующие системы? Принципиальное решение этих вопросов в конечном итоге сводится к *оптимизации систем связи по критериям эффективности*.

Типовая структура ЦСР приведена на рис. В.1.

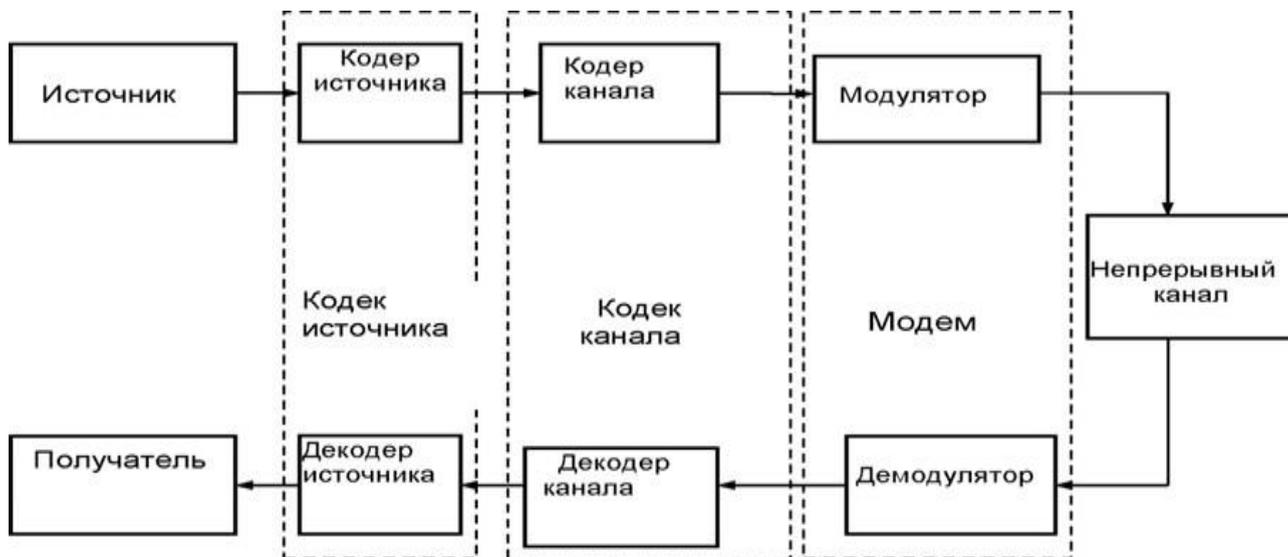


Рис. В.1. Структурная схема ЦСР

Источник вырабатывает сообщения, которые необходимо передавать по каналу ЦСР. Это могут быть последовательности *дискретных* сообщений (Интернет, цифровая радиосвязь, цифровое телевидение и т. д.) либо *непрерывные* сообщения (речь, результаты телеизмерений и др.), преобразованные в *цифровую форму*.

Реальные сообщения содержат *избыточность* и для согласования источника с каналом передачи информации используют *кодер источника*. Совместно с *декодером* они образуют *кодек источника*. Методы кодирования источника изложены в многочисленных работах современных авторов.

Основные требования к ЦСР формулируются достаточно просто:

- 1) верность;
- 2) скорость;
- 3) своевременность доставки информации от отправителя к получателю.

В системах без помехоустойчивого кодирования верность и скорость зависят от вида используемых сигналов-переносчиков. Применение помехоустойчивого кодирования позволяет повысить верность передачи, но за счет снижения скорости. С другой стороны, выбором сигналов можно добиться повышения скорости передачи информации, но зачастую в ущерб верности передачи. Однако следует учитывать, что применение корректирующих кодов вносит задержку в передачу цифровых данных, что ухудшает такой показатель, как своевременность доставки информации. В каждом конкретном случае для ЦСР могут быть сформулированы количественные выражения этих требований. Это зависит от назначения ЦСР и вида передаваемого сообщения. В общем случае показатели верности, скорости и своевременности передачи информации находятся в противоречивых соотношениях.

Кроме отмеченных выше, следует упомянуть о дополнительных требованиях, которые определяют применение того или иного метода передачи информации.

Спектральная эффективность. Современные ЦСР работают в условиях дефицита частотного спектра, отводимого для передачи информации. Это и обуславливает важность методов формирования *компактных спектров сигналов*, передаваемых по линиям связи с ограниченной полосой частот.

Сложность реализации методов модуляции-кодирования. Теория информации указывает путь повышения помехоустойчивости — использование для передачи *длинных последовательностей сигналов и кодов*, для извлечения информации из которых на приемной стороне приходится применять достаточно сложные алгоритмы обработки. Поэтому *конструктивная теория кодирования* направлена на поиск корректирующих кодов, допускающих *реализуемые алгоритмы декодирования*.

Согласно известным теоремам К. Шеннона, в принципе *возможно сколь угодно большое повышение верности передачи информации*, если скорость передачи по каналу $R_{кан}$ не превышает пропускной способности канала C_K .

Достигается это применением достаточно длинных *корректирующих кодов* (КК). С этой целью в структуру КК вводится *избыточность*.

Кодек КК (кодер и декодер канала) показан на рис. В.1. В реальных условиях длина кода ограничена допустимой сложностью устройств кодирования и, прежде всего, декодирования, поэтому эффект от применения корректирующих кодов зависит от параметров кода и ограничений на реализацию кодека канала. Современная теория предлагает широкий набор корректирующих кодов, различных по структуре, принципам построения и корректирующей способности. В общем случае результат работы системы связи определяется количеством и качеством передаваемой информации. Количество оценивается скоростью передачи информации по каналу (бит/с), а качество — величиной ошибки. Согласно теореме К. Шеннона, ошибка при соответствующем выборе метода передачи (модуляции/кодирования) может быть сделана произвольно малой. В то же время скорость передачи не может быть выше некоторого информационного ресурса, называемого *пропускной способностью канала С*.

В работе профессора А. Г. Зюко [1, 2] было предложено считать одним из показателей эффективности системы величину средней скорости, при которой обеспечивается заданная верность передачи информации. При этом могут быть определены следующие *показатели эффективности*:

– *информационная эффективность системы, определяющая степень использования пропускной способности канала относительной величиной*

$$\eta = \frac{R_{\text{кан}}}{C} . \quad (\text{В.1})$$

В реальных условиях показатель η всегда меньше единицы. Чем ближе η к единице, тем совершеннее система передачи информации. Достижение необходимых скорости и верности передачи сопровождается определенными затратами других важнейших ресурсов: *мощности сигнала P_c и полосы частот канала F_k* . Такой подход позволил ввести показатели эффективности системы, а именно:

– *энергетическую эффективность*

$$\beta = \frac{R_{\text{кан}}}{P_c / N_0} , \quad (\text{В.2})$$

где N_0 — спектральная плотность мощности шума;

– частотную эффективность

$$\gamma = \frac{R_{\text{кан}}}{F}, \quad (\text{В.3})$$

где F — полоса частот канала.

Зависимость энергетической эффективности от удельной скорости удобно представить в виде кривой на плоскости $\beta\gamma$ (рис. В.2). Она отражает наилучший обмен между β и γ в непрерывном канале (НК-предел Шеннона). При этом частотная эффективность γ изменяется в пределах от 0 до β , в то время как энергетическая эффективность ограничена сверху 1,59 дБ.

Аналогичные предельные кривые могут быть построены для других типов каналов (ДНК — дискретно-непрерывный канал, ДСК — дискретный симметричный канал на рис. В.2).

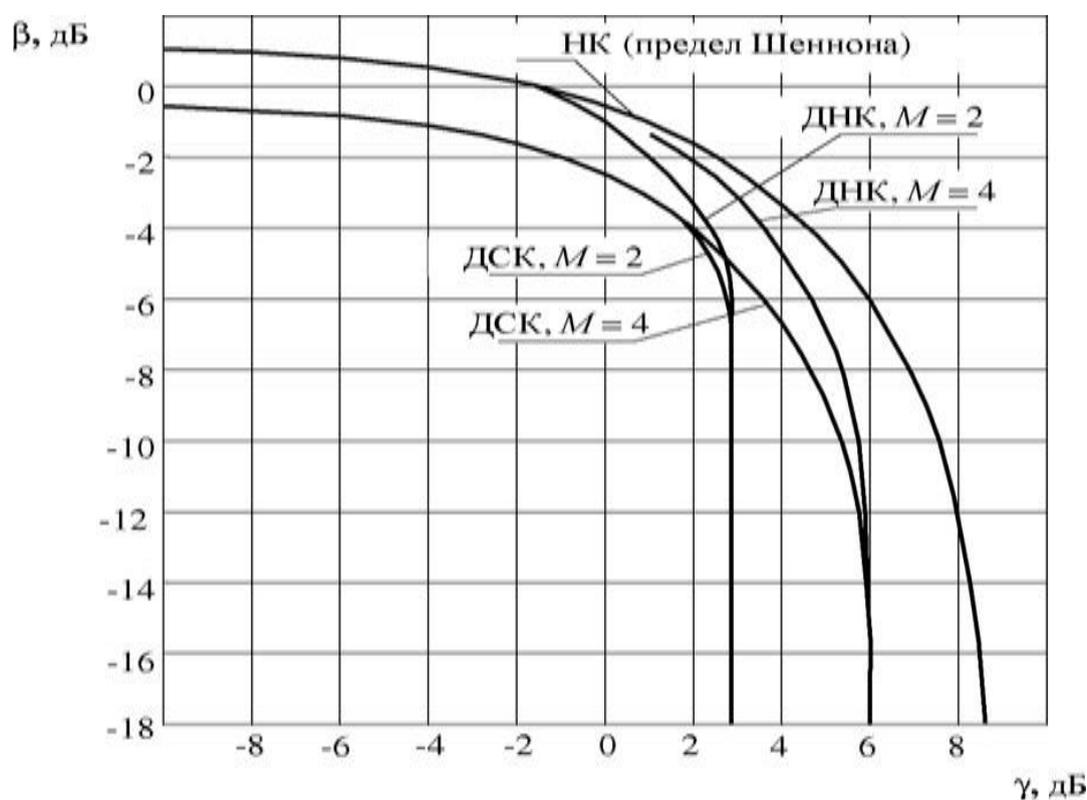


Рис. В.2. Кривые предельной эффективности систем связи

В главе 1 учебника рассматриваются цифровые виды модуляции и сигнального кодирования, их спектральная и энергетическая эффективность. Приводятся краткие теоретические сведения и практическая их реализация на базе программного обеспечения MatLab и LabVIEW. Даны результаты исследования вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале для различных

видов модуляции FSK, MSK и GMSK, а также QAM, M-QAM, PSK, M-PSK, модуляции спутниковых ЦСР — 16-APSK и 16-APSK, созвездия для многопозиционных методов модуляции, спектры, глазковые диаграммы и джиттер.

В главе 2 рассматриваются пропускная способность канала связи, кодирование источника, теорема К. Шеннона о кодировании в дискретном канале без помех. Проводится исследование кодирования источника дискретных сообщений методами без потерь и с потерями — фрактальные методы кодирования изображений, а также вейвлет-преобразования сигналов и изображений с использованием MatLab.

В главе 3 исследуется помехоустойчивое кодирование в телекоммуникационных системах. Описываются характеристики кодов Хемминга, БЧХ (Бо-уза — Чоудхури — Хоквенгема) и Рида — Соломона на базе MatLab. Проведено исследование циклического избыточного кода (Cyclic redundancy check) CRC с использованием MatLab. Рассмотрены кодеры сверточных кодов и методы их декодирования, включая декодер Витерби, исследованы их характеристики с использованием MatLab. Подробно изучено турбокодирование, приведена обобщенная схема турбокодера с параллельным каскадированием. Оценены характеристики помехоустойчивости сверточных турбокодов. Исследование турбокодов проведено с использованием MatLab. Рассмотрены низкоплотностные коды, дана классификация LDPC-кодов, показаны методы построения проверочных матриц. Реализованы алгоритмы декодирования низкоплотных кодов, проведена оценка сложности алгоритмов декодирования на базе MatLab и LabVIEW. Исследованы каскадные коды на базе MatLab.

В главе 4 рассмотрены сигнально-кодовые конструкции в ЦСР, критерии эффективности систем передачи информации, информационная теория сигнально-кодовых конструкций, системы многочастотной OFDM, OFDMA модуляции — проведено имитационное моделирование в среде MatLab и LabVIEW, реализованы Треллис кодовая модуляция (TCM) и проведен ее анализ с использованием MatLab, рассмотрены методы пространственно-временного кодирования MIMO, MU-MIMO и оценена их эффективность на базе MatLab и LabVIEW.

В главе 5 рассмотрены современные цифровые системы мобильной связи GSM, CDMA, WiFi, ZigBee, Bluetooth, WiMAX, LTE. Проведено моделирование на базе MatLab, оценена помехоустойчивость и быстродействие цифровых систем радиосвязи.

ГЛАВА 1. ЦИФРОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ И СИГНАЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ

1.1. ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ

Для осуществления произвольного вида модуляции сигнала необходимо выполнить две операции: сформировать синфазную и квадратурную составляющие модулирующего сигнала (вид данных составляющих будет определять вид модуляции) и выполнить преобразование (рис. 1.1). *Baseband-модулятор* формирует низкочастотные сигналы (baseband). Закон, по которому выполняется данное преобразование, определяет вид модуляции сигнала.

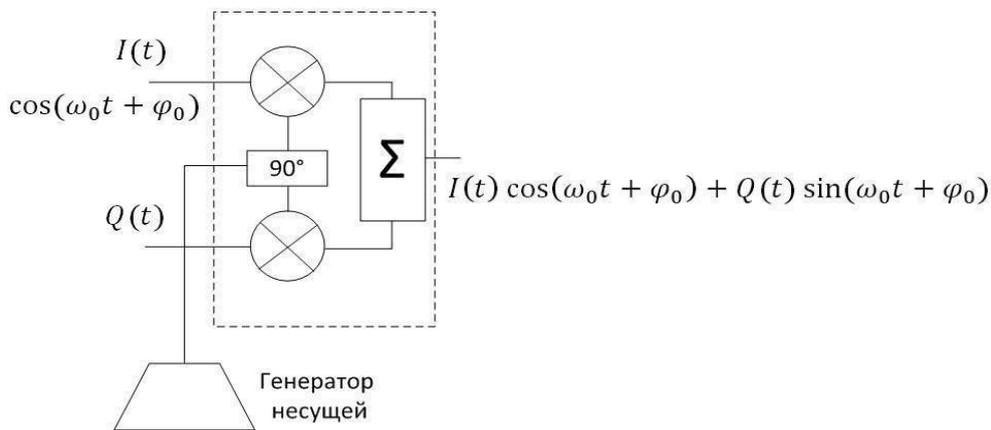


Рис. 1.1. IQ-модулятор

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 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.

Цифровые виды модуляции

Цифровые виды модуляции (часто цифровая модуляция называется манипуляцией), как и аналоговые, могут быть амплитудными, фазовыми, частотными или комбинированными (например, амплитудно-фазовыми). 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.

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

Манипуляции называются OOK (On-Off Keying, Включено-Выключено) и часто используются в системах сигнализации и охранных системах.

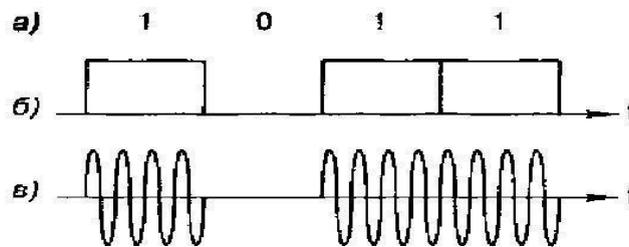


Рис. 1.2. Модуляция OOK:

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 $B > 0$, носит название ASK (Amplitude Shift Keying — амплитудная манипуляция). OOK является частным случаем ASK при $B = 0$.

Существуют 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, что спектр модули-

рованного 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.

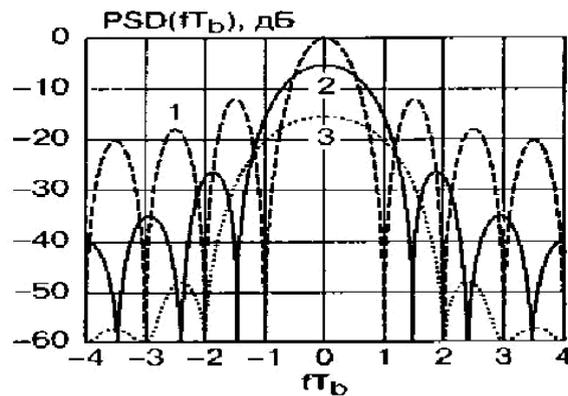


Рис. 1.3. Спектральная плотность мощности ASK-сигналов.

Форма импульса модулирующего сигнала:

1 — прямоугольная; 2 — косинусоидальная; 3 — приподнятый косинус

Спектральные плотности мощности ASK сигналов для различных baseband-фильтров приведены на рис. 1.4. На рис. 1.4 показаны соответствующие формы импульсов модулирующего сигнала после прохождения baseband-фильтра. Из сравнения рис. 1.2 и рис. 1.3 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.

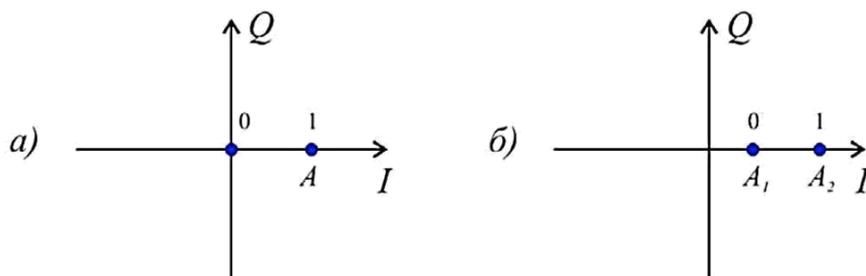


Рис. 1.4. Виды модуляции:

а — сигнальное созвездие модуляции OOK;

б — сигнальное созвездие модуляции ASK

Множество возможных значений квадратурных компонент $I(t)$ и $Q(t)$ называется *сигнальным созвездием*. Как правило, данное множество отобража-

ют 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 .

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.

На рис. 1.5 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.

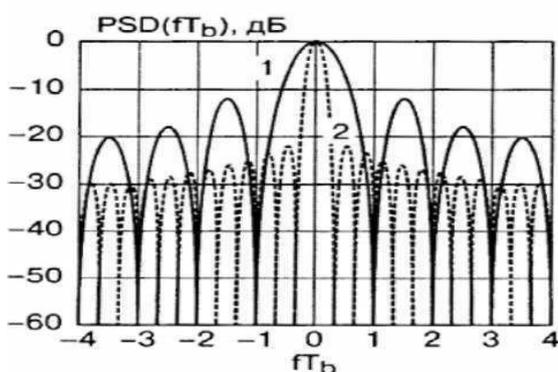


Рис. 1.5. Сравнение спектральных плотностей мощности двухуровневого и восьмиуровневого АМ-сигналов: 1 — сигнал ASK; 2 — сигнал 8-ASK

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 символьной 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. Сигнальное созвездие для 8-ASK приведено на рис. 1.6.

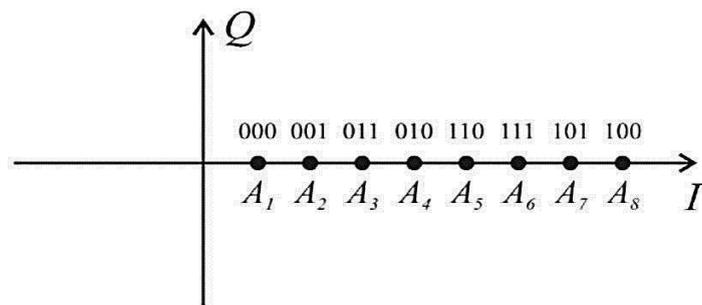


Рис. 1.6. Сигнальное созвездие модуляции 8-ASK

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

QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) — **квадратурная фазовая модуляция** (четырёхуровневая фазовая модуляция). В данной фазовой модуляции используются четыре значения фазы несущего колебания. В этом случае фаза сигнала должна принимать четыре значения: 0° , 90° , 180° и 270° . Однако чаще используются другие значения фаз: 45° , 135° , 225° и 315° с шагом, кратным $\pi/2$.

Соотношение между сдвигом фазы модулированного колебания из множества $\{\pm\pi/4, \pm3\pi/4\}$ и множеством символов (дибитов) цифрового сообщения $\{00, 01, 10, 11\}$ устанавливается в каждом конкретном случае стандартом на радиоканал и отображается сигнальным созвездием. Сигнальное созвездие — это представление манипулированных радиосигналов на комплексной плоскости.

Модулированный сигнал можно представить как вектор на графике в полярной системе координат; длина вектора соответствует амплитуде сигнала, а его ориентация — фазе. На рис. 1.7 представлено сигнальное созвездие для QPSK-модуляции.

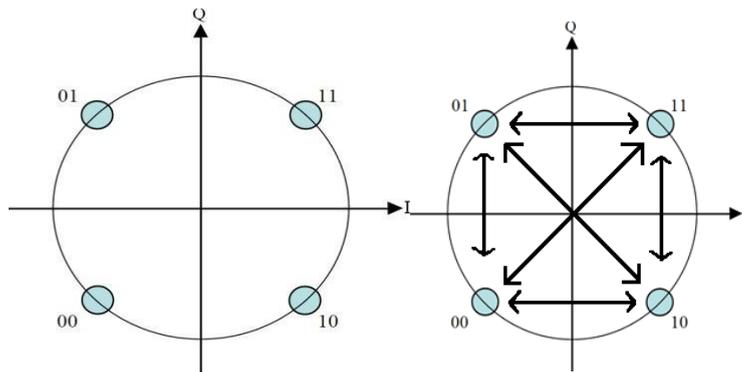


Рис. 1.7. Сигнальное созвездие для QPSK-модуляции.
Переходы из одного фазового состояния в другое

Фаза может переходить из одного состояния в другое. Такие переходы представлены на рис. 1.7 черными стрелками. Из теории связи известно, что наивысшей помехоустойчивостью обладает двоичная фазовая модуляция BPSK. Однако в ряде случаев за счет уменьшения помехоустойчивости канала связи можно увеличить его пропускную способность.

Квадратурно-амплитудная модуляция — QAM (Quadrature Amplitude Modulation) — может рассматриваться как расширенная многоуровневая ФМ, в которой два исходных сигнала генерируются независимо. Таким образом, здесь имеют место два полностью независимых квадратурных канала, включающие процессы кодирования и детектирования в основной полосе.

На рис. 1.8 показано сигнально-точечное пространство для системы с 16-QAM и четырьмя уровнями в каждом квадратурном канале. Точки представляют составной сигнал, а штрихи на осях отмечают уровни амплитуды в каждом квадратурном канале.

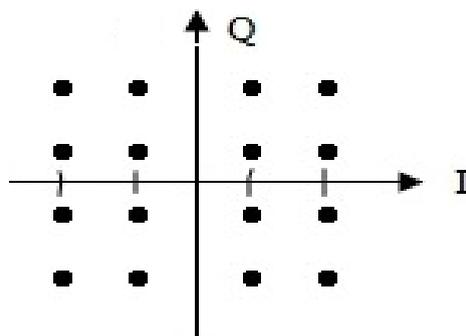


Рис. 1.8. Сигнально-точечное пространство модуляции QAM

В отличие от ФМ-сигналов сигналы QAM не содержат постоянной огибающей. Наличие постоянной огибающей в ФМ объясняется поддержанием от-

ношения уровней в квадратурных каналах. В QAM такие ограничения не вводятся ввиду того, что в каждом канале уровни независимы.

Характеристики ошибок систем QAM и ФМ модуляций сильно отличаются. При достаточно большом числе сигнальных точек системы QAM имеют, как правило, лучшие характеристики, чем системы с ФМ. Основная причина состоит в том, что расстояние между сигнальными точками на диаграмме для системы с QAM больше, чем для соответствующей системы с ФМ.

QAM имеет преимущество над системой ФМ при той же пиковой мощности.

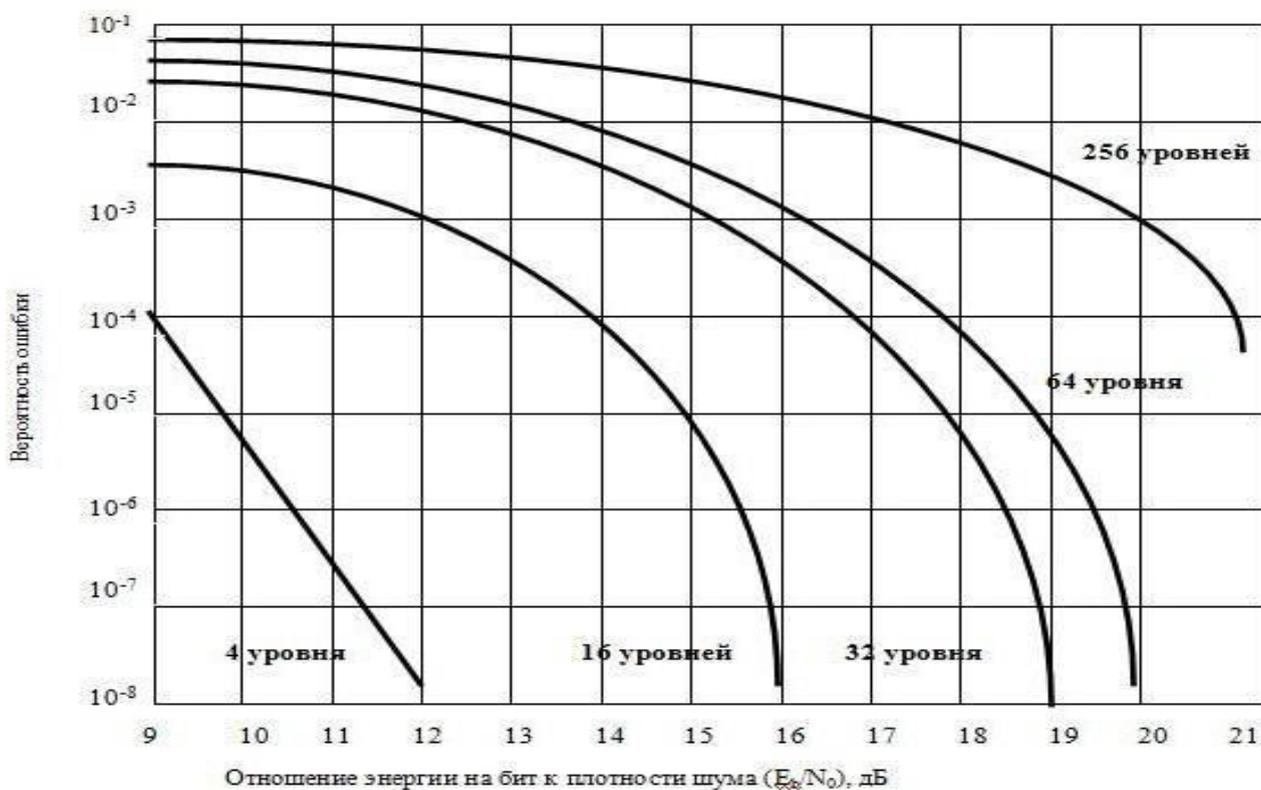


Рис. 1.10. Вероятности ошибок в системах QAM

Достоинство высоких значений номера QAM — это повышенная скорость передачи данных, поскольку таким образом большее количество битов информации может быть передано в течение одного цикла. Однако, с другой стороны, в этом случае большее число уровней амплитуды сигнала располагаются близко друг к другу, повышая тем самым вероятность неразличимости двух уровней и, как следствие — повышая чувствительность системы к шуму.

На рис. 1.11 представлено отношение параметра SNR к параметру BER (Bit Error Rate — Отношение Бит/Ошибка).

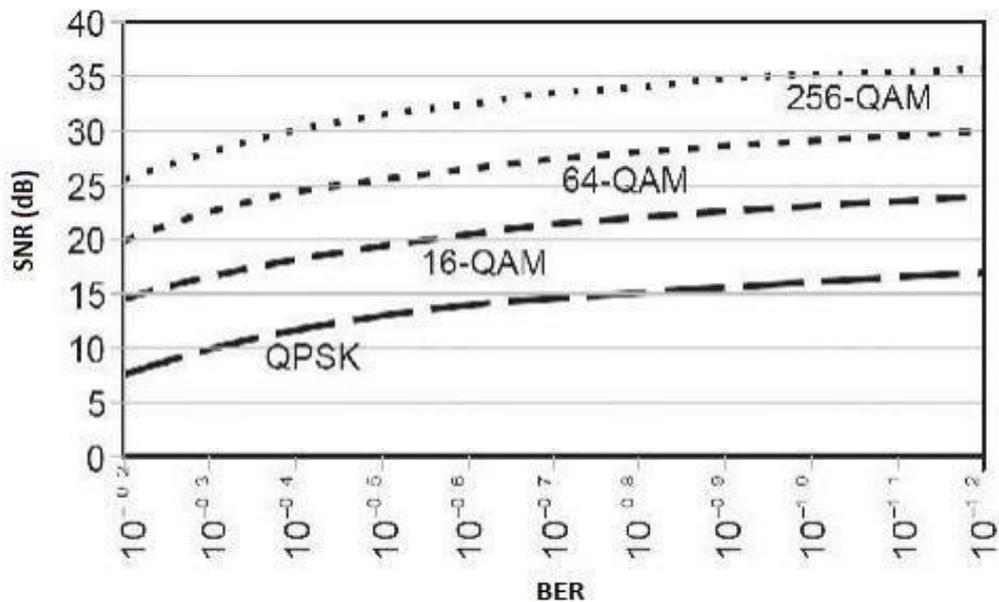


Рис. 1.11. Отношение параметра SNR к параметру BER

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° . Временная форма сигнала и его созвездие показаны на рис. 1.12.

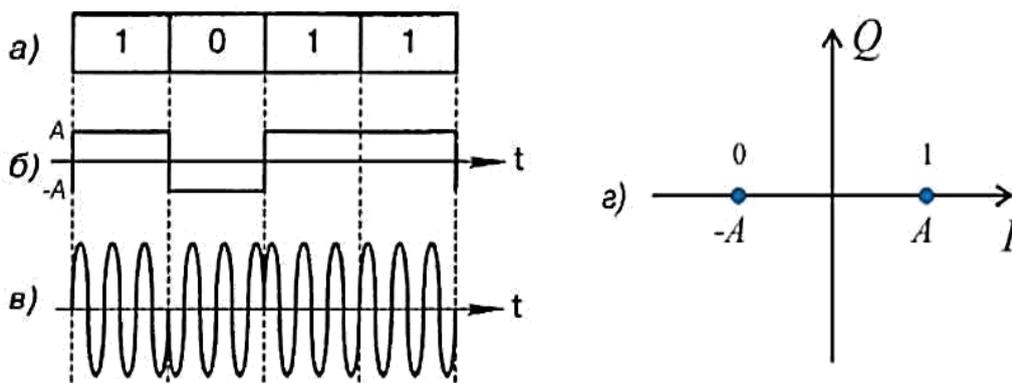


Рис. 1.12. Временная форма и сигнальное созвездие сигнала BPSK:
а — цифровое сообщение; *б* — модулирующий сигнал;
в — модулированное ВЧ-колебание; *г* — сигнальное созвездие

Квадратурная фазовая модуляция (QPSK — Quadrature Phase Shift Keying) 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 (дибитов) цифрового сообщения $\{00, 01, 10, 11\}$ устанавливается в каждом конкретном случае стандартом на радиоканал и отображается сигнальным созвездием, аналогичным на рис. 1.13. Стрелками показаны возможные переходы из одного фазового состояния в другое.

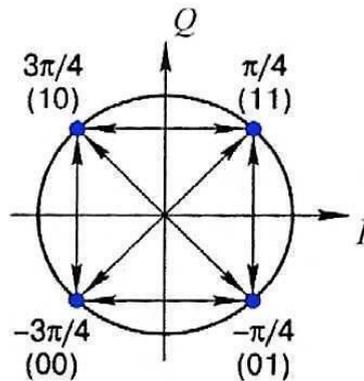


Рис. 1.13. Сигнальное созвездие модуляции QPSK

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 соответствуют 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 [5], 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, $T_s = 2T_b$. Расстояние между первыми нулями спектральной плотности мощности сигнала QPSK равно $Af = 1/T_b$, что в 2 раза меньше, чем для сигнала BPSK. Другими словами, спектральная эффективность квадратурной модуляции QPSK в 2 раза выше, чем бинарной модуляции BPSK.

Многопозиционная фазовая модуляция (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. 1.14 приведено сигнальное созвездие для 8-PSK с кодированием Грея.

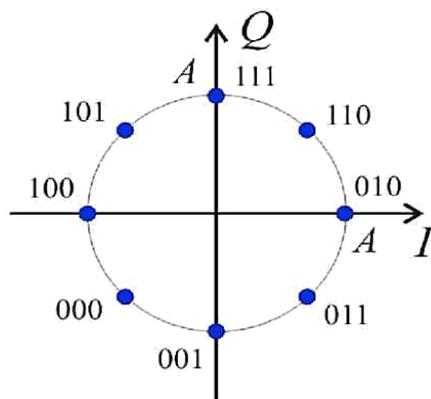


Рис. 1.14. Сигнальное созвездие модуляции 8-PSK

Амплитудно-фазовые виды модуляции (QAM)

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 — $M > 8$ (т. к. число бит на символ $k = \log_2 M$, $k \in \mathbb{N}$, то M может принимать только значения степеней 2: 2, 4, 8, 16 и т. д.). Для примера на рис. 1.15 приведено сигнальное созвездие 16-QAM с кодированием Грея.

На практике используются большие значения M , вплоть до 1024-QAM. Такие виды модуляции позволяют достичь исключительно высокой спектральной эффективности.

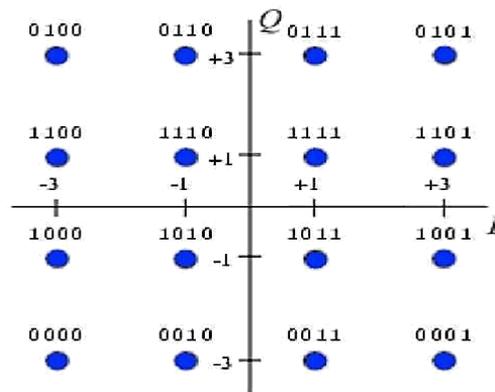


Рис. 1.15. Сигнальное созвездие модуляции 16-QAM

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 $Q(t)$.

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. Увеличение позиций (уровней) модуляции (модуляции M-ASK, M-PSK и M-QAM) увеличивает спектральную эффективность в $k = \log_2 M$ раз. Также отмечено, что наибольшей спектральной эффективностью среди частотных видов модуляции обладает модуляция MSK. MSK является спектрально в 2,6 раза менее эффективной, чем QPSK и в 1,3 раза менее эффективной, чем BPSK. Срав-

ним 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 таблице приводятся зависимости вероятности ошибки на бит от отношения E_b/N_0 для различных видов модуляции.

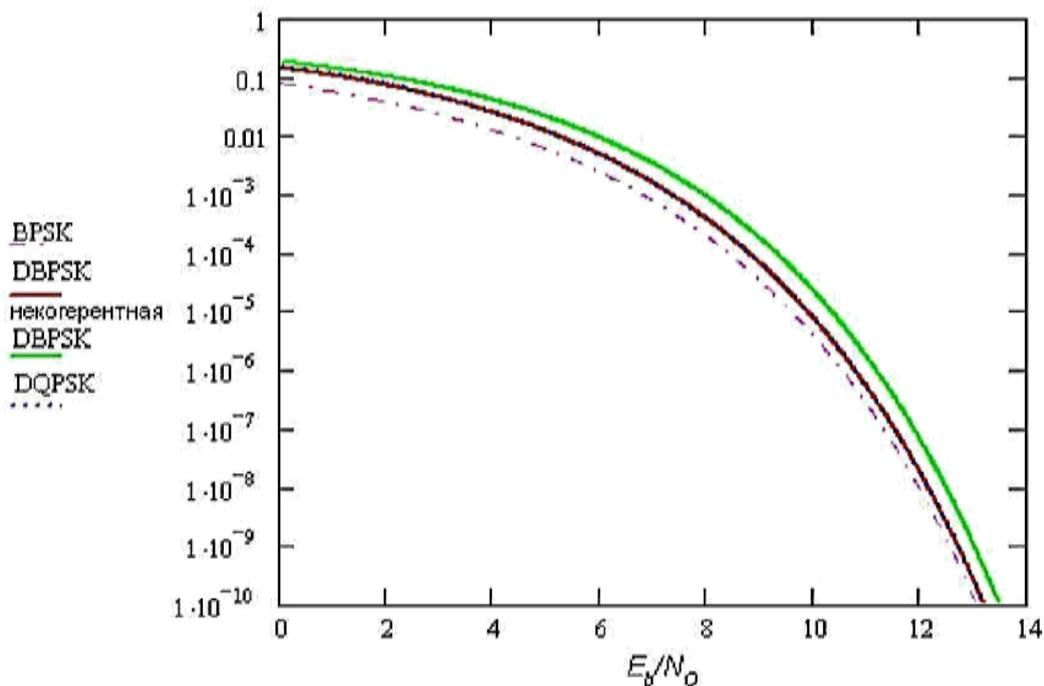


Рис. 1.16. Сравнение энергетической эффективности модуляций с относительным кодированием DBPSK, DQPSK и некогерентной DBPSK

Однако BER для BPSK и QPSK описываются одинаковыми формулами, 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.

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. Вероятность битовой ошибки может быть определена как $BER = E_b/N_0$ для различных видов модуляции, где 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. 1.1 приводятся зависимости вероятности ошибки на бит от отношения E_b/N_0 для различных видов модуляции.

Вероятность ошибки для различных видов модуляции

Вид модуляции	Вероятность ошибки на бит (BER)
ООК	$Q(\sqrt{E_b / N_0})$
M-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: $BER = \frac{2P_0 - P_0^2}{\log_2 M}$, 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> <p>для нечетных k: $BER \leq \frac{1}{\log_2 M} \left[1 - \left(1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{E_b}{N_0}}\right)\right)^2\right]$</p>

В таблице $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ — интеграл ошибок (интеграл вероятности);

M — число позиций для многопозиционных видов модуляции; m — индекс модуляции для частотной модуляции; BER — вероятность ошибки на бит.

Из табл. 1.1 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, 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. 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. 1.17. Под энергетическим выигрышем понимается разница в значении $E_b \cdot N_0$ при одинаковом значении вероятности ошибки на бит.

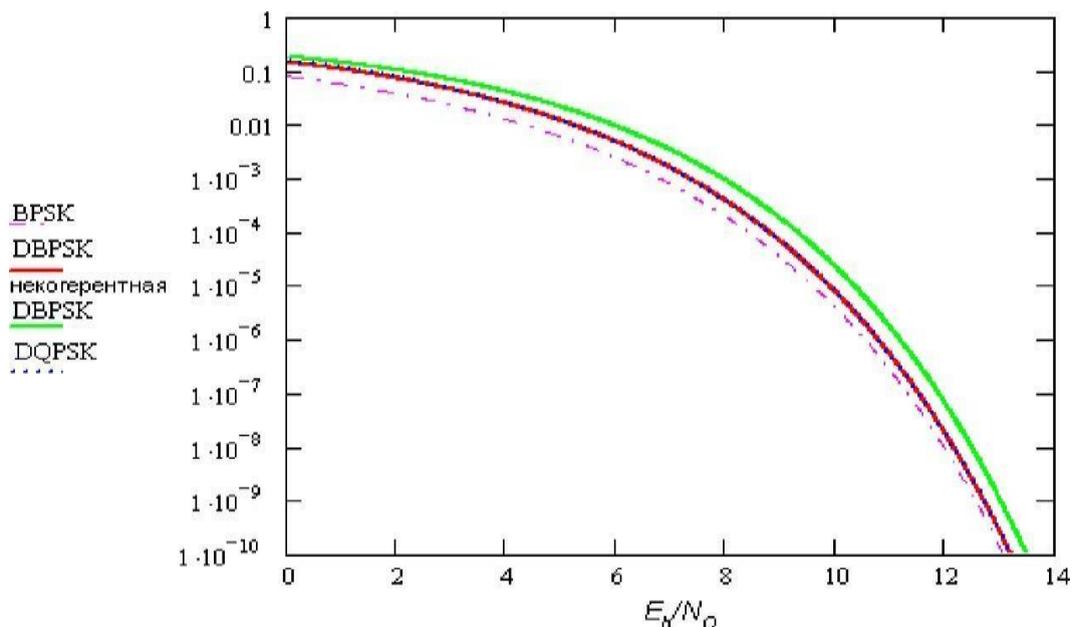


Рис. 1.17. Сравнение энергетической эффективности модуляций

Таким образом, имеет смысл сравнивать виды модуляции с одинаковым числом позиций. Сравним двухуровневые ООК, BPSK и MSK. Как видно из

табл., OOK и MSK имеют одинаковую эффективность и уступают BPSK (и, соответственно, QPSK) по энергетической эффективности приблизительно 3 дБ (рис. 1.18).

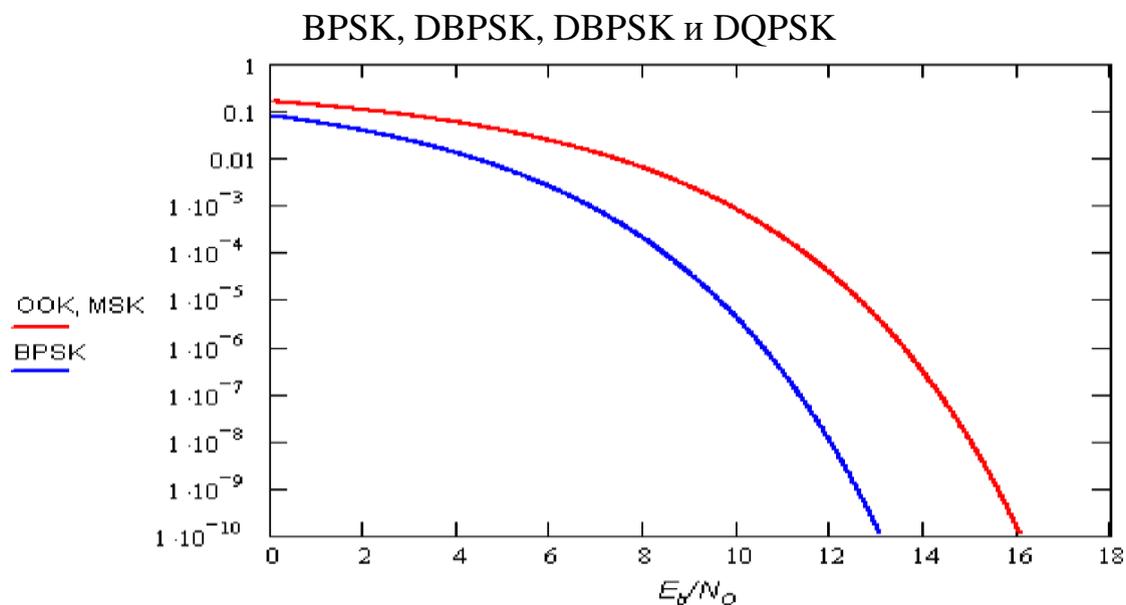


Рис. 1.18. Сравнение энергетической эффективности модуляций OOK, MSK и BPSK

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.

Сравним теперь модуляции с числом уровней $M > 4$. На рис. 1.19 изображено сравнение энергетической эффективности для амплитудной, фазовой и амплитудно-фазовой манипуляции при $M = 16$ и $M = 64$.

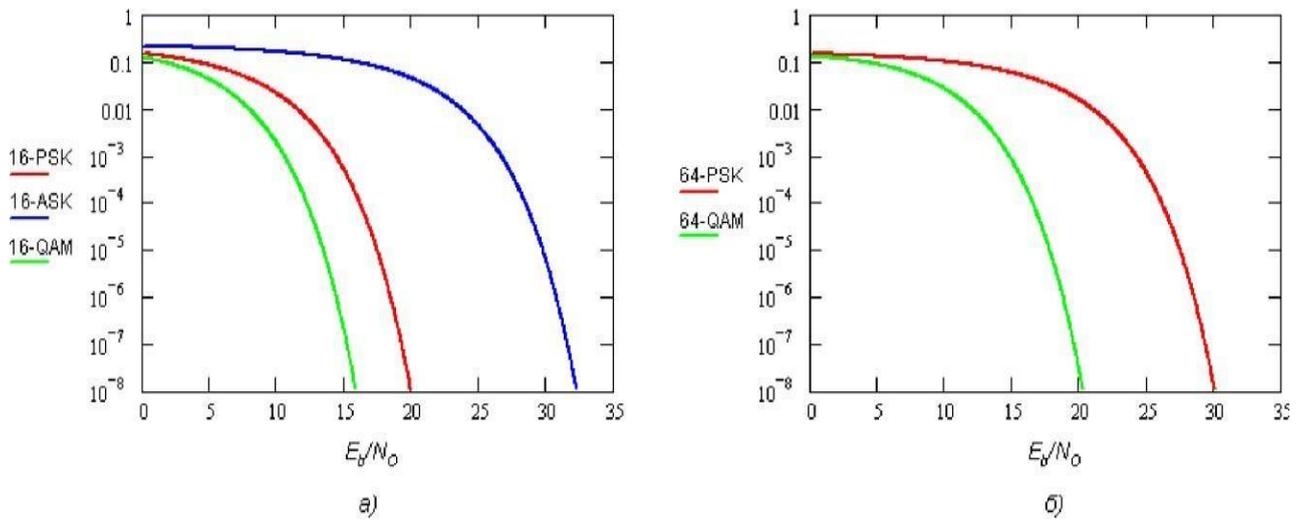


Рис. 1.19. Сравнение энергетической эффективности модуляций M-ASK, M-PSK и M-QAM: а — $M = 16$; б — $M = 64$

Как видно из рис. 1.19, 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.

Как видно из табл. 1.1, 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 $M < 4$ 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 Феера (FQPSK, FQAM), модуляция с решетчатым кодированием (TCM), оптимизация формы сигнальных созвездий и использование многомерных сигнальных созвездий.

1.2. МОДЕМЫ СОТОВОЙ СВЯЗИ FSK, MSK, GMSK И ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТИ СИМВОЛЬНОЙ ОШИБКИ

Частотная манипуляция (FSK)

Значениям «0» и «1» информационной последовательности соответствуют определенные частоты синусоидального сигнала при неизменной амплитуде. Частотная манипуляция весьма помехоустойчива, поскольку помехи телефонного канала искажают в основном амплитуду, а не частоту сигнала. Однако при частотной манипуляции неэкономно расходуется ресурс полосы частот телефонного канала. Поэтому этот вид модуляции применяется в низкоскоростных протоколах, позволяющих осуществлять связь по каналам с низким отношением сигнал/шум.

Существует также подвид этой модуляции GFSK. Принцип работы модулятора GFSK похож на FSK, за исключением того, что сначала полоса импульсов (-1, 1) проходит через фильтр Гаусса для сглаживания, что обеспечивает уменьшение ширины его спектра, а уже после попадает в FSK. Фильтрация Гаусса — один из самых распространенных способов уменьшения ширины спектра.

На рис. 1.20 приведены график двоичной бинарной последовательности нулей и единиц и соответствующий ему график частотно-манипулированного сигнала. Низкому уровню бинарного двоичного сигнала соответствует частота 1 КГц, а высокому — частота 0,5 КГц несущего сигнала синусоидального типа.

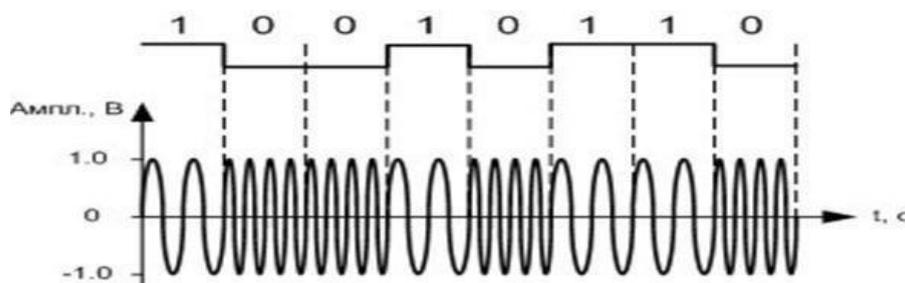


Рис. 1.20. Частотная манипуляция

В программном комплексе можно осуществить многопозиционную частотную модуляцию (MFSK) задав в поле M-FSK нужный уровень от 2 до 64. В бинарной FSK-модуляции, т. е. при $M = 2$, два двоичных числа представляются сигналами двух различных частот, расположенных около несущей. Бинарная частотная модуляция менее восприимчива к ошибкам, чем амплитудная модуляция.

Более эффективной, но и более подверженной ошибкам, является схема многочастотной модуляции (Multiple FSK — MFSK), в которой используется более двух частот. В этом случае каждая сигнальная посылка представляет более одного бита.

На рис. 1.21 представлен пример схемы MFSK с $M = 4$. Входной поток битов кодируется по два бита, после чего передается одна из четырех возможных двухбитовых комбинаций.

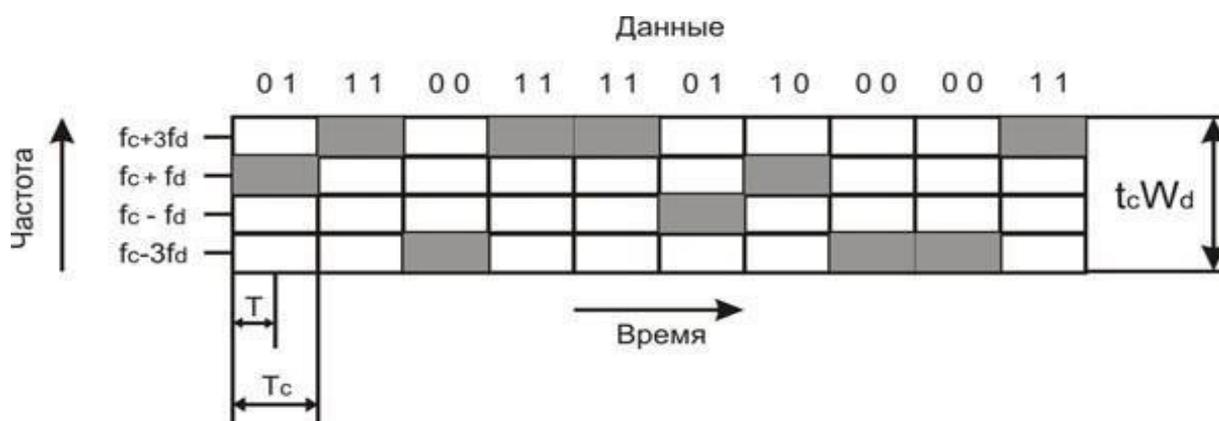


Рис. 1.21. Использование частоты схемой MFSK ($M = 4$)

Для уменьшения занимаемой полосы частот в модуляторах сигналов с фазовой модуляцией применяют сглаживающие фильтры. Применение сглаживающих фильтров приводит к увеличению эффективности использования полосы, но в то же время из-за сглаживания уменьшается расстояние между соседними сигналами, что приводит к снижению помехоустойчивости.

Построение графиков глазковой диаграммы и ее вид дают много информации о джиттере сигнала, так же, как и о многих других его параметрах (рис. 1.22). Например, множество отдельных фронтов и спадов говорит о вероятном присутствии джиттера, зависящего от данных.

Глазковая диаграмма не просто предоставляет множество информации, она удобна простотой применения и тем, что может применяться для измерений в любой цепи с реальными данными.

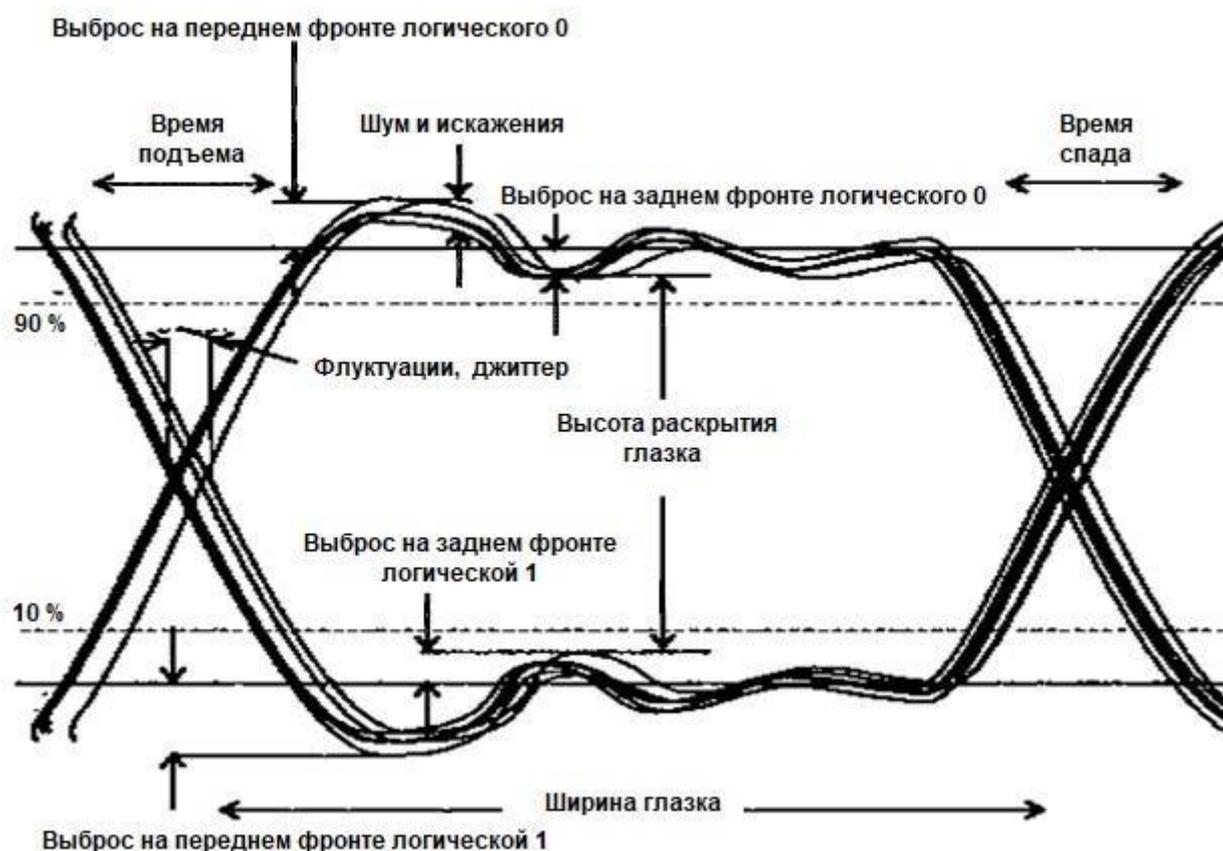


Рис. 1.22. Параметры глазковой диаграммы

По индикаторной диаграмме можно выполнить ряд важных измерений:

- 1) чем больше открыт глазок, тем легче различать логические 1 и 0;
- 2) ширина открытия глазковой диаграммы (время между пересечениями линий логической 1 с логическим 0 и логического 0 с логической 1) показывает временной интервал, в течение которого сигнал может быть замерен без ошибки из-за межсимвольного влияния;
- 3) псевдослучайная последовательность битов и ее отображение на запоминающем осциллографе называется индикаторной (глазковой) диаграммой (*eye diagram*).

Типичная индикаторная диаграмма показывает:

- высоту открытия глазка — измеряет запас помехоустойчивости на выходе приемника;
- ширину линий глазка в точках пересечения в углах глазка — является мерой флуктуации в системе передачи. Флуктуации вызываются разбросом времени включения и выключения лазера; искажением импульса оптическим волокном и шумом. Флуктуации выражаются в пикосекундах, градусах или в процентах интервала бита;

- толщину линий импульса наверху и внизу глазка — пропорциональна шуму и искажениям в системе передачи; время перехода сигнала в схеме глазка с верхнего уровня (логического 0) в нижний (логическая 1) и наоборот указывает времена подъема и спада системы передачи. Они обычно замеряются между отметками 10 и 90 %;

- времена подъема и спада — важны для оценки чувствительности системы к синхронизации замеров (*sample timing*). Чем больше времена подъема и спада сигнала, тем более чувствительна система к ошибкам синхронизации.

Чтобы обеспечить Системе максимальную невосприимчивость к шуму, лучшим временем для замеров уровня сигнала является время, когда высота открытого индикаторной диаграммы максимальна.

Джиттер, или **фазовое дрожание цифрового сигнала данных** — нежелательные фазовые и/или частотные случайные отклонения передаваемого сигнала. Возникают вследствие нестабильности задающего генератора, изменений параметров линии передачи во времени и различной скорости распространения частотных составляющих одного и того же сигнала.

В цифровых системах проявляется в виде случайных быстрых изменений местоположения фронтов цифрового сигнала во времени, что приводит к рас-синхронизации и, как следствие, искажению передаваемой информации. Например, если фронт имеет малую крутизну или «отстал» по времени, то цифровой сигнал как бы запаздывает, сдвигается относительно значащего момента времени — момента времени, в который происходит оценка сигнала.

Джиттер является одной из основных проблем при проектировании устройств цифровой электроники, в частности цифровых интерфейсов. Недостаточно аккуратный расчет джиттера может привести к его накоплению при прохождении цифрового сигнала по тракту и в конечном счете к неработоспособности устройства.

Причины возникновения джиттера:

1) фазовые шумы петли ФАПЧ (фазовой автоподстройки частоты) устройства, синхронизируемого внешним сигналом. Джиттер, вызываемый ФАПЧ, проявляется при прослушивании материала с записывающего устройства, синхронизируемого от воспроизводящего устройства;

2) АЦП. В современных цифровых системах звукозаписи и воспроизведения основным источником джиттера является АЦП. Нынешние полностью цифровые студийные синхронизаторы достаточно совершенны и часто вносят джиттер меньший, чем АЦП.

Описание прибора с FSK-модуляцией

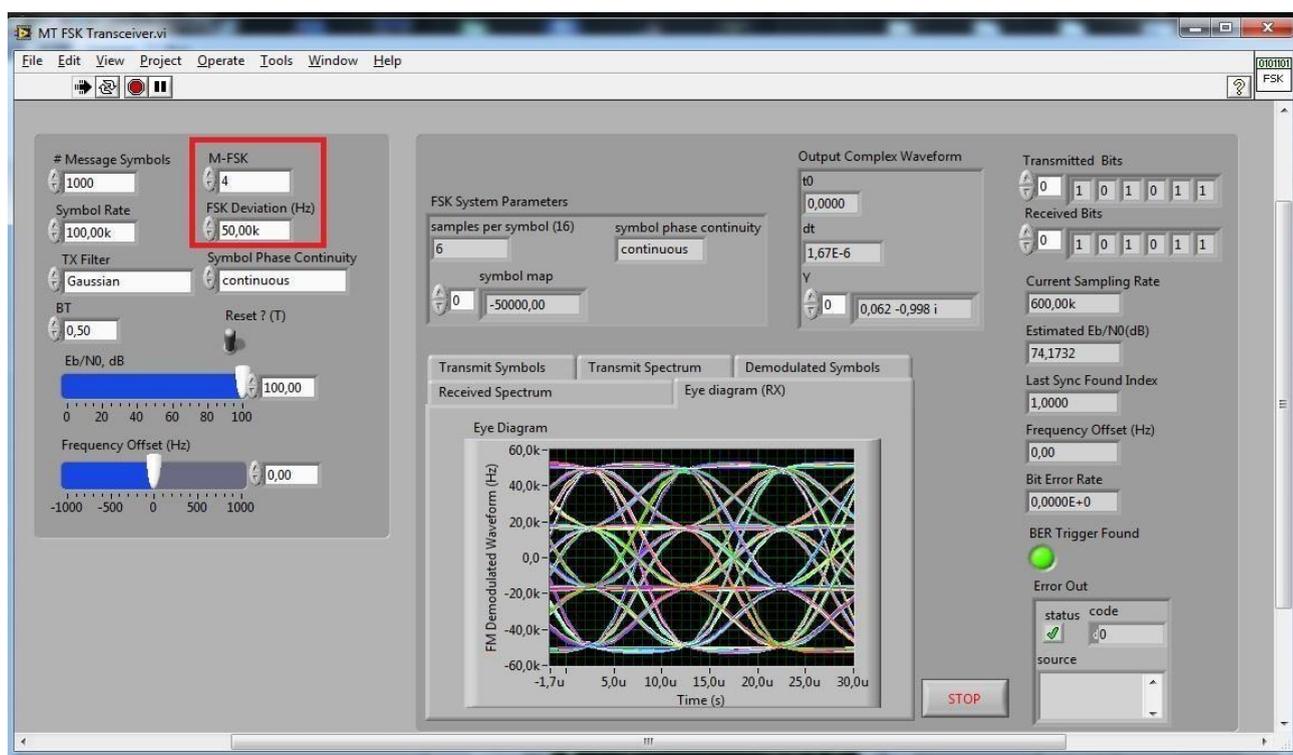


Рис. 1.23. Интерфейс прибора с FSK-модуляцией

Интерфейс прибора с FSK-модуляцией представлен на рис. 1.23:

- Message Symbols — показывает количество передаваемых символов;
- M-FSK — показывает уровень модуляции. Доступны режимы: 2, 4, 8, 16, 32, 64;
- FSK Deviation (Гц) — отклонение по частоте частотной модуляции;
- Eb/N0 — отношение сигнал/шум;
- Frequency offset — задержка по частоте;
- TX Filter — выбор фильтра для передатчика. Доступны следующие: Gaussian, Raised Cosine, Root Raised Cosine;
- Symbol Rate — порядок символов;
- Symbol Phase Continuity — продолжительность фазы импульса. Соответственно режимы Continuous (Конечная), Discontinuous (Бесконечная);
- Transmitted Bits — переданные биты.

Практическая часть

На рис. 1.24–1.29 представлены глазковые диаграммы M-FSK при различных уровнях модуляции.

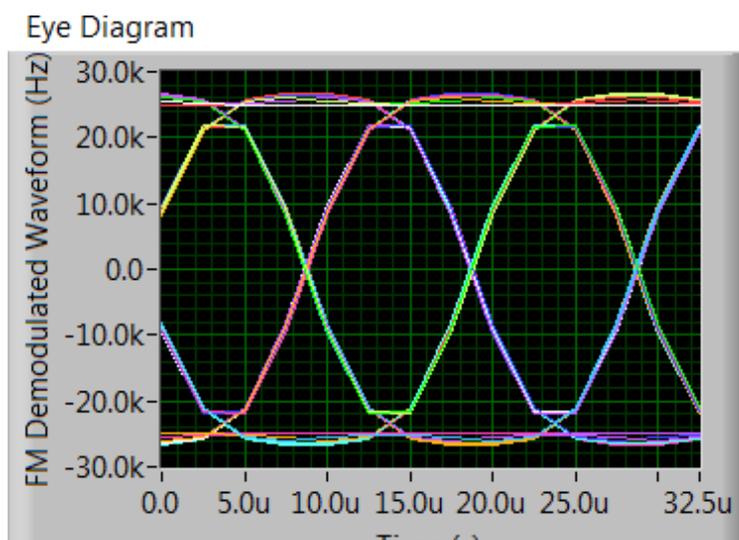


Рис. 1.24. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 2$

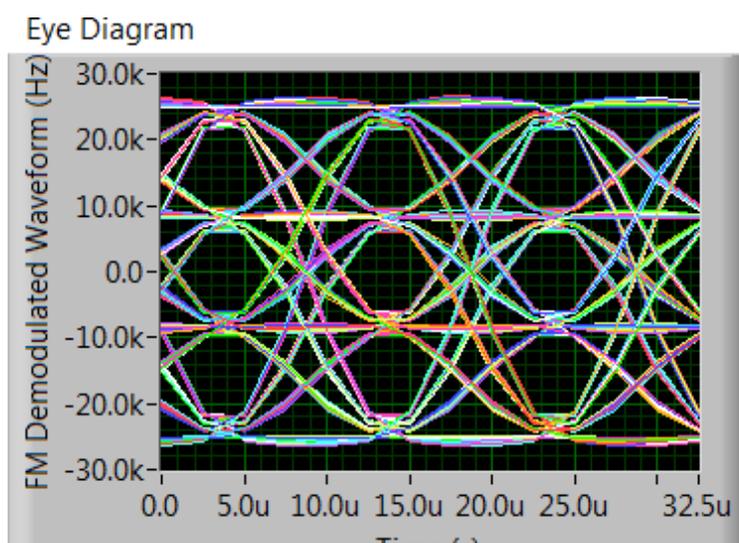


Рис. 1.25. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 4$

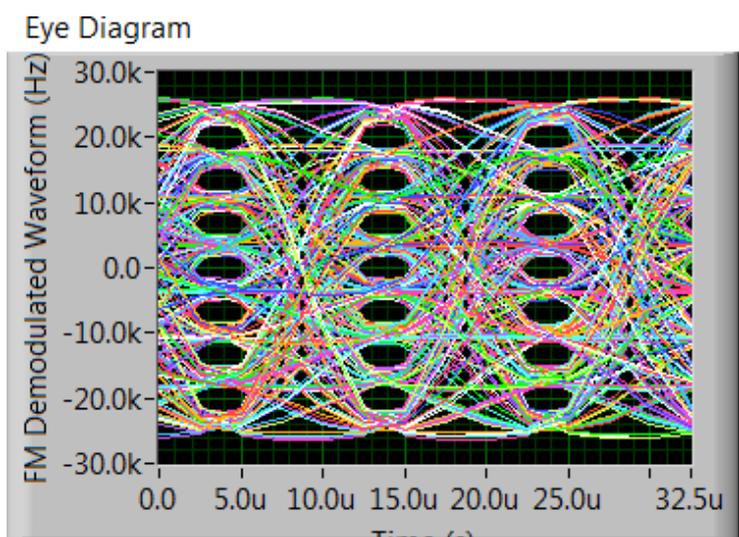


Рис. 1.26. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 8$

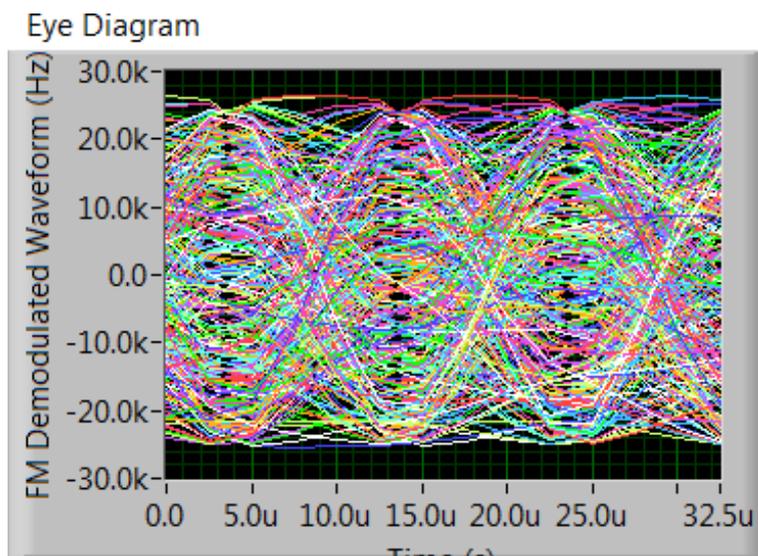


Рис. 1.27. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 16$

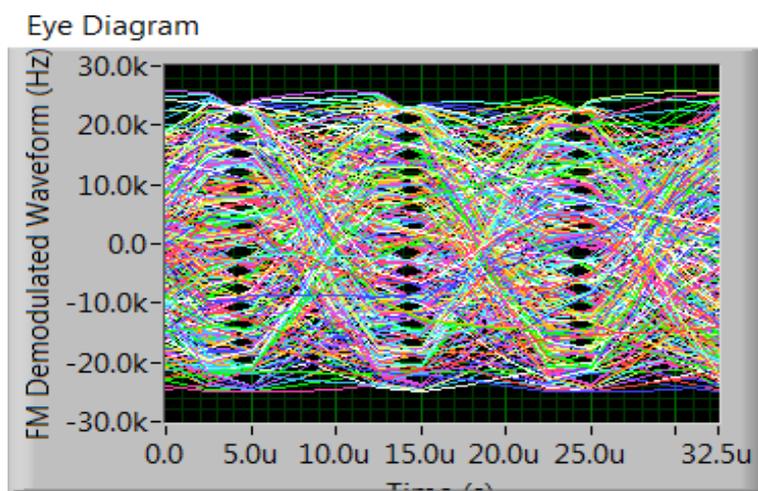


Рис. 1.28. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 32$

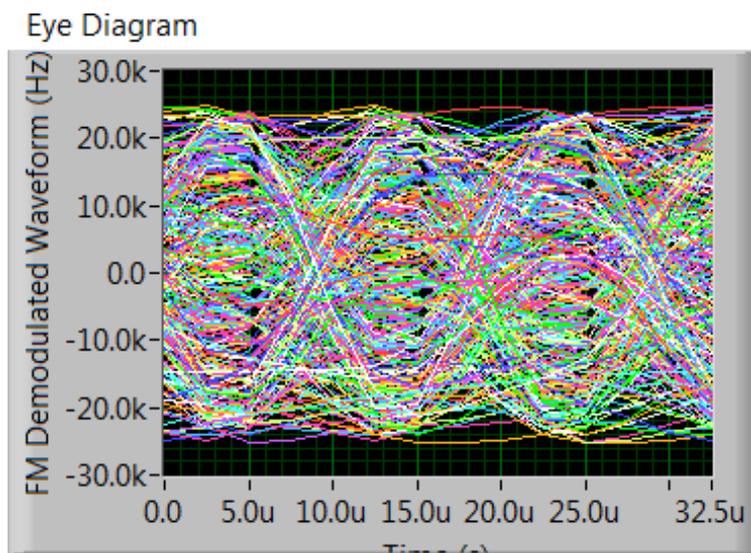


Рис. 1.26. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 8$

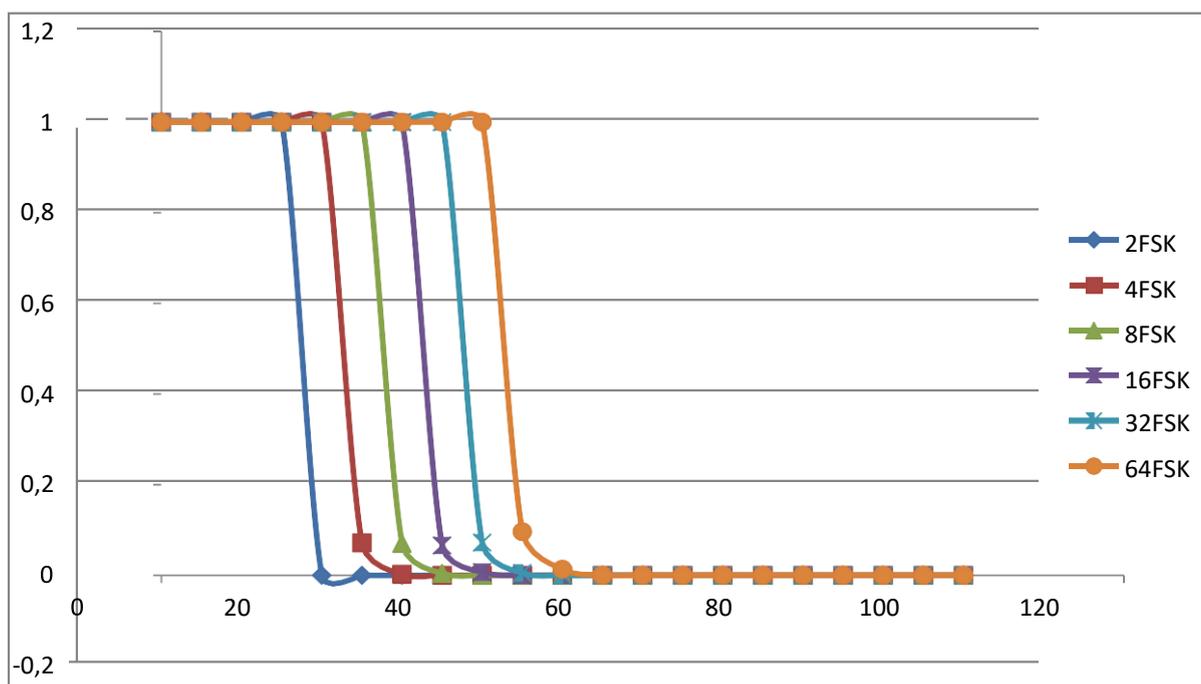


Рис. 1.30. График зависимости BER от SNR

Частотная манипуляция с минимальным сдвигом (MSK)

MSK — это частный случай сигналов с частотной манипуляцией с непрерывной фазой CPFSK с минимальным индексом частотной манипуляции $m = 0,5$, поэтому ширина главного

лепестка спектра MSK сигналов минимальная из всех возможных сигналов с частотной манипуляцией.

Представляет собой способ модуляции, при котором не происходит скачков фазы и изменение частоты происходит в моменты пересечения несущей нулевого уровня. MSK уникальна потому, что значения частот, соответствующих логическим «0» и «1», отличаются на величину, равную половине скорости передачи данных. Другими словами, индекс модуляции равен 0,5.

Частотная модуляция с минимальным разносом частот MSK позволяет уменьшить ширину полосы частот, занимаемых цифровым радиосигналом в эфире. Однако даже этот вид модуляции не удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к современным радиосистемам мобильной связи. Обычно сигнал MSK в радиопередатчике дофильтровывают обычным фильтром. Именно поэтому появился еще один вид модуляции с еще более узким спектром радиочастот в эфире.

Сужение полосы занимаемых частот удалось достигнуть за счет предварительной фильтрации модулирующего сигнала фильтром низкой частоты с Гауссовской импульсной характеристикой. Ширина спектра сигнала GMSK

определяется произведением длительности передаваемого символа на полосу пропускания Гауссовского фильтра ВТ. Именно полосой пропускания В и отличаются различные виды GMSK друг от друга. GMSK используется в стандарте GSM сотовой связи.

Формирование GMSK радиосигнала осуществляется таким образом, что на интервале одного информационного бита фаза несущей изменяется на 90° . Это наименьшее возможное изменение фазы, распознаваемое при данном типе модуляции. Непрерывное изменение фазы синусоидального сигнала дает в результате частотную модуляцию с дискретным изменением частоты. Применение фильтра Гаусса позволяет при дискретном изменении частоты получить «гладкие переходы». В стандарте GSM применяется GMSK-модуляция с величиной нормированной полосы $BT \approx 0,3$, где B — ширина полосы фильтра по уровню минус 3 дБ, T — длительность одного бита цифрового сообщения. Основой формирователя GMSK-сигнала является квадратурный ($1/Q$) модулятор. Схема состоит из двух умножителей и одного сумматора. Задача этой схемы заключается в том, чтобы обеспечить непрерывную, очень точную фазовую модуляцию. Один умножитель изменяет амплитуду синусоидального, а второй — косинусоидального колебания. Входной сигнал до умножителя разбивается на две квадратурные составляющие. Разложение происходит в двух обозначенных «sin» и «cos» блоках.

Модуляцию GMSK отличают следующие свойства, которые предпочтительны для подвижной связи:

- 1) постоянная по уровню огибающая, которая позволяет использовать эффективные передающие устройства с усилителями мощности в режиме класса С;
- 2) компактный спектр на выходе усилителя мощности передающего устройства, обеспечивающий низкий уровень внеполосного излучения;
- 3) хорошие характеристики помехоустойчивости канала связи.

GMSK с фильтром Гаусса с $BT = 1$ вырождается в классическую MSK. Для формирования сигналов GSM стандартно используется фильтр Гаусса с $BT = 0,3$ (рис. 1.31).

В точках взятия отсчетов сигнал GMSK зависит от предыдущих значений передаваемого сигнала. Это вызвано действием гауссовского фильтра, формирующего спектр сигнала GMSK.

В результате помехоустойчивость сигнала GMSK ниже по сравнению даже с помехоустойчивостью сигнала MSK. Конкретное значение помехоустойчивости сигналов GMSK сильно зависит от произведения BT . Пример зависимости вероятности ошибки приема сигнала GMSK в зависимости от отношения сигнал/шум на входе решающего устройства приведен на рис. 1.32.

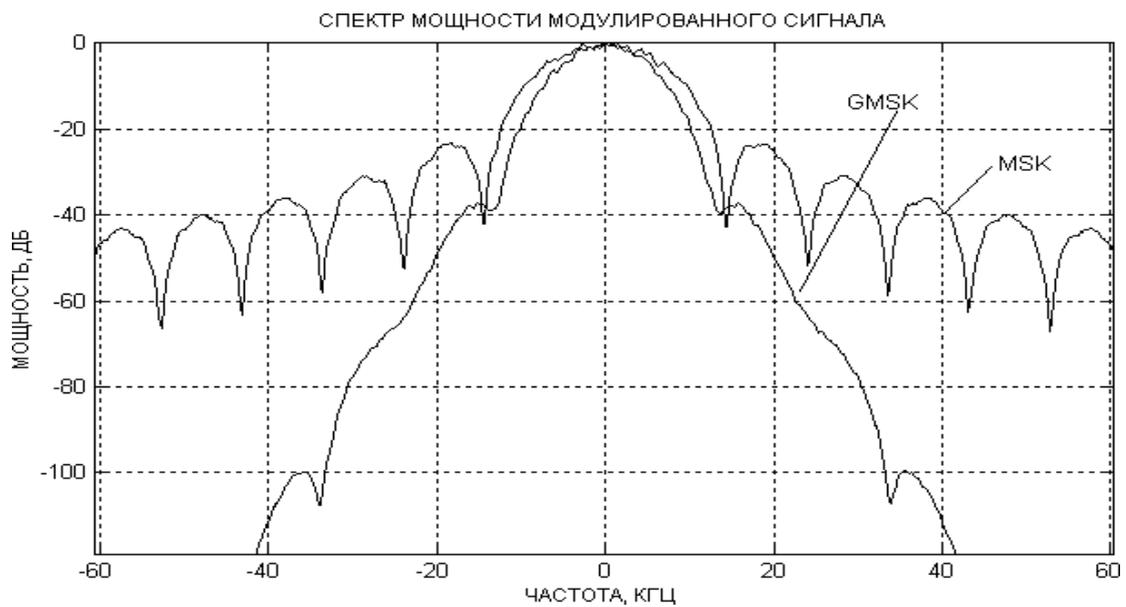


Рис. 1.31. Сравнение спектров двух видов модуляции с фильтром Гаусса (GMSK) и без фильтра (MSK)

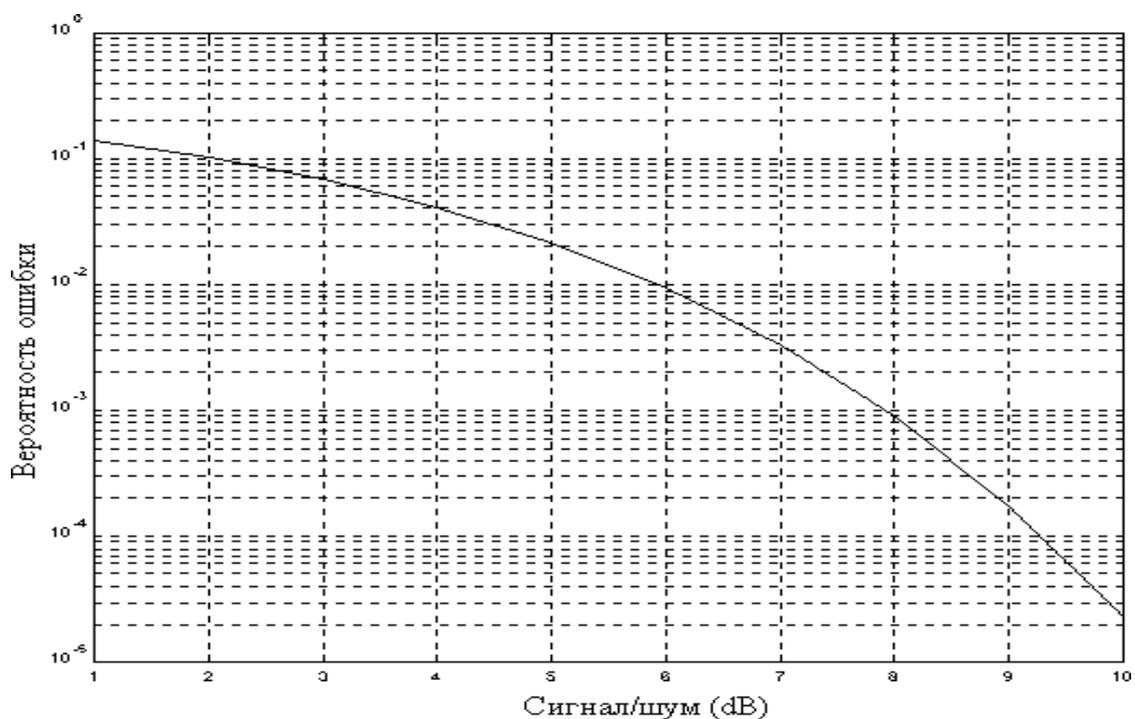


Рис. 1.32. График зависимости вероятности ошибки GMSK в зависимости от отношения сигнал/шум на входе решающего устройства

При индексе модуляции $m = 0,5$ за время передачи одного символа фаза несущего колебания успевает измениться на угол $\pm 90^\circ$. Решетка переходов фазы в MSK-сигнале на протяжении двух символьных периодов приведена на рис. 1.33.

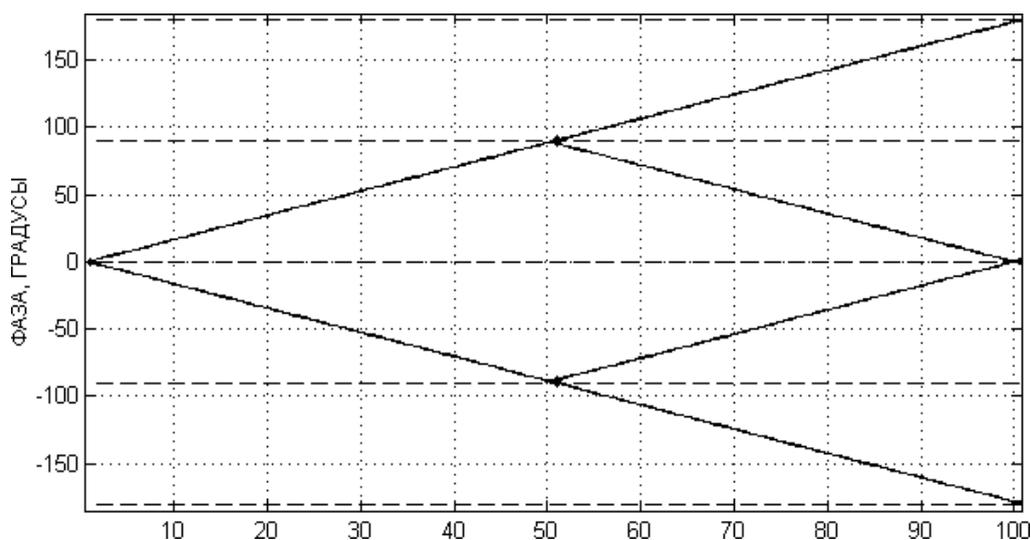


Рис. 1.33. Решетка переходов фазы в MSK-сигнале

Два возможных значения фазы несущего колебания в отсчетной точке на одном временном интервале отличаются от двух возможных значений фазы несущего колебания в отсчетной точке на соседнем интервале на 90° . Рассмотренная ситуация может быть проиллюстрирована на векторной диаграмме, приведенной на рис. 1.34.

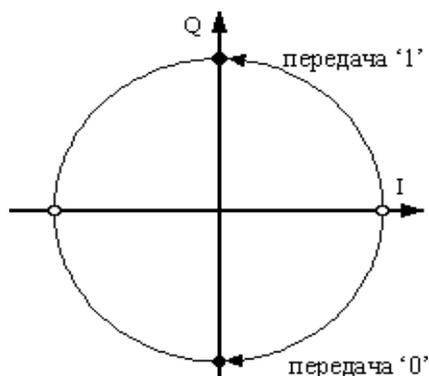


Рис. 1.34. Решетка переходов фазы в MSK-сигнале

Конец вектора, отражающий амплитуду несущего колебания на рис. 1.34, в сигнале частотной модуляции может двигаться строго по окружности. На этом рисунке пара состояний сигнала показана пустыми кружочками, а пара состояний сигнала на соседнем символе — заполненными.

Рассмотренные диаграммы показывают, что при разработке радиоприемного устройства можно применить схему фазового детектора. Принимаемые двоичные символы в отсчетных точках будут отличаться друг от друга по фазе на 180° .

Описание прибора с MSK-модуляцией

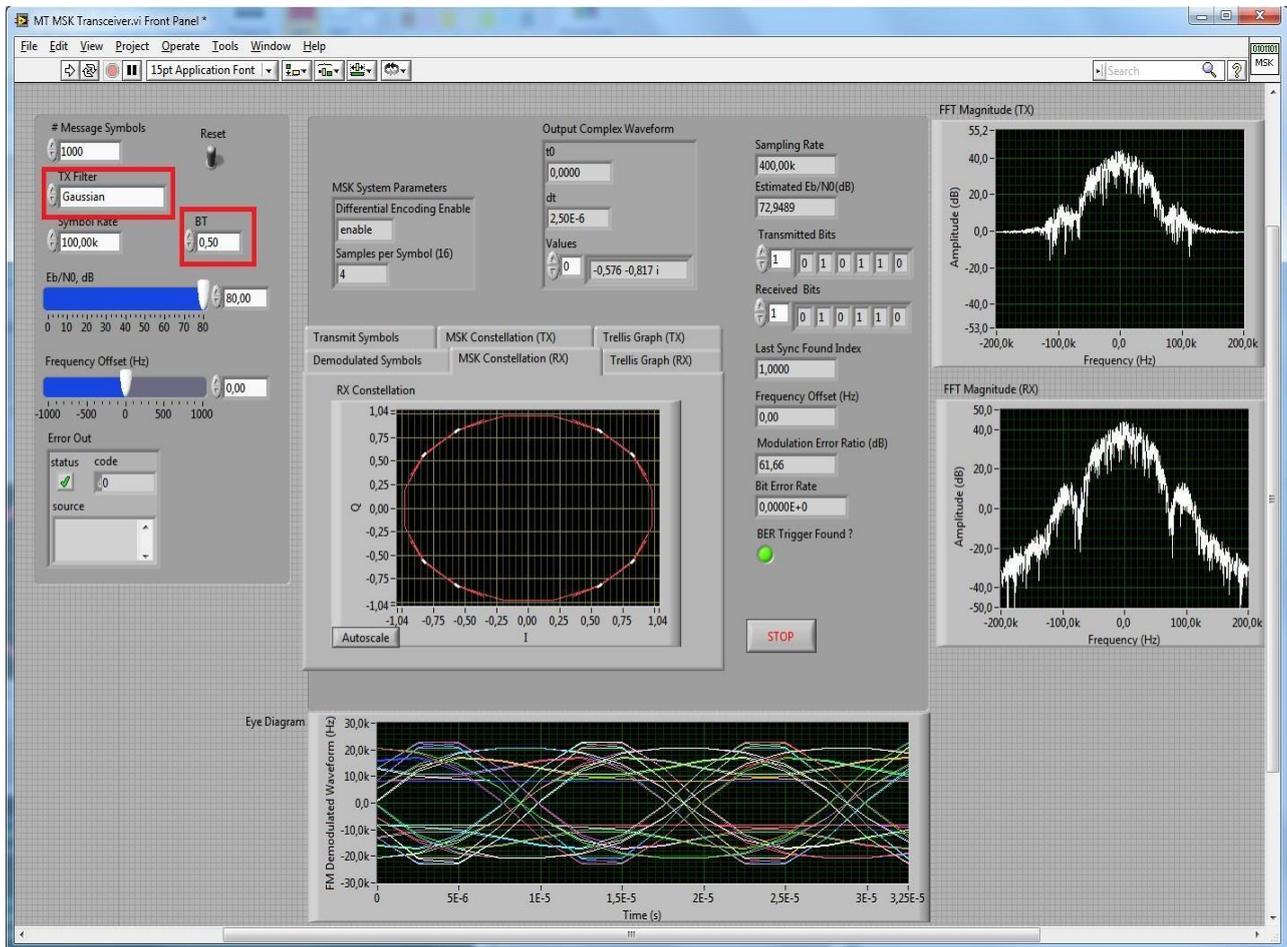


Рис. 1.35. Интерфейс программы с GMSK-модуляцией

Интерфейс программы с GMSK-модуляцией приведен на рис. 1.35:

- Message Symbols — показывает количество передаваемых символов;
- Eb/N0 — отношение сигнал/шум;
- Frequency offset — задержка по частоте;
- TX Filter — выбор фильтра для передатчика. Доступны следующие: Gaussian, Raised Cosine, Root Raised Cosine;
- Symbol Rate — порядок символов;
- Transmitted Bits — переданные биты;
- Received Bits — принятые биты;
- BER Trigger Found — вероятность ошибки;
- BT — безразмерная величина, равная 0,5.

Сокращения: TX — Передатчик, RX — Приемник.

Исследование линии передачи с MSK-модуляцией

В качестве характеристического параметра GMSK используют произведение BT , где B — ширина спектра импульса $h(t)$ по уровню 3 дБ, а T — длительность одного бита. На рис. 1.36 изображена спектральная плотность мощности на выходе идеального GMSK-модулятора ($BT = 0,3$), нормализованного по отношению к периоду T . Сравнение этого графика со спектральной плотностью мощности MSK и BPSK указывает на серьезное преимущество этой модуляции прежде всего в части скорости спадаения внеполосного излучения, т. е. скорости снижения уровня мощности боковых спектральных лепестков.

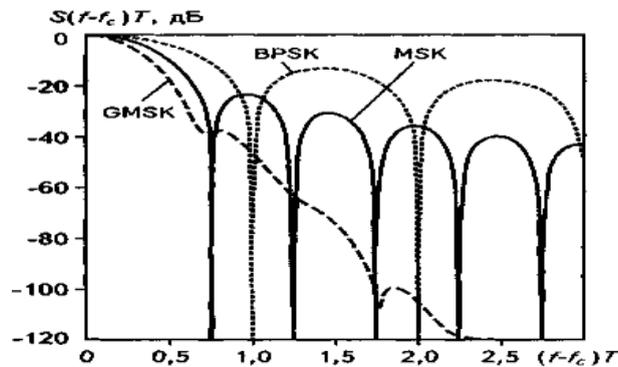


Рис. 1.36. Спектр сигнала с GMSK-модуляцией

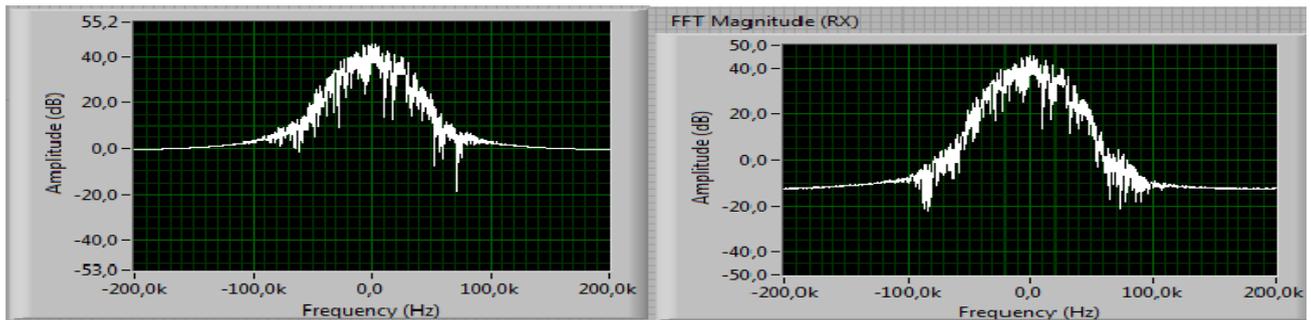


Рис. 1.37. Спектр передаваемого (слева) и принимаемого (справа) сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,2$, сигнал/шум = 80

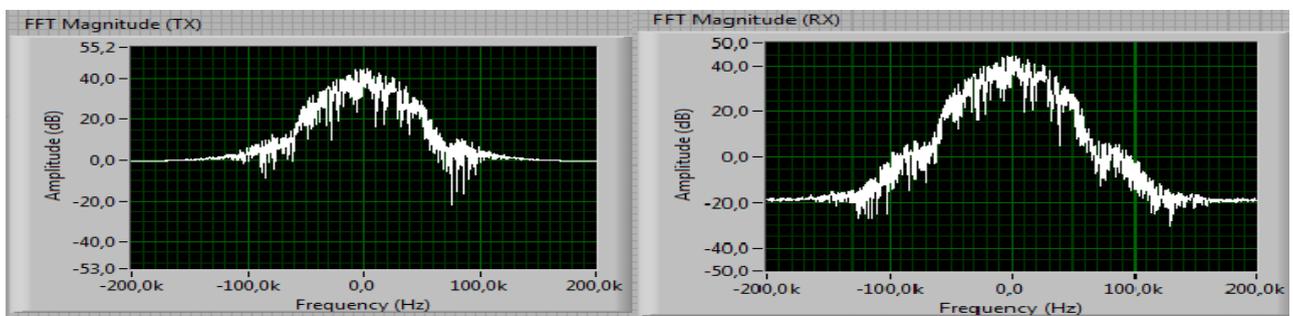


Рис. 1.38. Спектр передаваемого (слева) и принимаемого (справа) сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,3$, сигнал/шум = 80

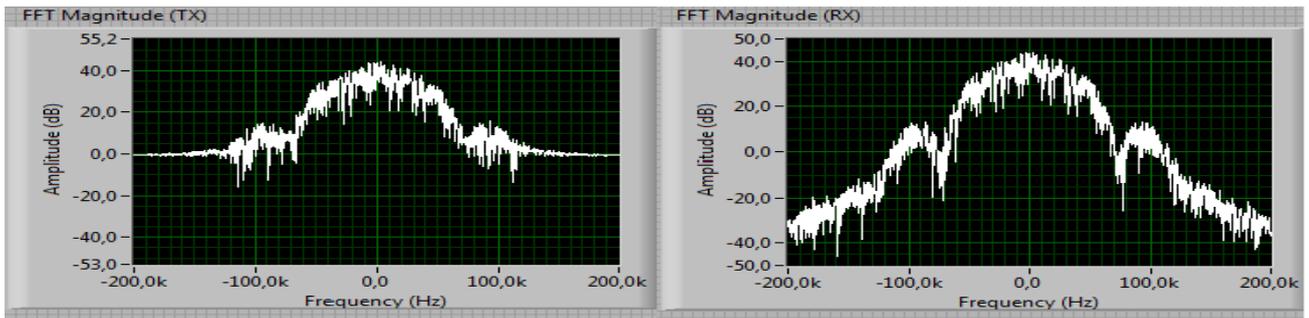


Рис. 1.39. Спектр передаваемого (слева) и принимаемого (справа) сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,5$, сигнал/шум = 80

Можно видеть, что в спектре GMSK при уменьшении BT уменьшаются уровни боковых лепестков, кроме того значительно возрастает скорость убывания спектра. Так, максимальный уровень бокового лепестка GMSK при $BT = 0,3$ меньше, чем при MSK-модуляции, а скорость убывания линейно зависит от частоты, что обусловлено применением Гауссова фильтра.

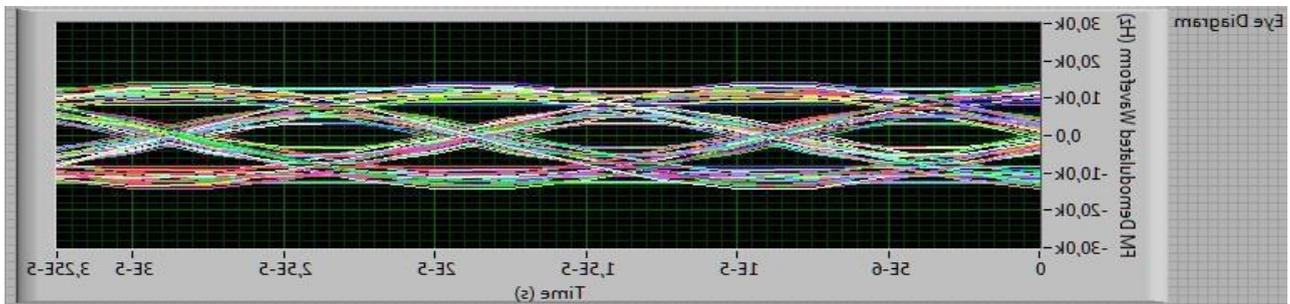


Рис. 1.40. Глазковая диаграмма сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,2$, сигнал/шум = 80

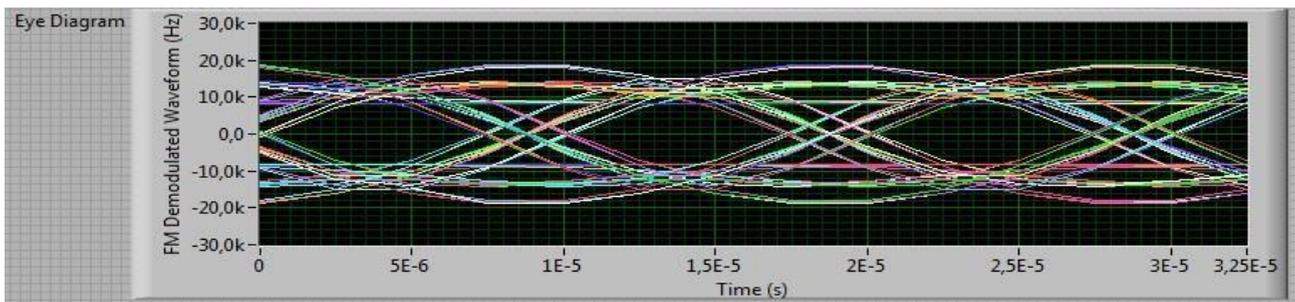


Рис. 1.41. Глазковая диаграмма сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,3$, сигнал/шум = 80

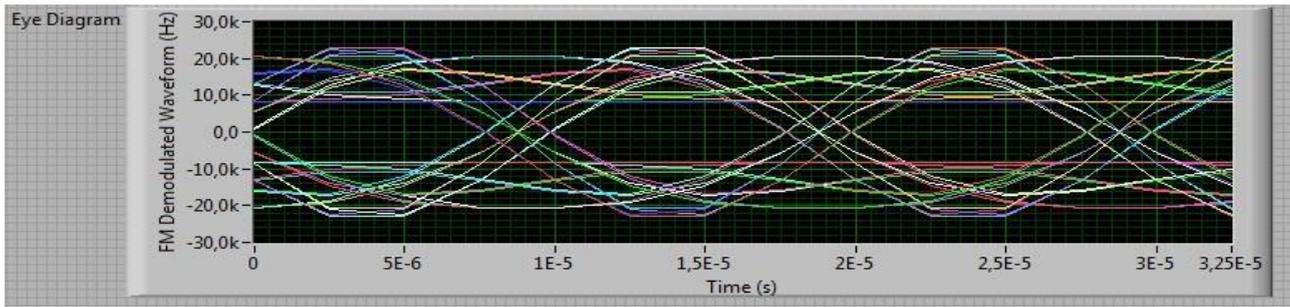


Рис. 1.42. Глазковая диаграмма сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,5$, сигнал/шум = 80

Из рис. 1.37–1.42 видно, что с уменьшением BT межсимвольная интерференция усиливается ввиду расширения фильтра Гаусса. Фильтр Гаусса вносит межсимвольную интерференцию и позволяет снизить уровень боковых лепестков спектра, а также значительно увеличивает скорость убывания спектра GMSK-сигнала по сравнению с MSK-сигналами. На практике GMSK-модуляция нашла применение в сотовой связи формата GSM ввиду наиболее эффективного использования радиочастотного ресурса. Дальнейшее уменьшение параметра приводит к существенному усложнению аппаратуры и сильно увеличивает вероятность ошибочного приема символа из-за недопустимо высокой межсимвольной интерференции.

Из полученных графиков можно сделать вывод, что для обеспечения той же самой вероятности ошибки требуется различное отношение сигнал/шум, т. е. при использовании фильтра Гаусса требования к качеству принимаемого сигнала возрастают (рис. 1.43–1.47).

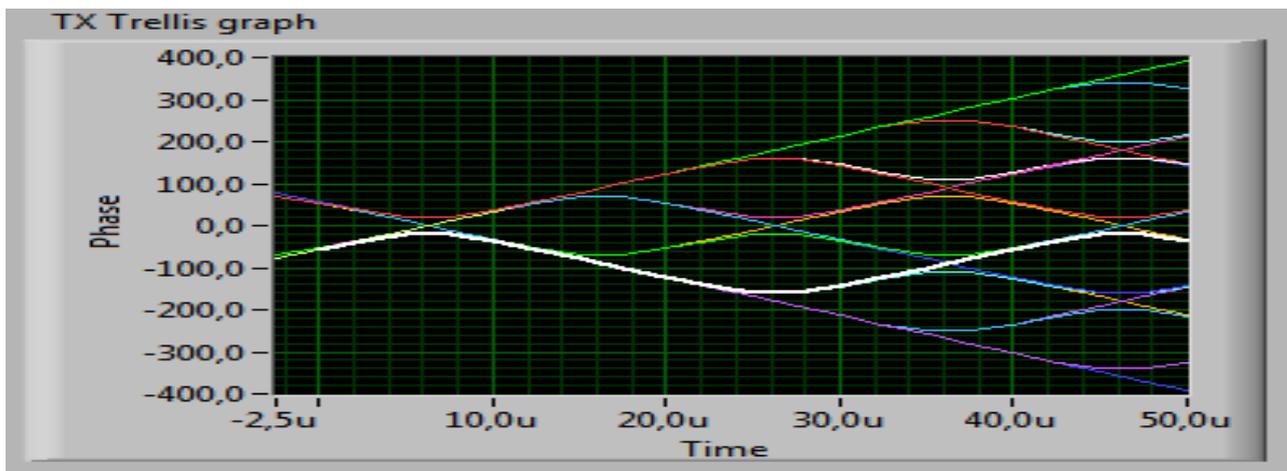


Рис. 1.43. Фазовая диаграмма передаваемого сигнала

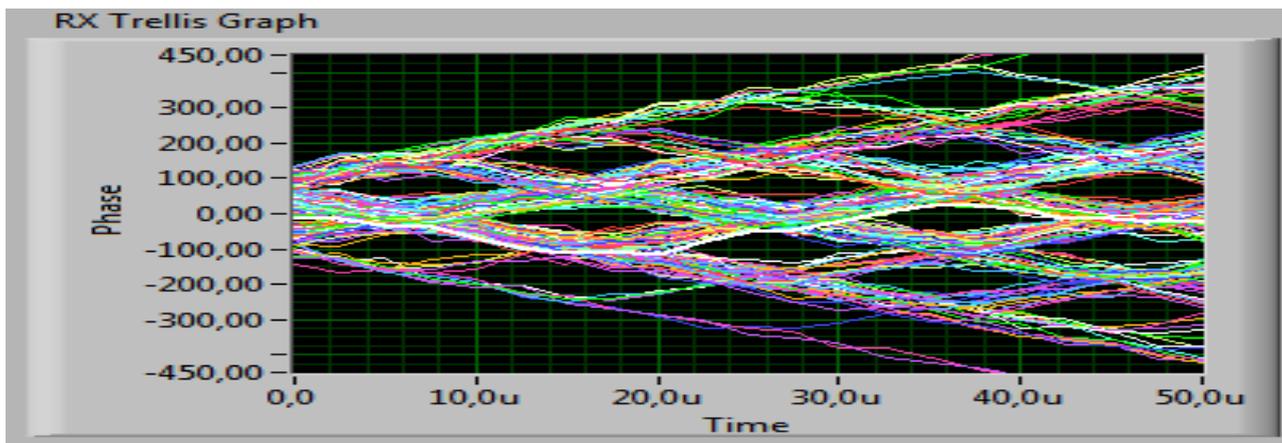


Рис. 1.44. Фазовая диаграмма полученного сигнала при $BER = 2,04 \cdot 10^{-3}$, сигнал/шум = 14

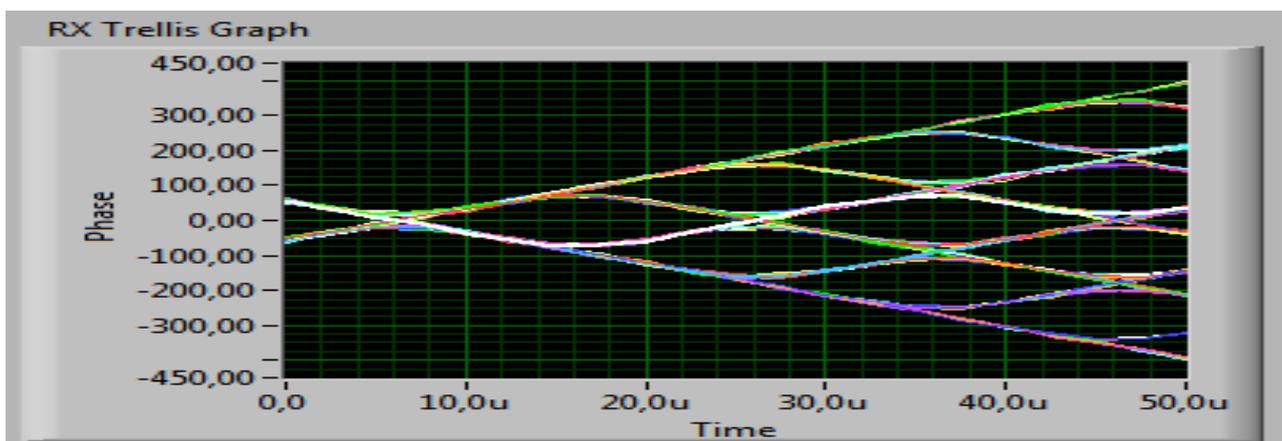


Рис. 1.45. Фазовая диаграмма полученного сигнала при $BER = 10^{-4}$, сигнал/шум = 28

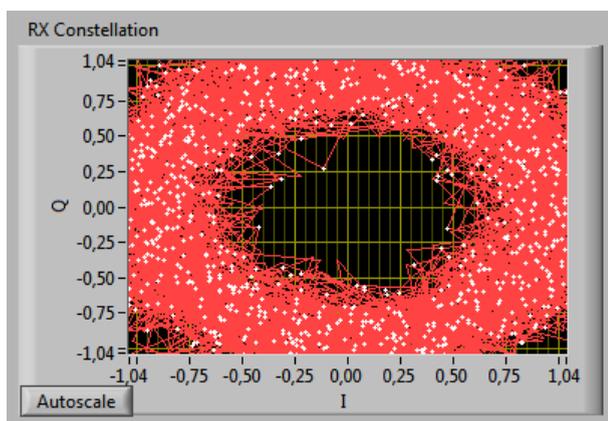


Рис. 1.46. Сигнальное созвездие сигнала при $BER = 2,04 \cdot 10^{-3}$, сигнал/шум = 14

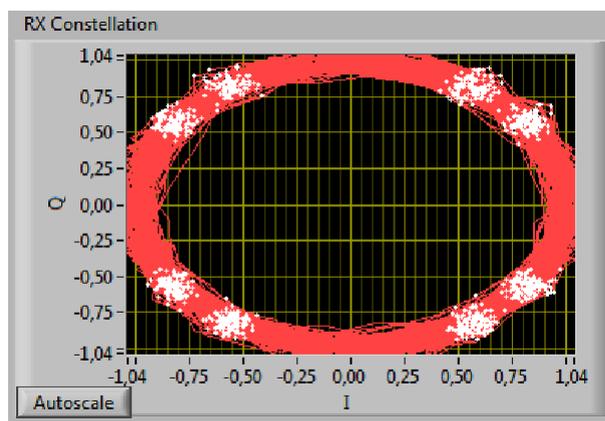


Рис. 1.47. Сигнальное созвездие сигнала при $BER = 10^{-4}$, сигнал/шум = 28

График зависимости BER от SNR для MSK при использовании разных фильтров представлен на рис. 1.48.

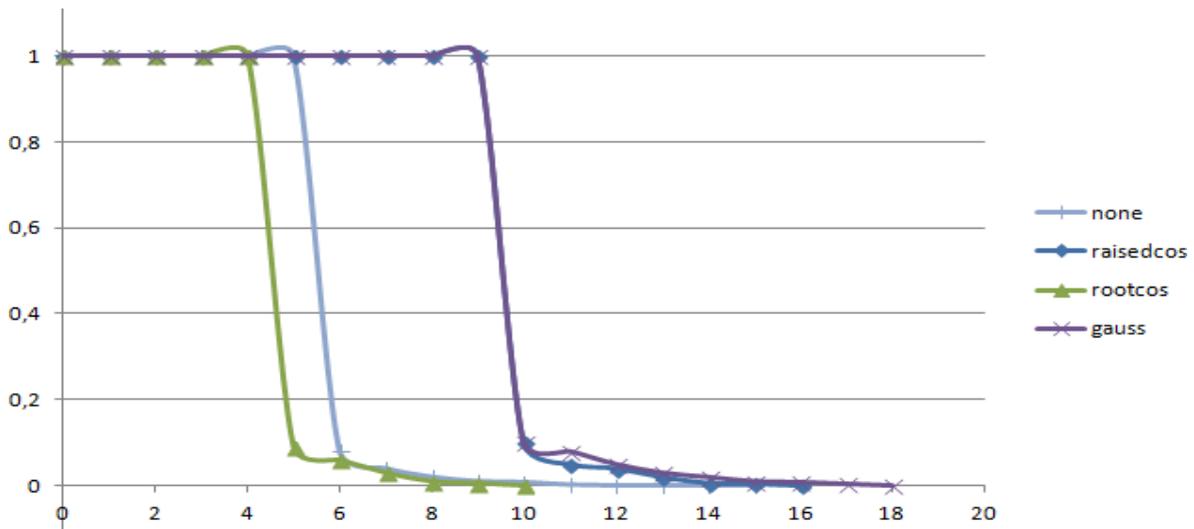


Рис. 1.48. График зависимости BER от SNR для разных фильтров

Таким образом, получаются следующие характеристики этих модуляций. FSK — простота реализации и относительно широкий спектр. GFSK — простота реализации и меньший спектр, но и несколько худшая помехоустойчивость по отношению к FSK. MSK — очень высокая помехоустойчивость при относительно небольшом спектре, но сложная схема модулятора-демодулятора. GMSK — ширина спектра практически близка к теоретическому пределу B_r (скорость передачи цифровой информации), несколько худшая помехоустойчивость по сравнению с MSK, сложность модулятора-демодулятора такая же, как у MSK.

При использовании программного обеспечения LabVIEW были созданы две виртуальные измерительные лаборатории с различными видами модуляции сигнала FSK (Frequency Shift Keying) и MSK (Minimal Shift Keying) в каждой из которых можно применить предварительные фильтрации и получить другие подвиды GMSK или GFSK, если использовать фильтр Гаусса.

1.3. МОДЕМЫ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ M-QAM, M-PSK И ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТИ СИМВОЛЬНОЙ ОШИБКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПО LABVIEW

Для изучения многоуровневых методов модуляции, применяемых в спутниковых системах, был разработан программный комплекс (ПК) на базе LabVIEW. В разработанном ПК можно исследовать такие виды манипуляции, как BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK, 32-PSK, 64-PSK и M-QAM и то, как влияет отношение сигнал/шум на вид диаграммы, посмотреть глазковые диаграммы, спектр, оценить BER, посмотреть влияние фильтров на диаграмму.

Наиболее часто используют QPSK-манипуляцию. Она имеет преимущество, поскольку может работать при мощности транспондера, близкой к насыщению, то есть с эффективной отдачей энергии. В табл. 1.2 приведены теоретические значения отношения сигнал/шум, требуемые для достижения величины BER, равной 10^{-10} , без кодирования канала связи для различных методов манипуляции.

Таблица 1.2

Сравнение методов цифровой манипуляции для BER, равной 10^{-10}

Метод манипуляции	Сигнал/шум без кодирования, дБ	Эффективность использования полосы пропускания, бит/с
BPSK	13.06	1.0
QPSK	13.06	2.0
8-PSK	16.55	3.0
16-PSK	21.09	4.0
4-QAM	13.06	2.0
16-QAM	16.98	4.0
64-QAM	21.40	6.0

Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK)

QPSK-манипуляция строится на основе кодирования двух бит передаваемой информации одним символом. При этом символьная скорость в два раза ниже скорости передачи информации. На рис. 1.49 представлена векторная диаграмма QPSK.

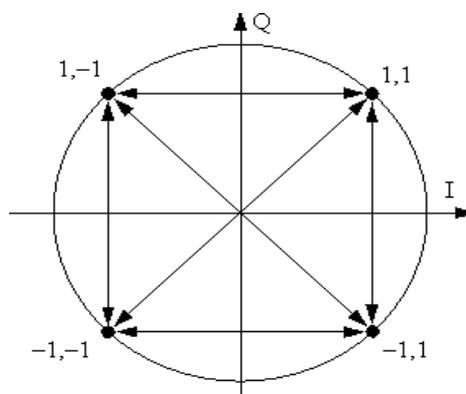


Рис. 1.49. Векторная диаграмма QPSK

Кодирование осуществляется следующим образом: весь битовый поток разбивается на четные и нечетные биты, тогда $I(t)$ будет кодировать четные биты, а $Q(t)$ — нечетные. Два последовательно идущих друг за другом бита информации кодируются одновременно синфазным $I(t)$ и квадратурным $Q(t)$ сигналами. Это наглядно показано на осциллограммах, приведенных на рис. 1.50, для информационного потока «1100101101100001».

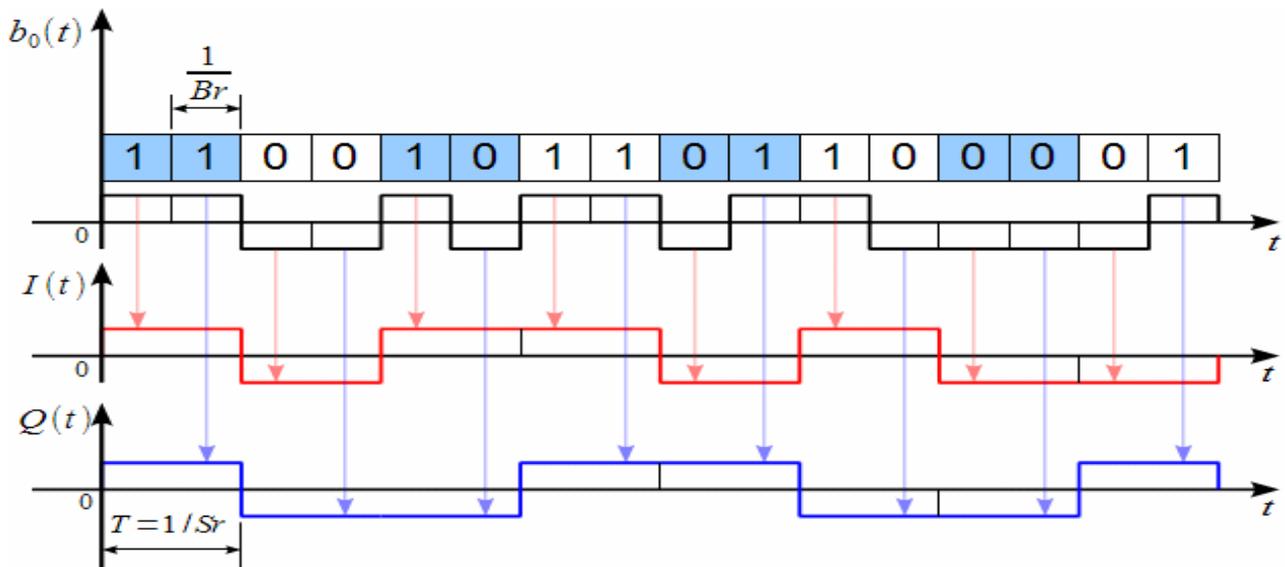


Рис. 1.50. Синфазная и квадратурная составляющие QPSK сигнала

На верхнем графике входной поток разделен на пары бит, соответствующих одной точке созвездия QPSK. На втором графике показана осциллограмма $I(t)$, соответствующая передаваемой информации $I(t) > 0$, если четный бит равен 1 (биты нумеруются с нуля, а не с единицы, поэтому первый в очереди бит имеет номер 0, а значит он четный по порядку), и $I(t) < 0$, если четный бит 0 (т. е. $b(t) < 0$). Аналогично строится квадратурный канал $Q(t)$, но только по нечетным битам. Длительность одного символа $T = 1/Sr$ в два раза больше длительности одного бита исходной информации. Устройство, выполняющее такое кодирование $I(t)$ и $Q(t)$ согласно созвездию QPSK, условно показано на рис. 1.51.

В зависимости от пары бит $b(t)$ на входе на выходе получаем постоянные в пределах длительности этой пары бит сигналы $I(t)$ и $Q(t)$, значение которых зависит от передаваемой информации.

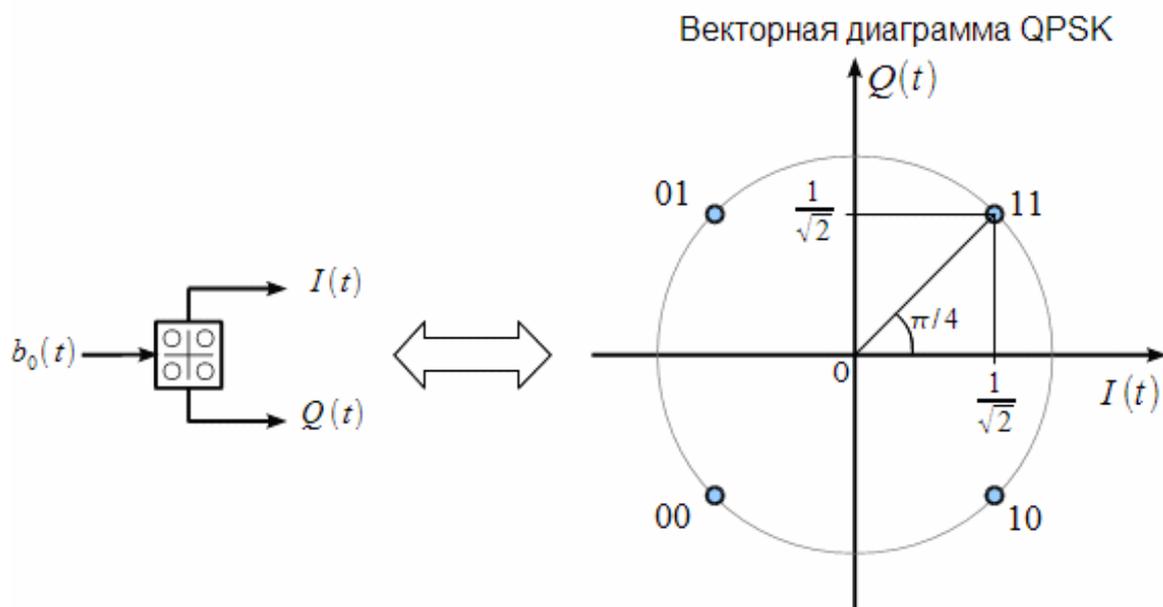


Рис. 1.51. Устройство кодирования синфазной и квадратурной составляющих на основе созвездия QPSK

Структурная схема QPSK-модулятора

Структурная схема QPSK-модулятора на основе универсального квадратурного модулятора показана на рис. 1.52.

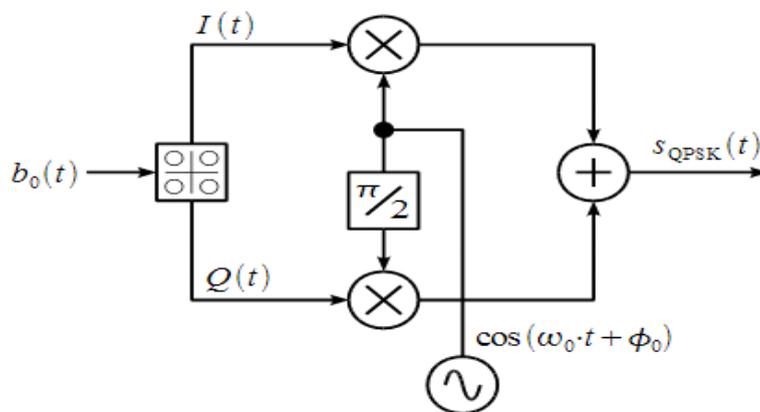


Рис. 1.52. Структурная схема QPSK-модулятора

Фазовая огибающая представляет собой ступенчатую функцию времени, претерпевающую разрывы в моменты смены символа QPSK (один символ QPSK несет два бита информации). При этом в пределах одного символа векторная диаграмма QPSK находится всегда в одной точке созвездия, как это показано внизу, а при смене символа скачкообразно переходит в точку, соответ-

ствующую следующему символу. Поскольку у QPSK всего четыре точки в созвездии, то фазовая огибающая может принимать всего четыре значения. Амплитудная огибающая QPSK сигнала $a(t)$ также может быть получена из комплексной огибающей $Z(t)$.

Амплитудная огибающая QPSK сигнала равна единице всюду, за исключением моментов смены передаваемых символов, т. е. в моменты перескока фазы и перехода очередной точке созвездия.

Пример осциллограммы QPSK сигнала при входном битовом потоке «1100101101100001» при скорости передачи информации $B_r = 10$ кбит/с и несущей частоте 20 кГц показан на рис. 1.53.

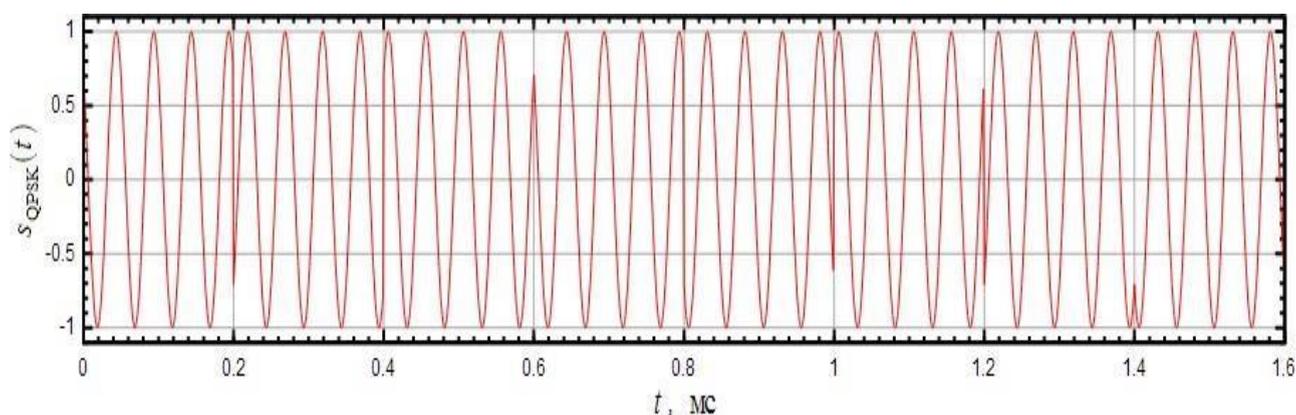


Рис. 1.53. Осциллограмма QPSK сигнала

QPSK сигнала с помощью фильтров Найквиста. Можно заметить, что ширина главного лепестка, а также боковых лепестков QPSK сигнала вдвое меньше, чем у BPSK сигнала при одной скорости передачи информации. Это обусловлено тем, что символьная скорость S_r QPSK сигнала вдвое меньше скорости передачи информации B_r .

Использование формирующих фильтров дает возможность передавать 0,5 символа в секунду на 1 Гц полосы, или 1 бит/с цифровой информации на 1 Гц полосы при использовании фильтра с АЧХ вида приподнятого косинуса.

На рис. 1.54 показан спектр QPSK сигнала без использования формирующего фильтра. Видно, что применение фильтра Найквиста позволяет полностью подавить боковые лепестки в спектре QPSK сигналов. Структурная схема QPSK-модулятора при использовании формирующего фильтра показана на рис. 1.55.

Графики, поясняющие работу QPSK-модулятора, показаны на рис. 1.57.

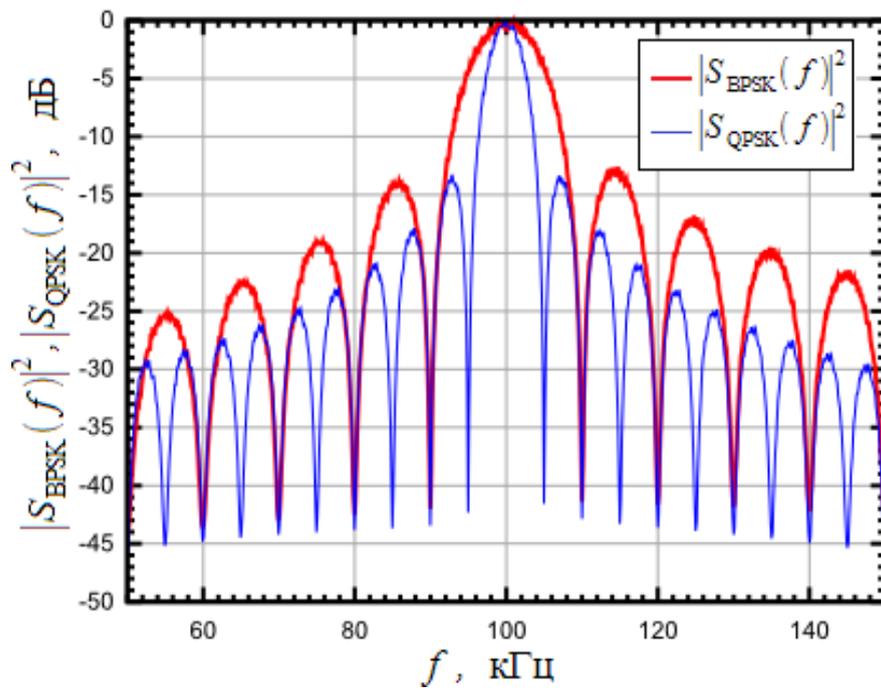


Рис. 1.54. Спектр QPSK сигнала

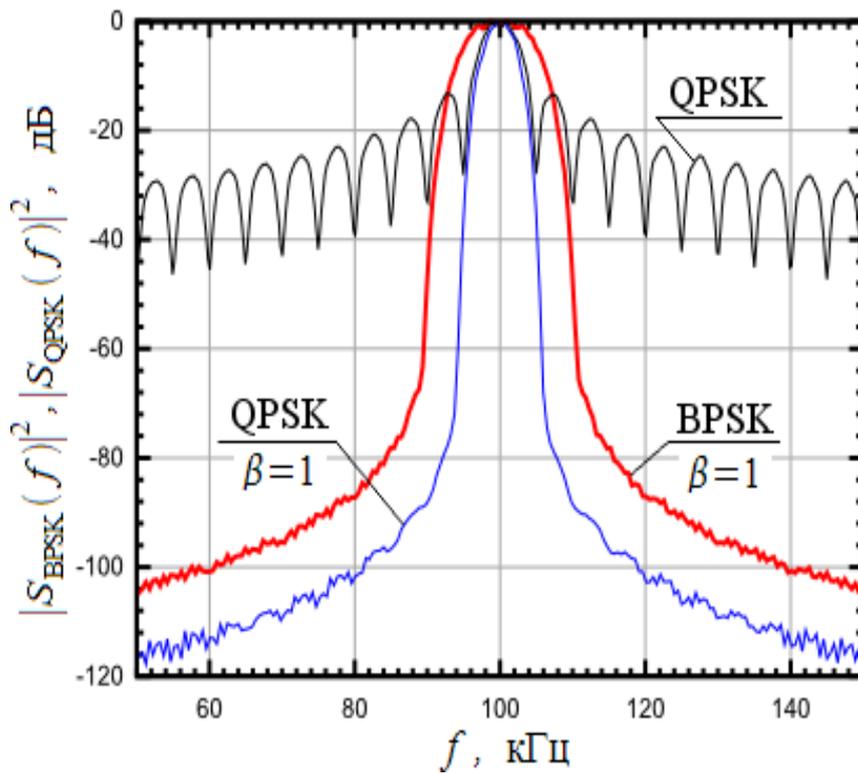


Рис. 1.55. Спектр QPSK сигнала с формирующим фильтром Найквиста

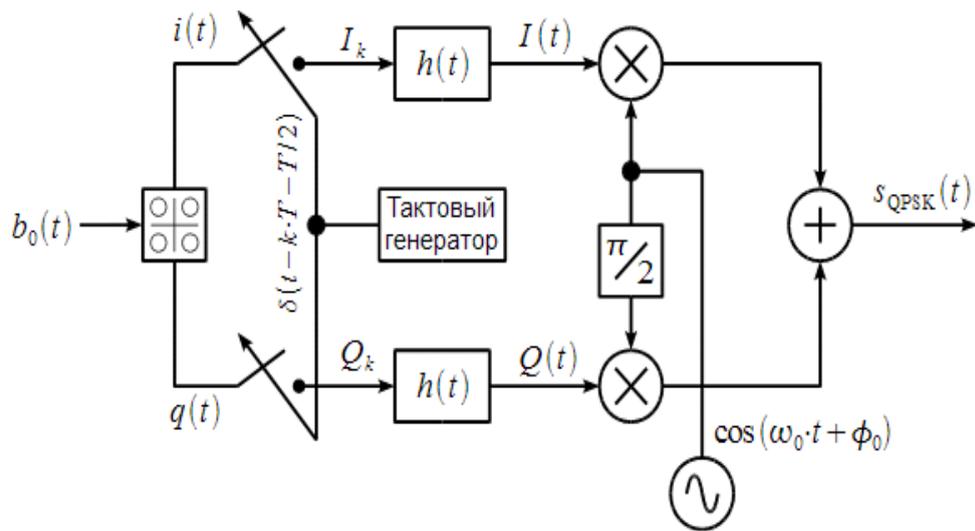


Рис. 1.56. Структурная схема QPSK-модулятора с использованием формирующего фильтра

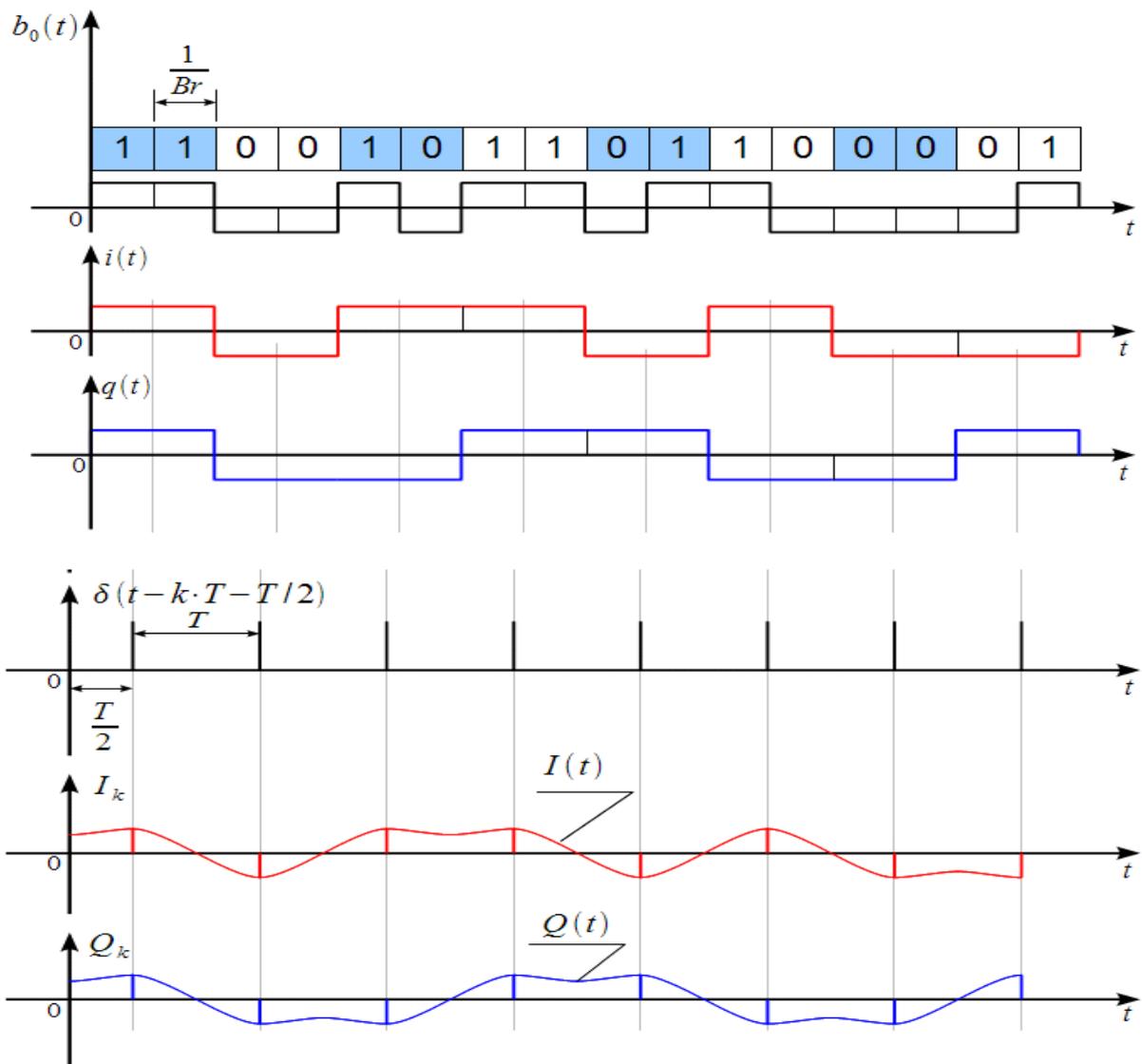


Рис. 1.57. Поясняющие графики

Цифровая информация поступает со скоростью B_r и преобразуется в символы $i(t)$ и $q(t)$ в соответствии с созвездием QPSK, длительность одного передаваемого символа равна $T = 1/S_r = 2/B_r$. Тактовый генератор выдает последовательность дельта-импульсов с периодом T , но отнесенных к центру импульса $i(t)$ и $q(t)$, как это показано на четвертом графике. Импульсы тактового генератора стробируют $i(t)$ и $q(t)$ при помощи ключей, и получаем отсчеты, показанные на двух нижних графиках, которые возбуждают формирующий фильтр интерполятор с импульсной характеристикой $h(t)$ и на выходе имеем синфазную $I(t)$ и квадратурную $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей, которые подаются на универсальный квадратурный модулятор. На выходе модулятора получаем QPSK-сигнал с подавлением боковых лепестков спектра.

Обратим внимание, что синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие становятся непрерывными функциями времени, в результате вектор комплексной огибающей QPSK уже не находится в точках созвездия, перескакивая во время смены символа, а непрерывно движется в комплексной плоскости, как это показано на рис. 1.58, при использовании фильтра приподнятого косинуса с различными параметрами β .

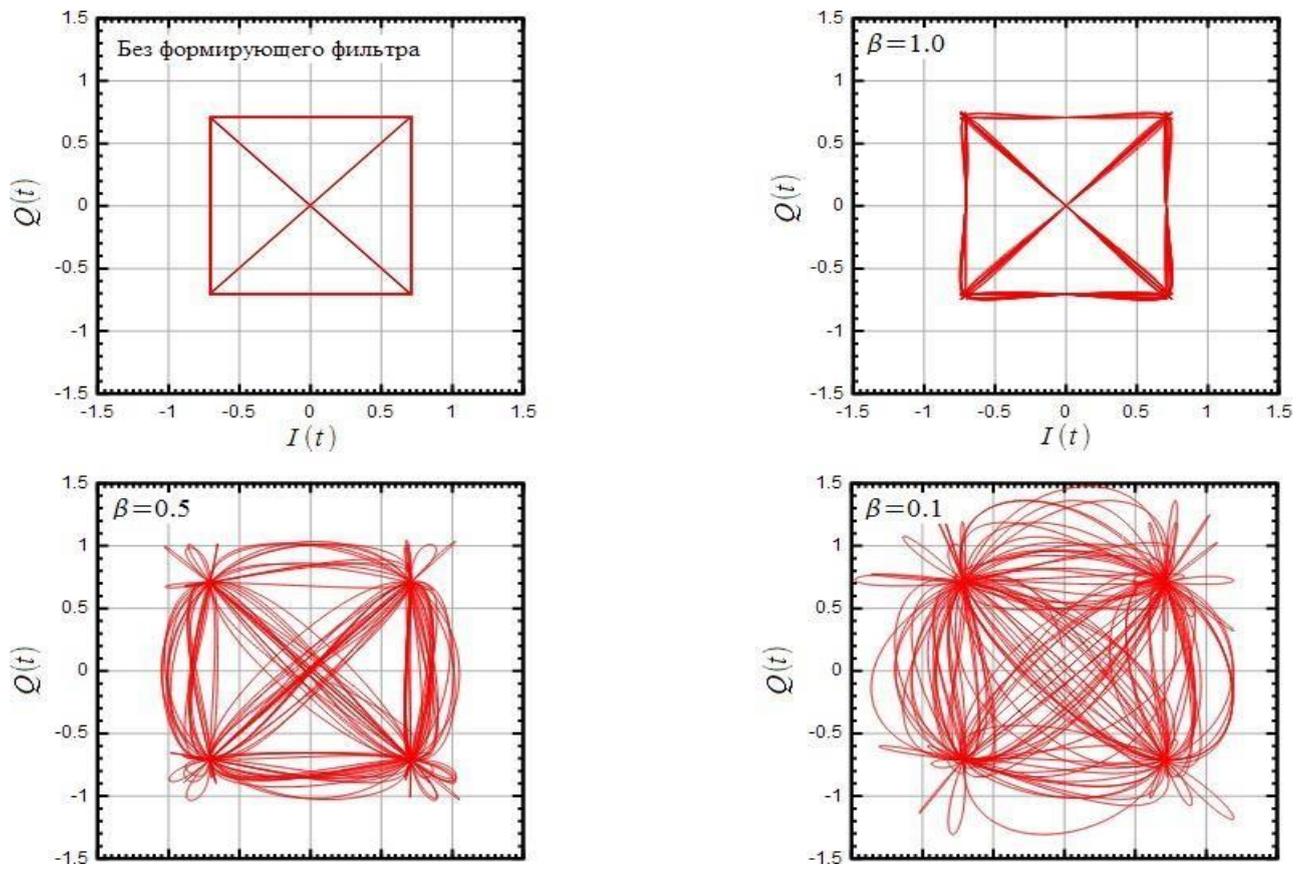


Рис. 1.58. Траектории движения вектора комплексной огибающей QPSK сигнала при различных параметрах формирующего фильтра Найквиста

На верхнем левом графике показана векторная диаграмма при отсутствии формирующего фильтра при скачкообразном перемещении вектора комплексной огибающей. Если включить фильтр Найквиста, то при уменьшении β векторная диаграмма превращается в «клубок». При $\beta = 1$ получаем наилучшее приближение к идеальной диаграмме.

При непрерывном движении вектора комплексной огибающей его амплитуда начинает меняться во времени, значит у QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра начинает меняться амплитудная огибающая, что наглядно демонстрируется осциллограммой QPSK сигнала, показанной на рис. 1.59.

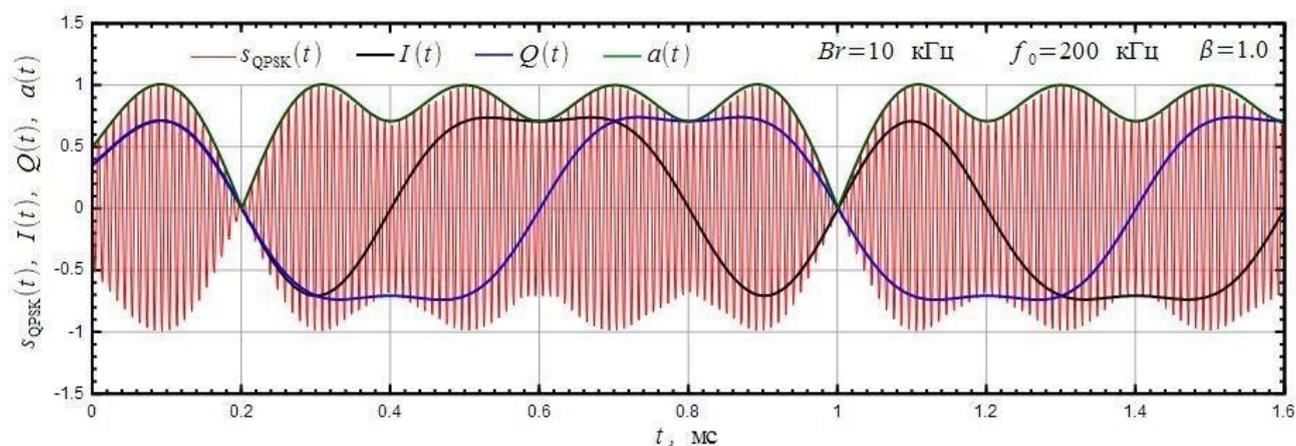


Рис. 1.59. Осциллограмма QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра Найквиста

Видно, что фильтр Найквиста приводит к появлению паразитной амплитудной модуляции. При этом в точках, когда и синфазная $I(t)$, и квадратурная $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей равны нулю, амплитуда $a(t)$ QPSK сигнала также падает до нуля, и фаза поворачивается на радиан. Глубокая амплитудная модуляция — это негативный эффект, который устраняется офсетной QPSK (OQPSK) модуляцией. Важно отметить, что при непрерывных $I(t)$ и $Q(t)$ фазовая огибающая также становится непрерывной функцией времени и перестает меняться скачкообразно, а плавно перетекает от символа к символу, что и приводит к сужению спектра QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра.

Практическая часть

Внешний вид разработанного программного обеспечения представлен на рис. 1.60.

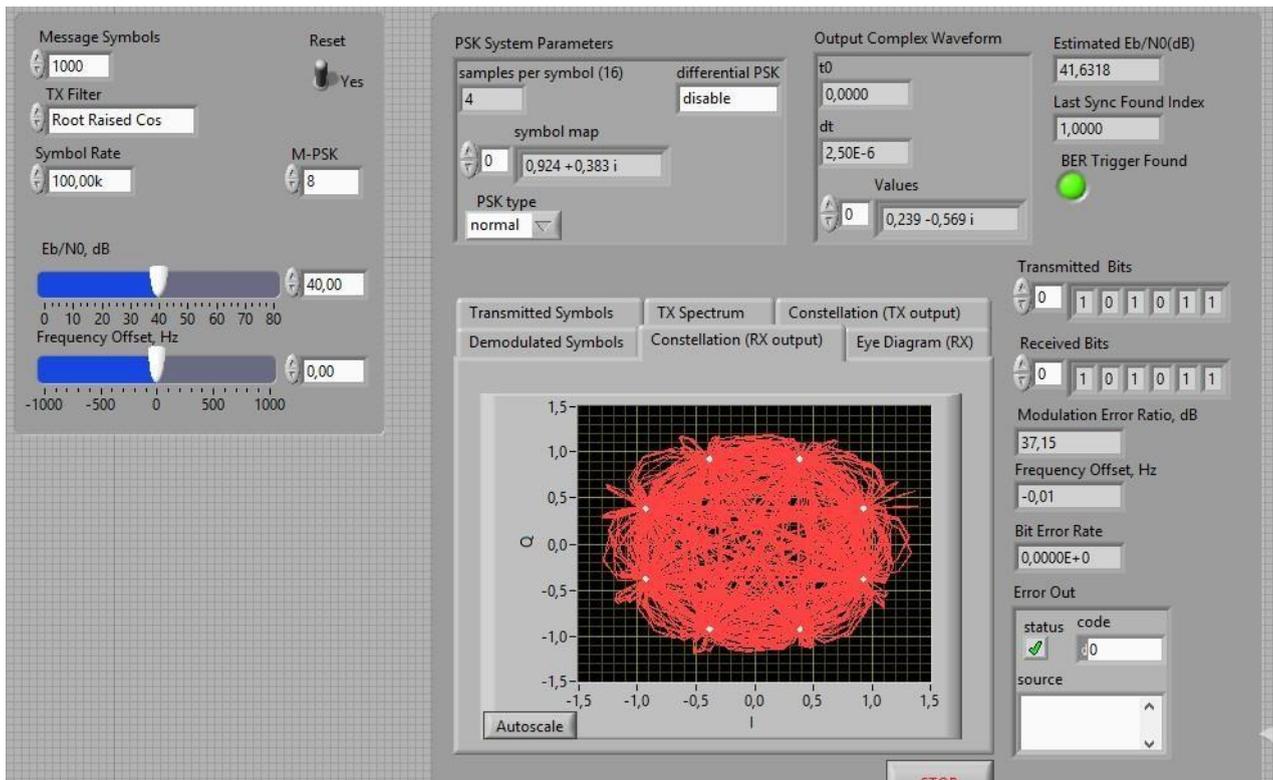


Рис. 1.60. Внешний вид разработанного ПО для исследования QPSK

Программа имеет два блока:

1. Блок настройки (слева).
2. Блок отображения результата (справа).

В блоке настройки можно задавать количество символов в передаваемом сообщении (поле Message Symbols): чем больше символов в сообщении, тем дольше оно будет передаваться. На рис. 1.61 показано, как меняется диаграмма QPSK, снятая с приемника, в зависимости от количества символов сообщении.

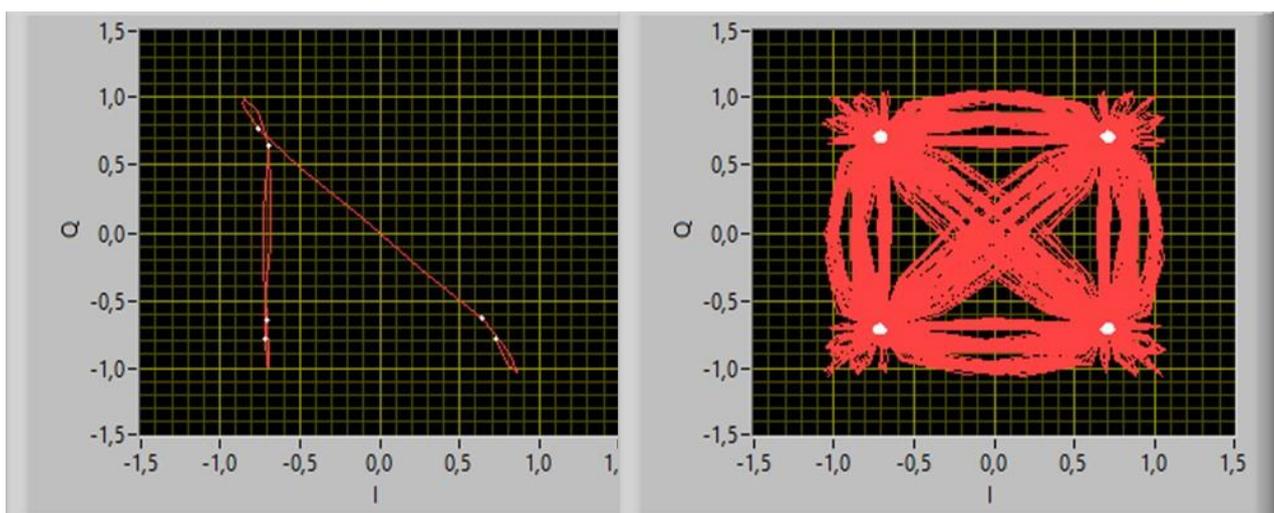


Рис. 1.61. Диаграмма QPSK. 10 символов в сообщении (слева),
1 000 символов в сообщении (справа)

Можно задать значение отношения сигнал/шум (поле E_b/N_0 , dB). На рис. 1.62 представлена диаграмма QPSK для разных значений сигнал/шум.

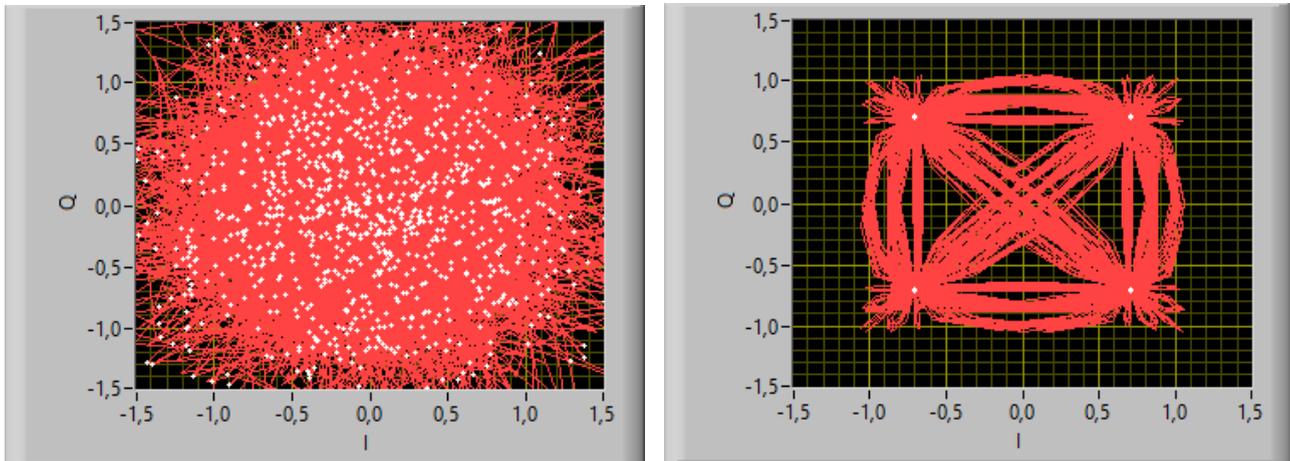


Рис. 1.62. Диаграмма QPSK. Отношение сигнал/шум 0 дБ (слева), отношение сигнал/шум 60 дБ (справа)

Из рис. 1.62 видно, что чем больше отношение сигнал/шум, тем четче выглядит диаграмма QPSK.

Также можно установить:

1. Сдвиг по частоте (поле Frequency Offset, Hz) в диапазоне $[-1000, 1000]$ Гц с минимальным шагом 0,01 Гц.

2. Вид фильтра (поле TX Filter).

Можно задать следующие фильтры:

- None (без фильтра);
- Raised Cosine (Приподнятый косинус);
- Root Raised Cos();
- Gaussian (Гаусса);

3. Число точек M в созвездии (поле M-PSK). Можно задать следующие значения: 2 (BPSK); 4 (QPSK); 8 (8-BSK); 16 (16-BSK); 32 (32-BSK); 64 (64-BSK).

На рис. 1.63 показано, как изменяется диаграмма QPSK в зависимости от выбранного значения M .

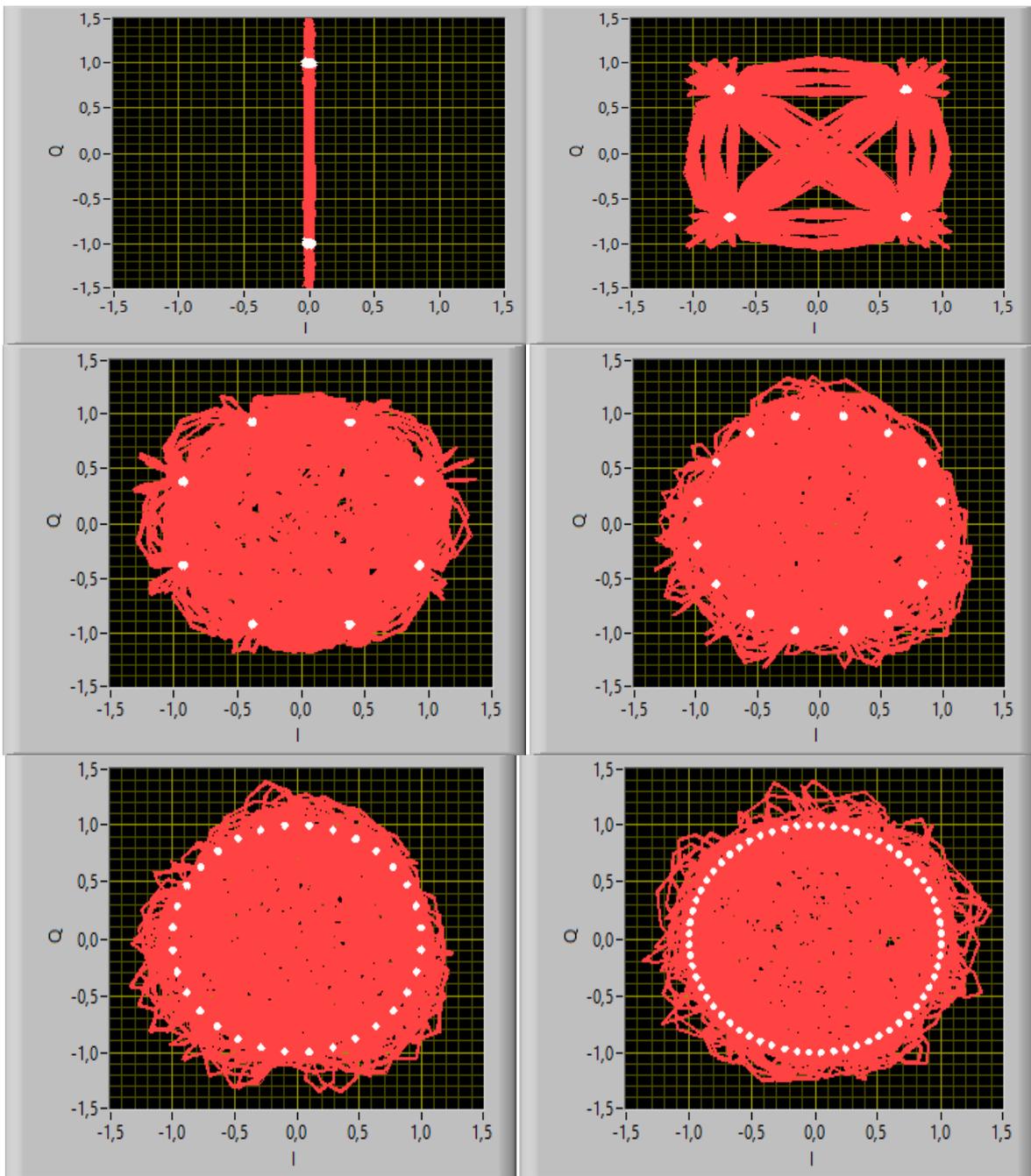


Рис. 1.63. Диаграмма M-PSK. Слева направо сверху вниз $M=2, 4, 8, 16, 32, 64$

В разработанном программном обеспечении можно снимать спектр передатчика (вкладка TX Spectrum). На рис. 1.64 представлены спектрограммы QPSK для разных фильтров.

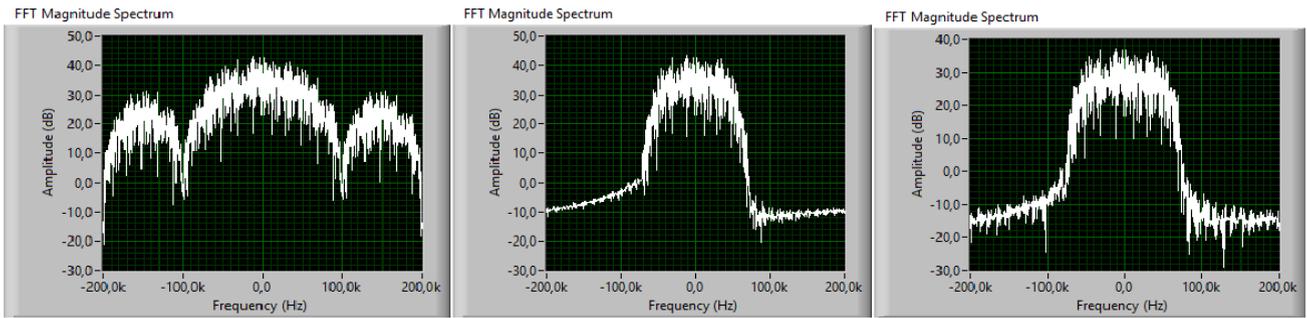


Рис. 1.64. Спектрограммы QPSK с выставленными значениями фильтра (слева направо) без фильтра, приподнятый косинус, Root Raised Cos

В разработанном программном обеспечении можно снимать глазковую диаграмму с приемника (вкладка Eye Diagram (RX)). На рис. 1.65 представлены глазковые диаграммы при разных значениях M для оси Q .

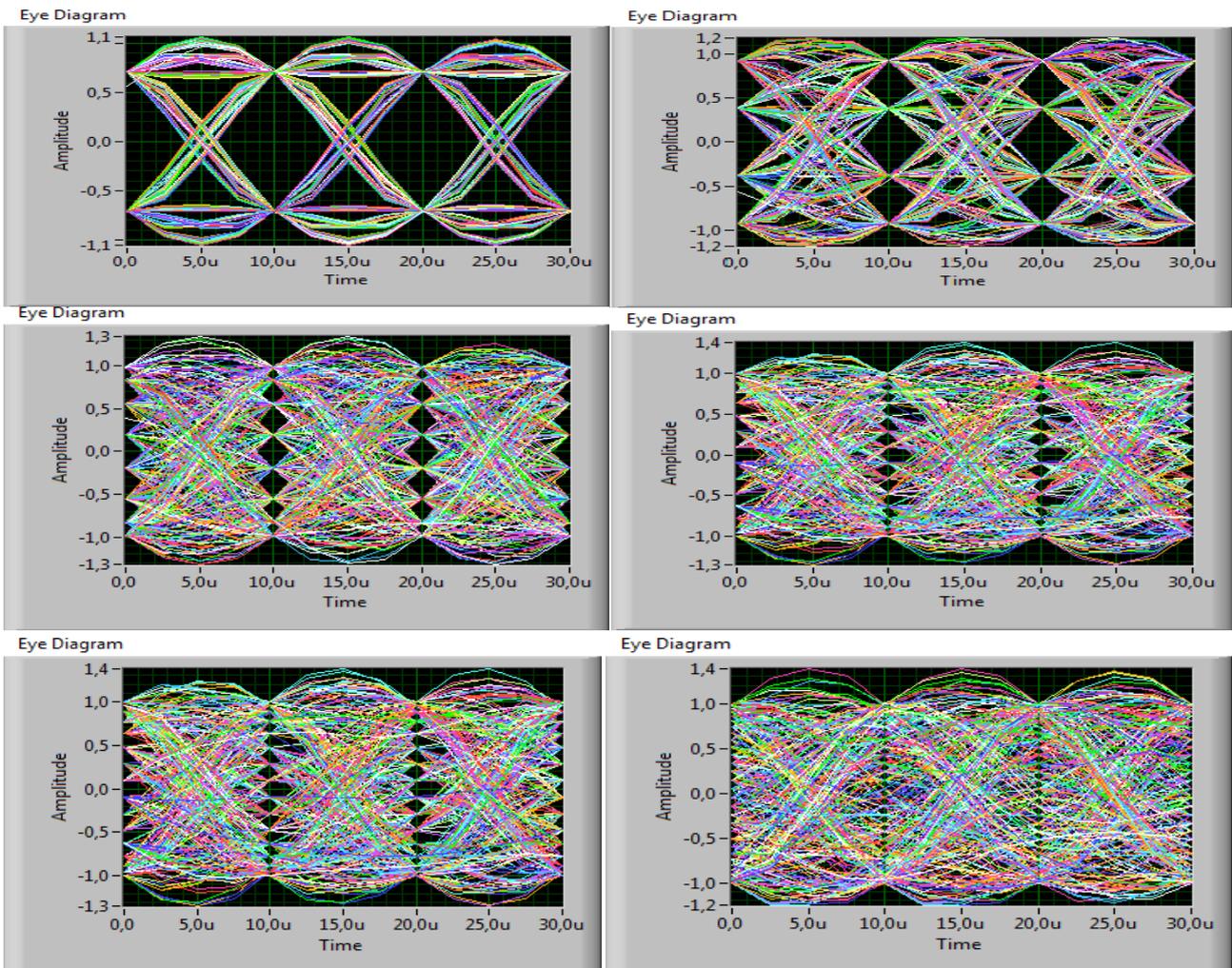


Рис. 1.65. Глазковые диаграммы для разных значений M на оси Q (слева направо сверху вниз): 2, 4, 8, 16, 32, 64

Зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум SNR для разных значений M приведены на рис. 1.66.

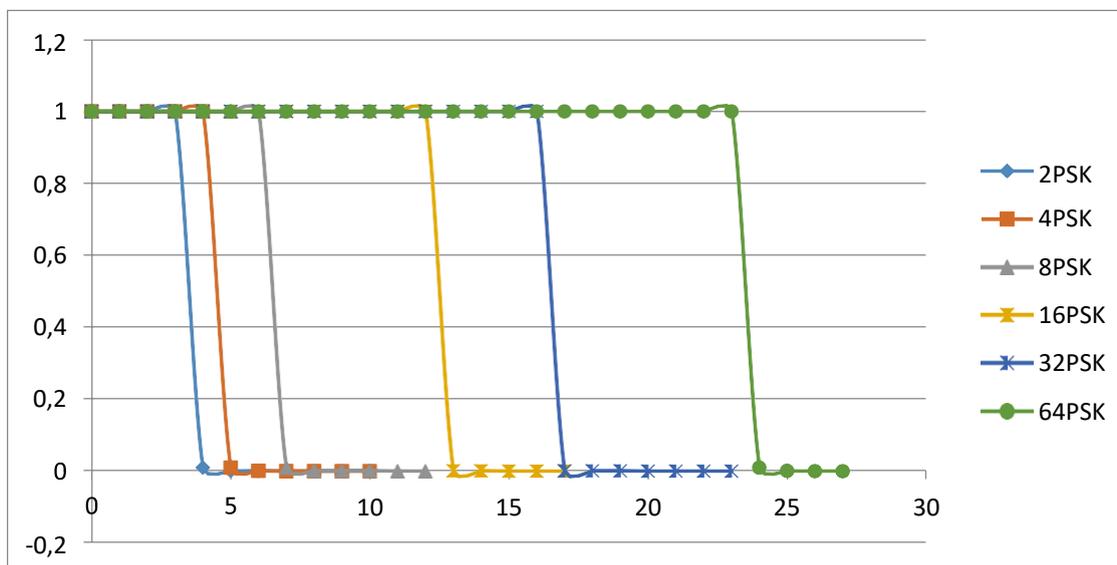


Рис. 1.66. Зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум SNR для разных значений M

В результате выполнения практической работы производится всестороннее исследование многоуровневой фазовой манипуляции M-PSK. При увеличении количества уровней M увеличивается число бит, приходящихся на символ, тем самым увеличивается скорость передачи. Также увеличивается количество точек на сигнальном созвездии. Однако увеличение количества уровней приводит к уменьшению расстояния между соседними точками и при той же энергии бита уменьшается помехоустойчивость. При увеличении спектральной эффективности падает энергетическая эффективность. Так, модуляция BPSK является наиболее помехоустойчивой по сравнению с другими видами M-PSK модуляции, однако скорость передачи у нее минимальная.

Квадратурно-амплитудная модуляция

QAM (QAM — Quadrature Amplitude Modulation) может рассматриваться как расширенная многоуровневая ФМ, в которой два исходных сигнала генерируются независимо. Таким образом, здесь имеют место два полностью независимых квадратурных канала, включающие процессы кодирования и детектирования в основной полосе.

На рис. 1.67 показано сигнально-точечное пространство для системы с 16-QAM и четырьмя уровнями в каждом квадратурном канале. Точки представляют составной сигнал, а штрихи на осях отмечают уровни амплитуды в каждом квадратурном канале. Основная схема модулятора-демодулятора 16-QAM представлена на рис. 1.68.

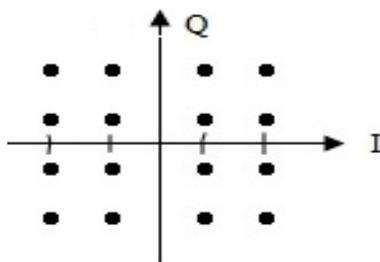


Рис. 1.67. Сигнально-точечное пространство модуляции для 16-QAM

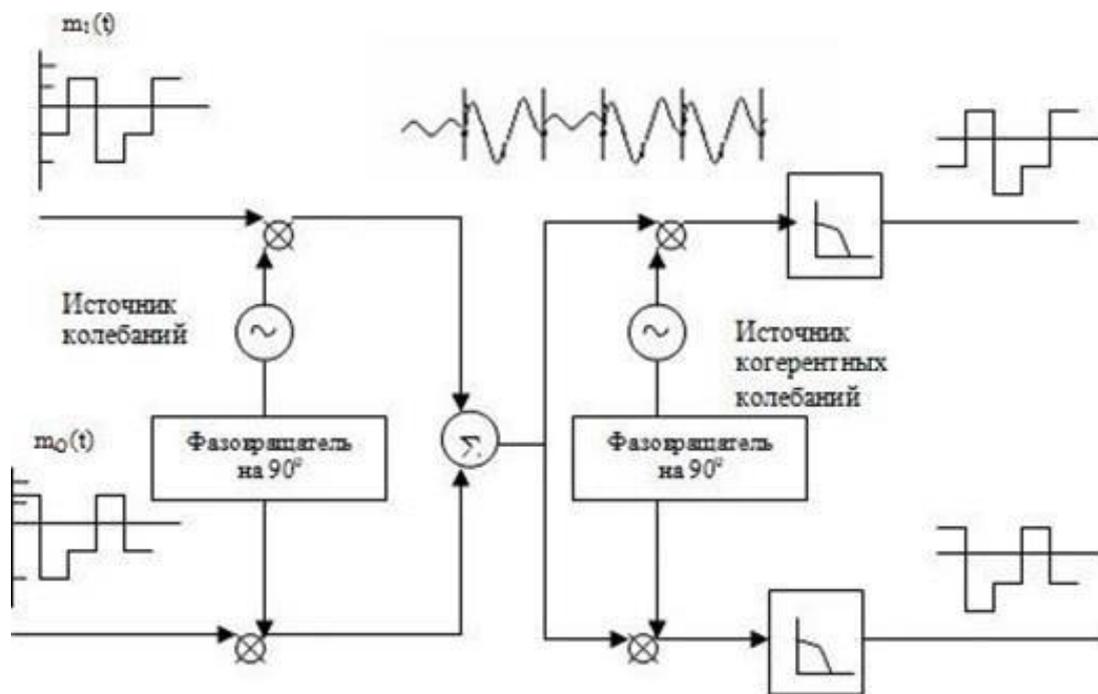


Рис. 1.68. Схема модулятора-демодулятора QAM

В отличие от ФМ-сигналов сигналы QAM, показанные на рисунке, не содержат постоянной огибающей. Наличие постоянной огибающей в ФМ объясняется поддержанием отношения уровней в квадратурных каналах. В QAM такие ограничения не вводятся ввиду того, что в каждом канале уровни независимы.

Характеристики ошибок систем QAM и ФМ модуляций сильно отличаются. При достаточно большом числе сигнальных точек системы QAM имеют, как правило, лучшие характеристики, чем системы с ФМ. Основная причина

состоит в том, что расстояние между сигнальными точками на диаграмме для системы с QAM больше, чем для соответствующей системы с ФМ.

Расстояние d между соседними точками в системе QAM с нормированной к единице пиковой амплитудой и числом уровней L . На рис. 1.69 представлено сравнение систем QAM-16 и ФМ-16, работающих на одинаковой пиковой мощности, по расстоянию между точками.

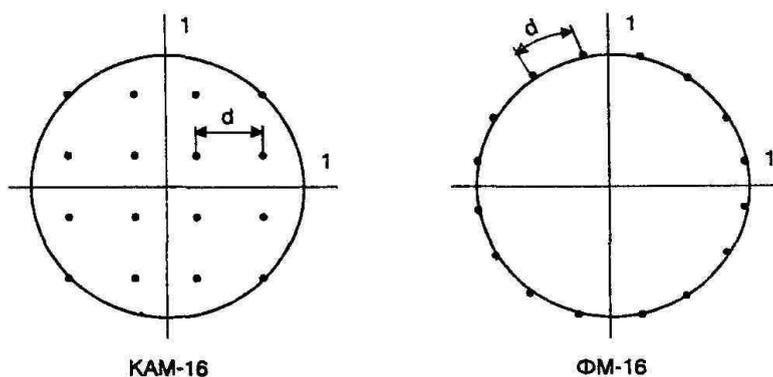


Рис. 1.69. Сравнение систем QAM-16 и ФМ-16, работающих на одинаковой пиковой мощности, по расстоянию между точками; QAM имеет преимущество над системой ФМ при той же пиковой мощности

В настоящее время для передачи пользуются системами 256-QAM и 1024-QAM. Надо отметить, что надежное функционирование высокоплотных форматов модуляции, таких как 256-QAM, требует строгой линейности усилителей для возможности обработки широкого диапазона амплитуд сигналов.

Достоинство высоких значений номера QAM — это повышенная скорость передачи данных, поскольку таким образом большее количество битов информации может быть передано в течение одного цикла. Однако, с другой стороны, в этом случае большее число уровней амплитуды сигнала располагаются близко друг к другу, повышая тем самым вероятность неразличимости двух уровней и, как следствие — повышая чувствительность системы к шуму. Таким образом, высокие значения номера QAM более требовательны к параметру SNR (Signal Noise Ratio — Отношение Сигнал/Шум).

Практическая часть QAM

Внешний вид разработанного ПО для исследования QAM приведен на рис. 1.70. Изучаемые глазковые диаграммы при малом SNR для QAM, 8-QAM, 16-QAM и 64-QAM представлены на рис. 1.71, спектрограммы на входе и на выходе канала для QAM, 16-QAM 64-QAM — на рис. 1.72.

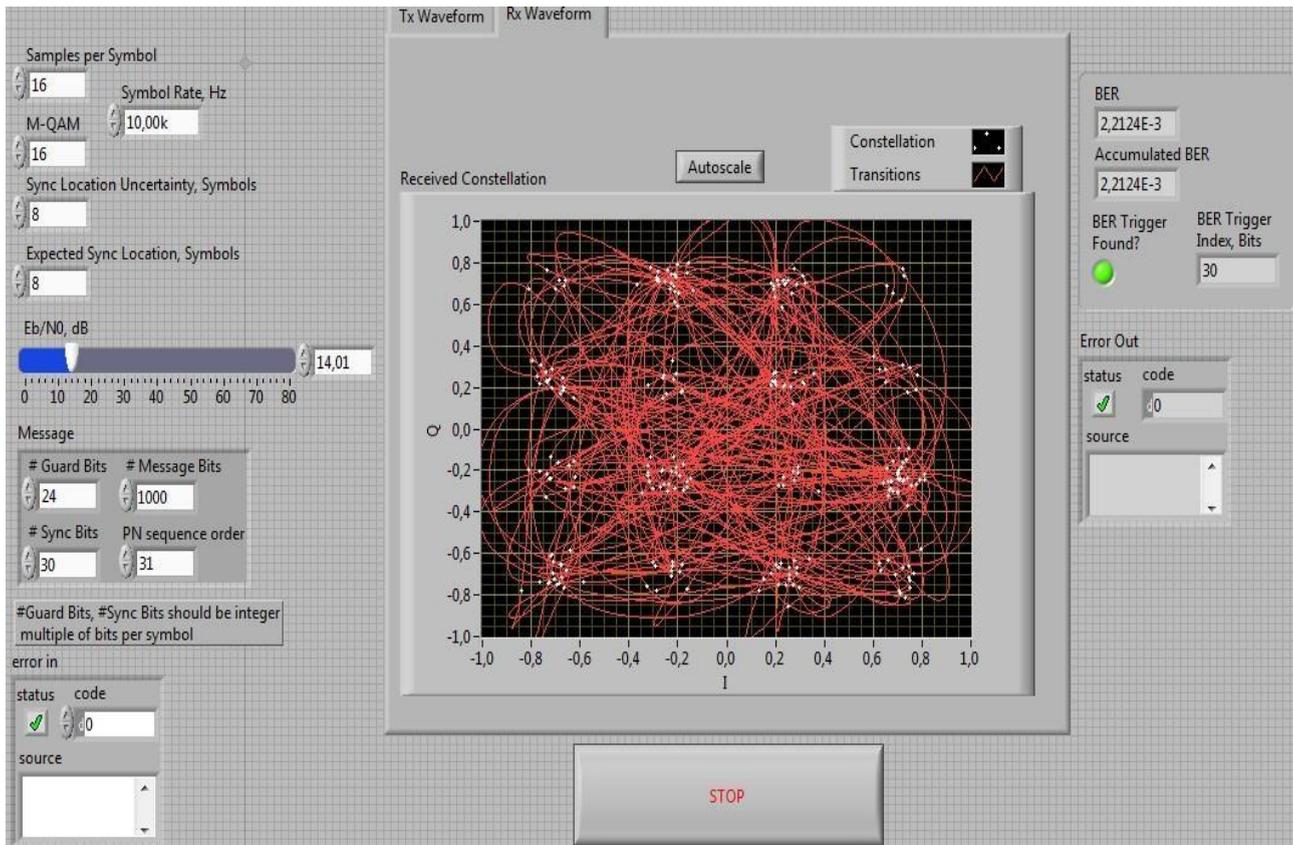


Рис. 1.70. Внешний вид разработанного ПО для исследования QAM

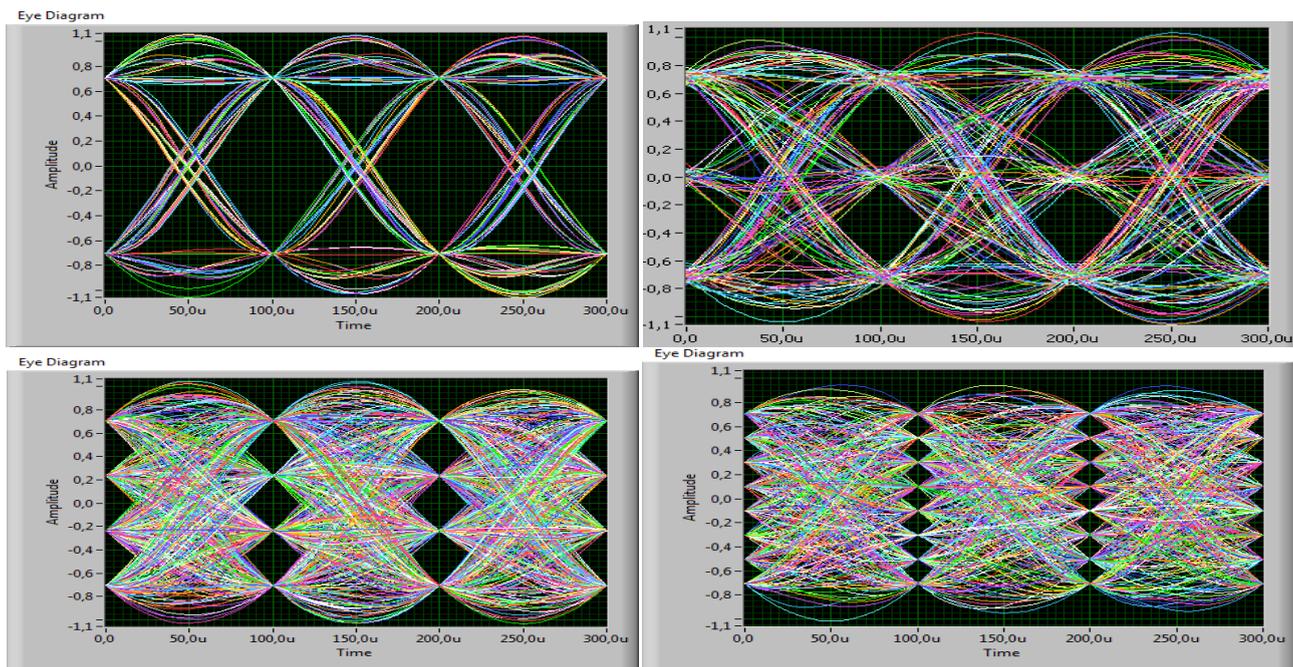


Рис. 1.71. Глазковые диаграммы при малом SNR для QAM, 8-QAM, 16-QAM и 64-QAM

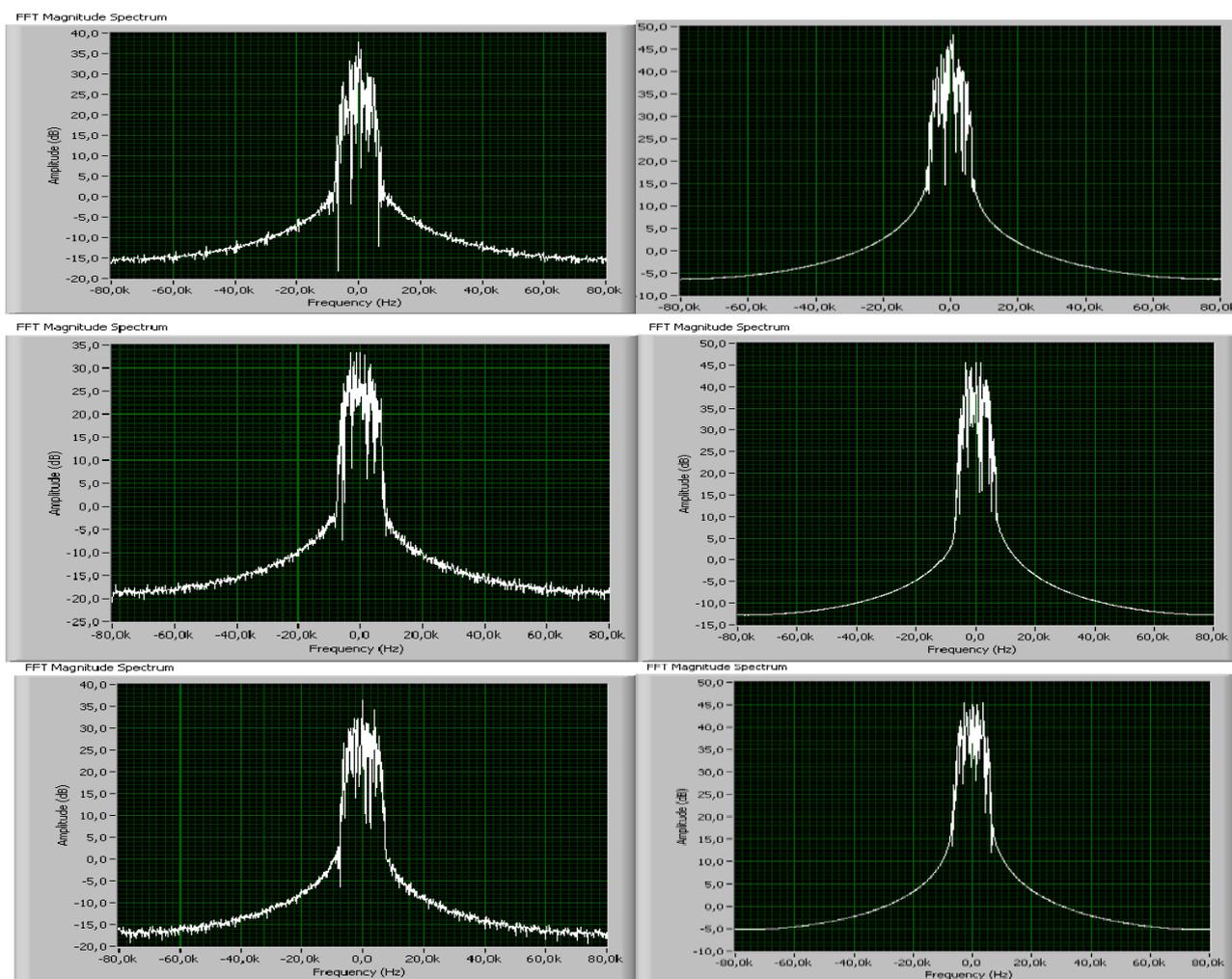


Рис. 1.72. Спектрограммы на входе и на выходе канала для QAM, 16-QAM и 64-QAM

Ползунком E_b/N_0 устанавливается уровень отношения сигнал/шум, в поле BER отображается количество обнаруженных ошибок при передаче. Из полученных данных можно построить график зависимости, сравнить показатели у различных видов модуляции и подтвердить/опровергнуть теорию, описанную выше. Для каждого вида модуляции были сняты зависимости BER от SNR, которые приведены на рис. 1.73.

Для сравнения помехоустойчивости сравним зависимость вероятности битовой ошибки от с/ш для M-QAM с M-QPSK. На рис. 1.74 изображены зависимости вероятности битовой ошибки для всех видов модуляций M-PSK ($M = 4, 16, 64$) от SNR.

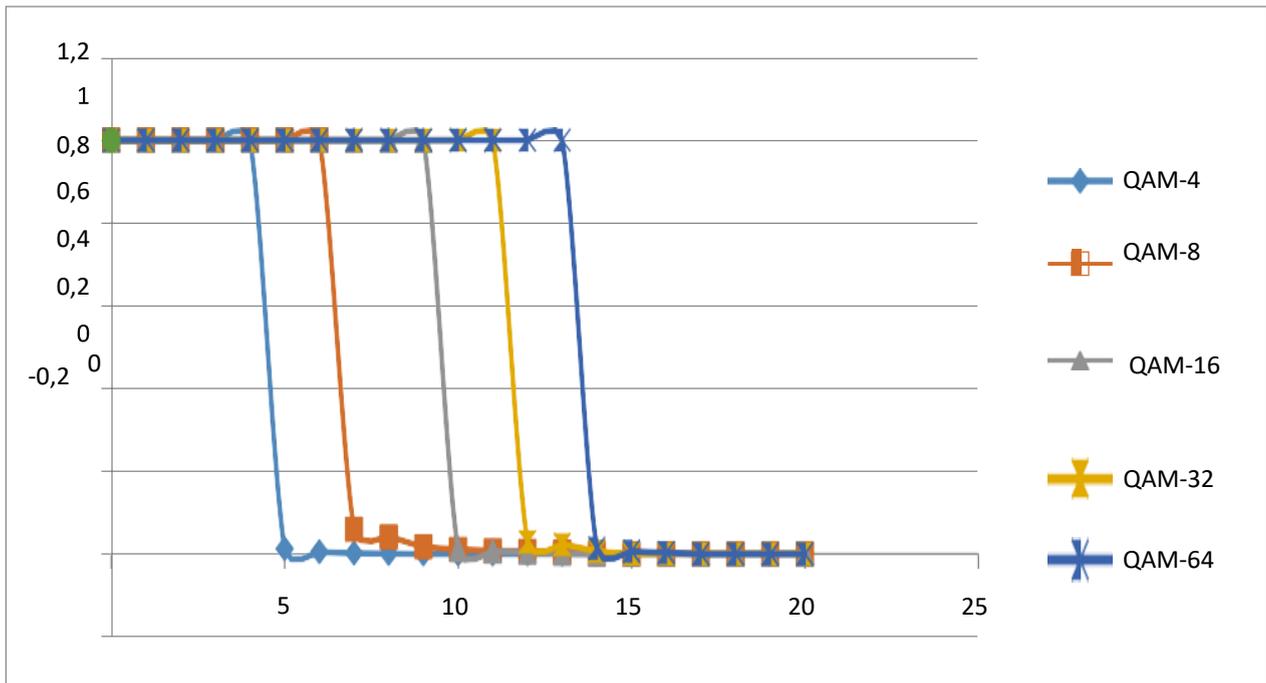


Рис. 1.73. Зависимость вероятности битовой ошибки от SNR для QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM

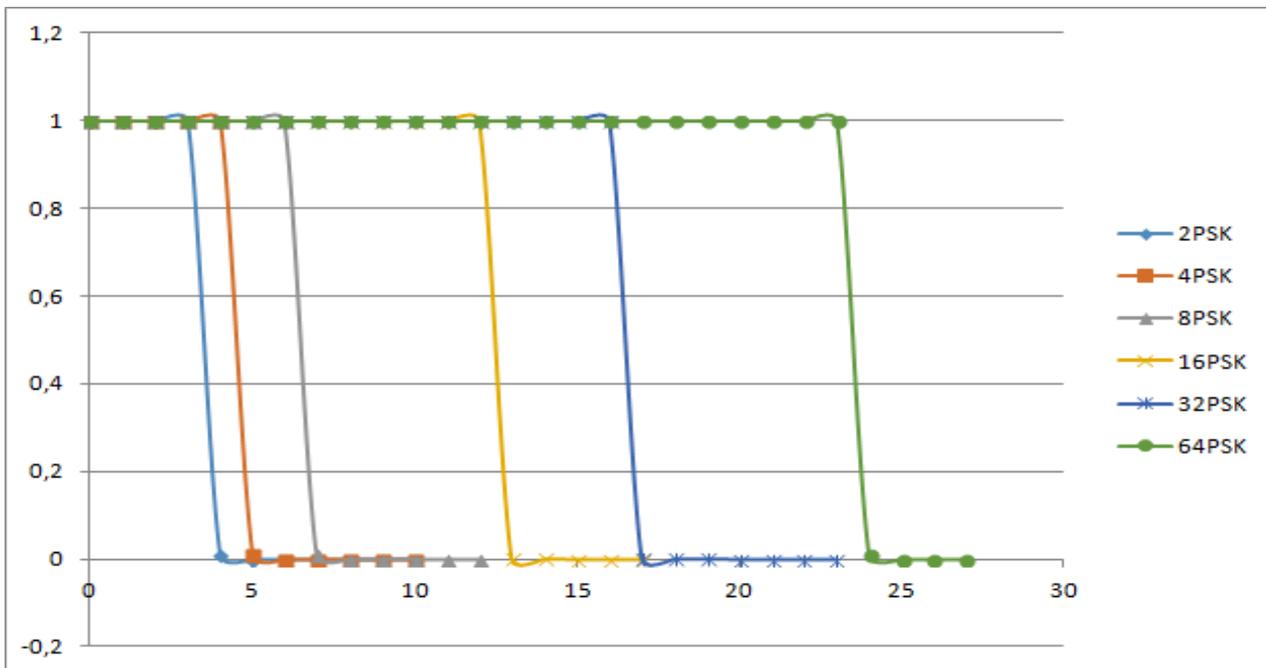


Рис. 1.74. Зависимость вероятности битовой ошибки от SNR для всех видов модуляции M-PSK

По рис. 1.73 и 1.74 видно, что помехоустойчивость у модуляции M-QAM выше, чем у M-PSK.

1.4. МОДЕМЫ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ЦИФРОВОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СТАНДАРТА DVB-RCS2

Стандарт DVB-RCS2 предусматривает четыре возможные схемы модуляции (рис. 1.75).

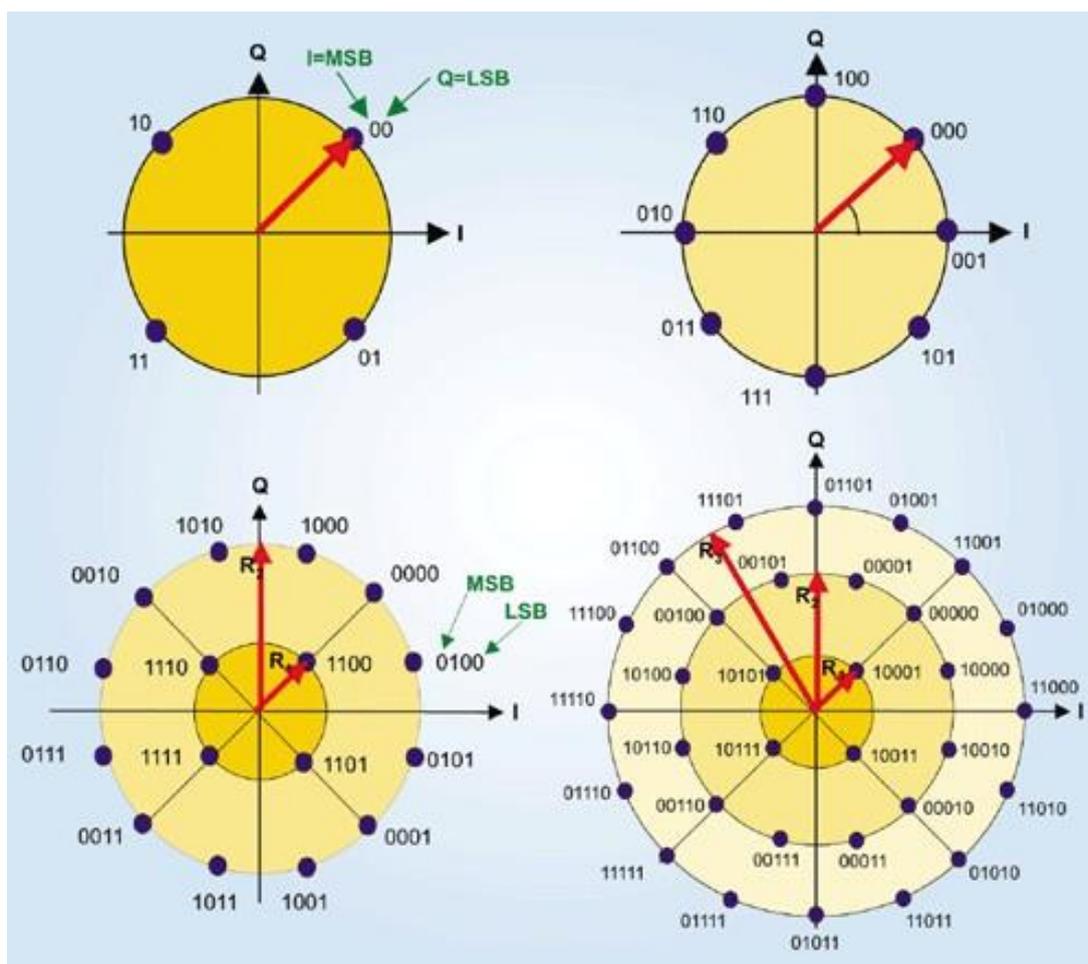


Рис. 1.75. Четыре схемы модуляции, применяемые в стандарте DVB-S2: QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK

Первые две, QPSK и 8PSK, предназначены для использования в вещательных сетях. Передатчики транспондеров работают там в режиме, близком к насыщению, что не позволяет модулировать несущую по амплитуде. Более скоростные схемы модуляции, 16 APSK и 32 APSK, ориентированы на профессиональные сети, где часто используются более слабые наземные передатчики, не вводящие бортовые ретрансляторы в нелинейный режим работы, а на приемной стороне устанавливаются профессиональные конвертеры (LNB), позволяющие с высокой точностью оценить фазу принимаемого сигнала. Эти схемы модуляции можно использовать и в системах вещания, но в этом случае каналобра-

зующее оборудование должно поддерживать сложные варианты предсказаний, а на приемной стороне должен быть обеспечен более высокий уровень отношения сигнал/шум. Символы внутри конstellационного поля APSK модулированного сигнала размещены по окружностям. Такой вариант является наиболее помехоустойчивым в плане передачи амплитуды символа и позволяет использовать ретрансляторы в режимах, близких к точке насыщения.

Обратим внимание на то, что по сравнению с QPSK верхняя схема модуляции, 32 APSK, позволяет повысить общую скорость потока в 2,5 раза.

Одновременно с введением более высоких уровней модуляции стандарт предусматривает возможность применения двух дополнительных коэффициентов скругления α . К используемому в DVB-S $\alpha = 0,35$ в новом стандарте добавлены коэффициенты $\alpha = 0,20$ и $\alpha = 0,25$. Новые, более низкие значения коэффициентов обеспечивают большую крутизну импульсов, что позволяет использовать спектр более эффективно. С другой стороны, снижение α способствует повышению нелинейных искажений, что особенно сказывается при передаче одной несущей на транспондер. Поэтому конкретное значение коэффициента выбирается с учетом всех параметров передачи.

Для защиты от помех в новом стандарте, как и в прежних, используются перемежение данных и наложение двухуровневого кода для прямой коррекции ошибок (Forward Error Correction, FEC). Но системы внешней и внутренней кодозащиты — другие, чем в стандарте DVB-S. В качестве внешней кодозащиты вместо кода Рида — Соломона используется код Боуза — Чоудхури — Хоквингема (Bose-Bhauhdhuri-Носquenghem, BCH), а в качестве внутренней, вместо сверхточного кода, — код с низкой плотностью проверок на четность (Low Density Parity Check Codes, LDPC).

LDPC — один из вариантов «турбо» кодов, изобретенный еще в 1960 г. и получивший свое второе рождение в середине 1990-х. Он был выбран путем компьютерного моделирования из семи опробованных вариантов турбо кодов. Критерием выбора была достижимая с помощью кода эффективность передачи в канале, и коду LDPC удалось максимально приблизить ее к пределу Шеннона при соблюдении установленных ограничений на сложность чипа декодера.

Код LDPC накладывается на блоки длиной 64 800 бит, которые для приложений, чувствительных к задержкам, могут быть сокращены в 4 раза. Относительная скорость передачи может составлять от 1/4 до 9/10. Первый вариант предусматривает передачу трех защитных бит на каждый полезный, а последний, одиннадцатый, — один контрольный бит на девять полезных.

Для дополнительного снижения частоты ошибки используется внешний уровень кодозащиты BCH, работающий при малой плотности ошибок. В большинстве режимов код позволяет исправлять до 12 ошибок, но в некоторых — до 8 или до 10 ошибок.

BCH, так же, как и код Рида — Соломона, представляет собой алгебраический код, описываемый определенными полиномами. Но, в отличие от кода Рида — Соломона, BCH исправляет одиночные, а не пакетные ошибки и может накладываться на более длинные последовательности.

Новая пара кодов обеспечивает более эффективное использование канального ресурса, чем коды DVB-S. Как отмечают разработчики стандарта, она позволяет работать при уровнях E_b/N_0 (SNR) всего на 0,7 дБ выше требуемого соотношением Шеннона для заданной скорости, в то время как применение свертки в паре с кодом Рида — Соломона требовало превышения этого предела примерно на 5 дБ. Правда, при этом не выполняются условия бесконечно высокой достоверности передаваемой информации, оговоренные в теореме Шеннона. Более того, новый стандарт допускает более высокую частоту ошибок (BER) на выходе декодера, чем старый. Если кодеры стандарта DVB-S обеспечивают снижение BER до $10E-10$ – $10E-11$, то LDPC в сочетании с BCH снижают его до уровня $10E-7$. Такой уровень соответствует появлению одной ошибки в час при передаче потока скоростью 5 Мбит/с (стандартная скорость передачи телевизионного компрессированного в MPEG-2). С другой стороны, такой уровень ошибки является допустимым для подавляющего большинства приложений, а большая достоверность при необходимости может быть обеспечена самим приложением. По существу, в стандарт DVB-S заложен избыточный уровень достоверности. Это связано с особенностями работы кода Рида — Соломона, который либо восстанавливает принимаемую последовательность с высокой точностью, либо не восстанавливает ее вовсе.

В случае передачи пакетной информации перед ее подачей в FEC-кодеры на нее накладывается CRC-8 (Cyclic Redundancy Check) кодирование. А после FEC-кодирования данные подвергаются перемежению, защищающему ее от длительных помех [4–12].

Практическая часть

Для решения поставленной задачи необходимо использовать модель канала DVB-S2 в программной среде Matlab Simulink (рис. 1.76).

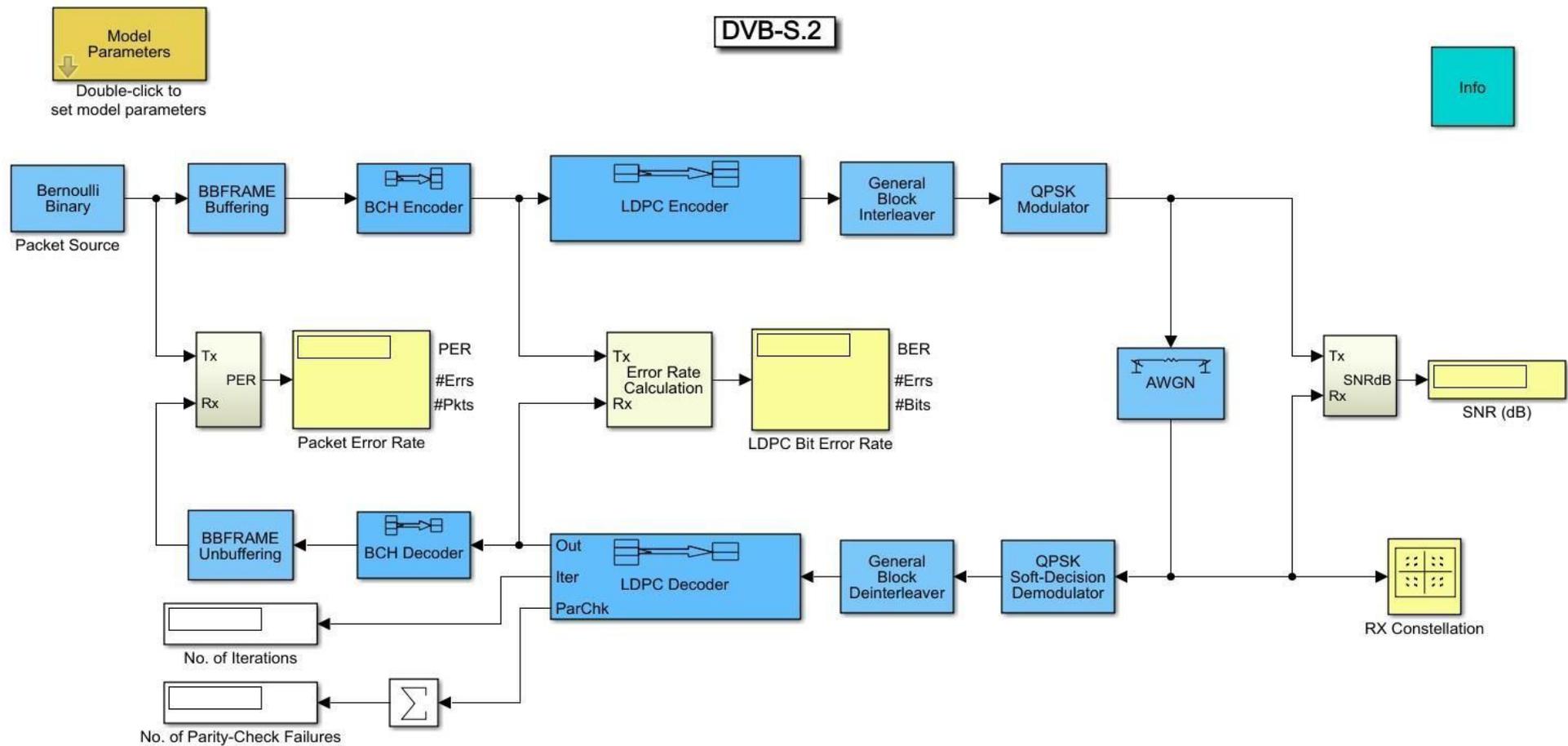


Рис. 1.76. Модель канала DVB-S2 в программной среде Matlab Simulink

В программном коде реализованы следующие компоненты канала связи стандарта DVB-S2:

- Кодирование BCH;
- Кодирование LDPC;
- Модуляция QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK;
- Прохождение через канал с добавлением шумов;
- Демодуляция QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK;
- Декодирование LDPC;
- Декодирование BCH;
- Подсчет ошибок и вычисление BER;
- Вывод BER в файл *.xls.

В ходе исследования модели возникли трудности с реализацией модуляции 16APSK и 32APSK.

Моделирование канала связи позволяет оценить параметры канала.

Созвездия, полученные при моделировании, представлены на рис. 1.77.

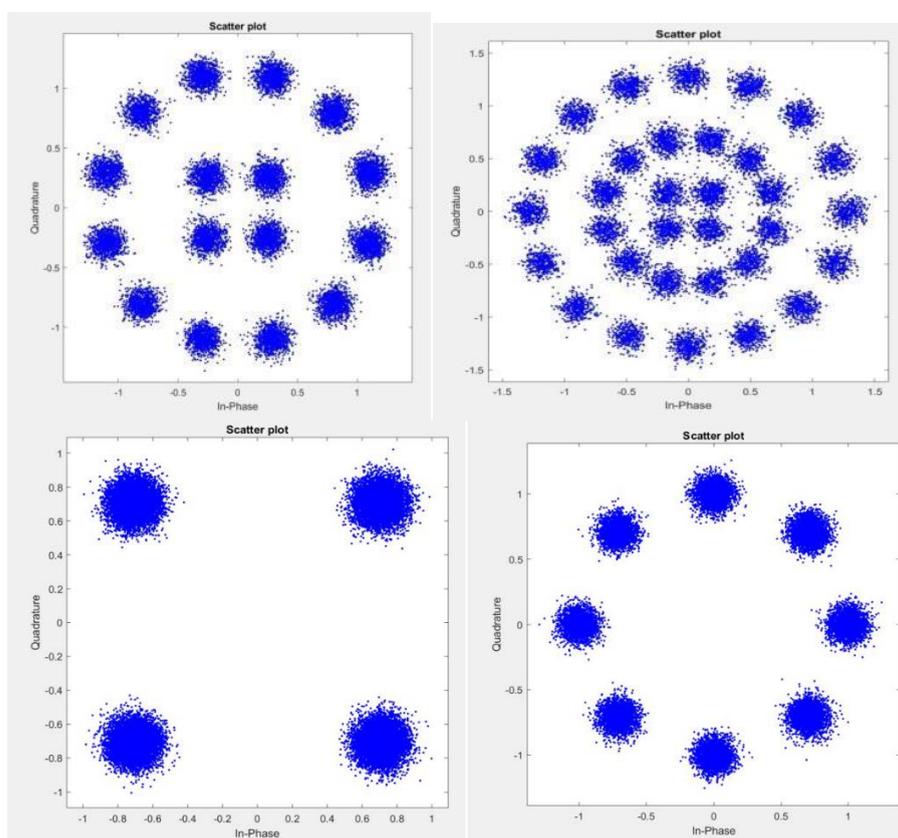


Рис. 1.77. QPSK и 8PSK созвездия при SNR 20 дБ и 16-APSK и 32-APSK созвездия при SNR 20 дБ

Получены зависимости BER от SNR для различных скоростей кодирования LDPC (рис. 1.78) и видов модуляции (рис. 1.79).

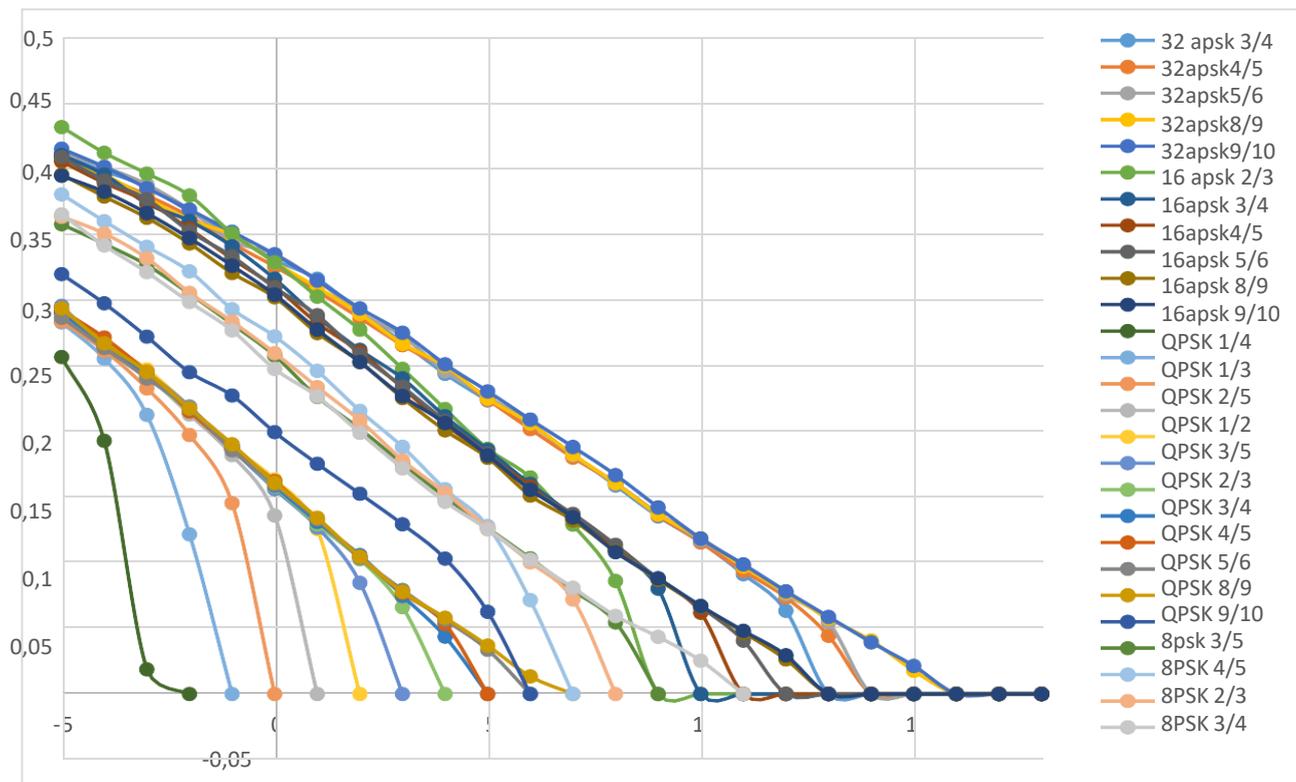


Рис. 1.78. Зависимость BER от SNR после декодирования LDPC

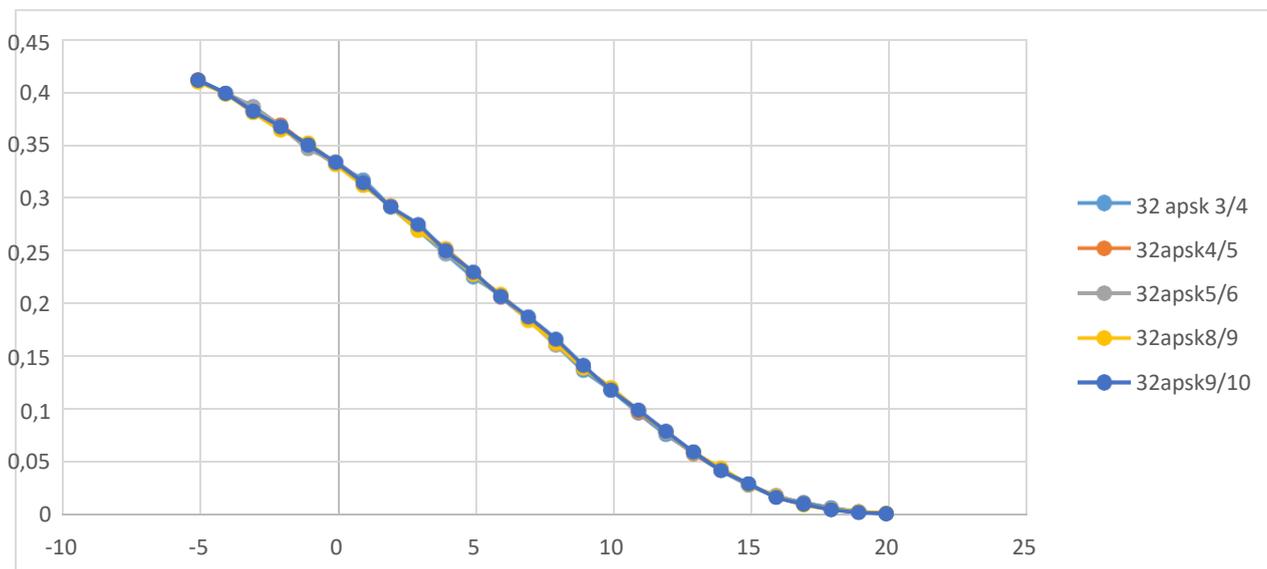


Рис. 1.79. Зависимость BER после демодулирования от SNR для одного вида модуляции с разными скоростями кодирования

В гл. 1 были рассмотрены цифровые виды модуляции и сигнального кодирования, их спектральная и энергетическая эффективность. Приведены краткие теоретические сведения и практическая их реализация на базе программного обеспечения MatLab и LabVIEW. Даны результаты исследования вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале для различных видов модуляции FSK, MSK и GMSK, а также QAM, M-QAM, PSK, M-PSK, модуляции спутниковых ЦСР — 16-APSK и 16-APSK, созвездия для многопозиционных методов модуляции, спектры, глазковые диаграммы и джиттер [6–12].

ГЛАВА 2. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ. КОДИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА

2.1. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ. ОБЪЕМ СИГНАЛА И ЕМКОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ, УСЛОВИЯ ИХ СОГЛАСОВАНИЯ

Рассматривается вопрос согласования дифференциальных характеристик источника дискретной информации (ИДИ) и предоставленного дискретного канала связи (КС) в терминах потока информации, выводимой из ИДИ, и пропускной способности КС. В данном разделе эта задача решается на уровне интегральных характеристик сигнала и канала в виде объема сигнала и емкости канала связи.

Сигнал как модель сообщения (информации) имеет «габаритные размеры», характеризующие объем сигнала, аналитически определяемый выражением:

$$V_c = T_c F_c W_c = T_c F_c \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_n}\right), \quad (2.1)$$

где T_c — временная длительность сигнала; F_c — эффективный спектр сигнала, определяемый эффективным спектром элементарного сигнала кода и типом модуляции. В (2.1) компонент $W_c = \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_n}\right)$ именуется логарифмическим

превышением сигнала над помехой, в котором P_c — мощность сигнала; P_n — мощность помехи, сопровождающей процесс формирования сигнала.

Аналогичным образом канал связи как транспортная среда характеризуется емкостью канала связи, аналитически задаваемой выражением:

$$V_k = T_k F_k W_k = T_k F_k \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_n}\right), \quad (2.2)$$

где T_k — длительность интервала времени, на который предоставлен канал связи; F_k — эффективная полоса пропускания канала связи, которая может быть определена аналитически или экспериментально по амплитудной частотной характеристике четырехполюсника, который представляет собой канал связи.

2.2. ИССЛЕДОВАНИЕ КОДИРОВАНИЯ ИСТОЧНИКА ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ МЕТОДОМ ШЕННОНА — ФАНО

Для удобства расположим все имеющиеся n букв в один столбик в порядке убывания вероятностей. Затем все эти буквы следует разбить на две группы — верхнюю и нижнюю — так, чтобы суммарная вероятность первой группы была наиболее близка к суммарной вероятности второй группы. Для букв первой группы в качестве первой цифры кодового обозначения используется цифра 1, а для букв второй группы — цифра 0. Далее, каждую из двух групп подобным образом снова надо разделить на две части и в качестве второй цифры кодового обозначения мы будем использовать цифру 1 или 0 в зависимости от того, принадлежит ли наша группа к первой или ко второй из этих подгрупп. Затем каждая из содержащих более одной буквы групп снова делится на две части возможно более близкой суммарной вероятности и т. д.; процесс повторяется до тех пор, пока мы не придем к группам, каждая из которых содержит по одной единственной букве.

Например, если наш алфавит содержит всего шесть букв, вероятность которых (в порядке убывания) равна 0,4, 0,2, 0,2, 0,1, 0,05 и 0,05, то на первом этапе деления букв на группы мы отщепим лишь одну первую букву (1-я группа), оставив во второй группе все остальные. Далее, вторая буква составит 1-ю подгруппу 2-й группы; 2-я же подгруппа той же группы, состоящая из оставшихся четырех букв, будет и далее последовательно делиться на части так, что каждый раз 1-я часть будет состоять лишь из одной буквы (табл. 2.1).

Таблица 2.1

Кодирования по методу Шеннона — Фано

№ буквы	Вероятность	Разбиение на подгруппы (римские цифры обозначают номера групп и подгрупп)					Кодовое обозначение		
1	0,4	} 1					1		
2	0,2	} 0	} 1				01		
3	0,2		} 1				001		
4	0,1		} 0	} 0	} 1			0001	
5	0,05				} 0	} 0	} 1		00001
6	0,05						} 0		00000

Основной принцип, положенный в основу кодирования по методу Шеннона — Фано, заключается в том, что при выборе каждой цифры кодового обозначения мы стараемся, чтобы содержащееся в ней количество информации было наибольшим, т. е. чтобы независимо от значений всех предыдущих цифр эта цифра принимала оба возможных для нее значения 0 и 1 по возможности с одинаковой вероятностью.

Процесс декодирования

Теперь рассмотрим алгоритм декодирования кодов Шеннона — Фано. Процесс усложняется тем, что невозможно, как в случае кодирования, заменять каждые 8 бит входного потока кодом переменной длины. При восстановлении исходной последовательности необходимо провести обратные операции — заменить код переменной длины символом длиной 8 бит. В данном случае лучше всего будет использовать бинарное дерево, ячейками которого будут являться символы.

Практическая часть

1. Запустить программный комплекс (рис. 2.2).

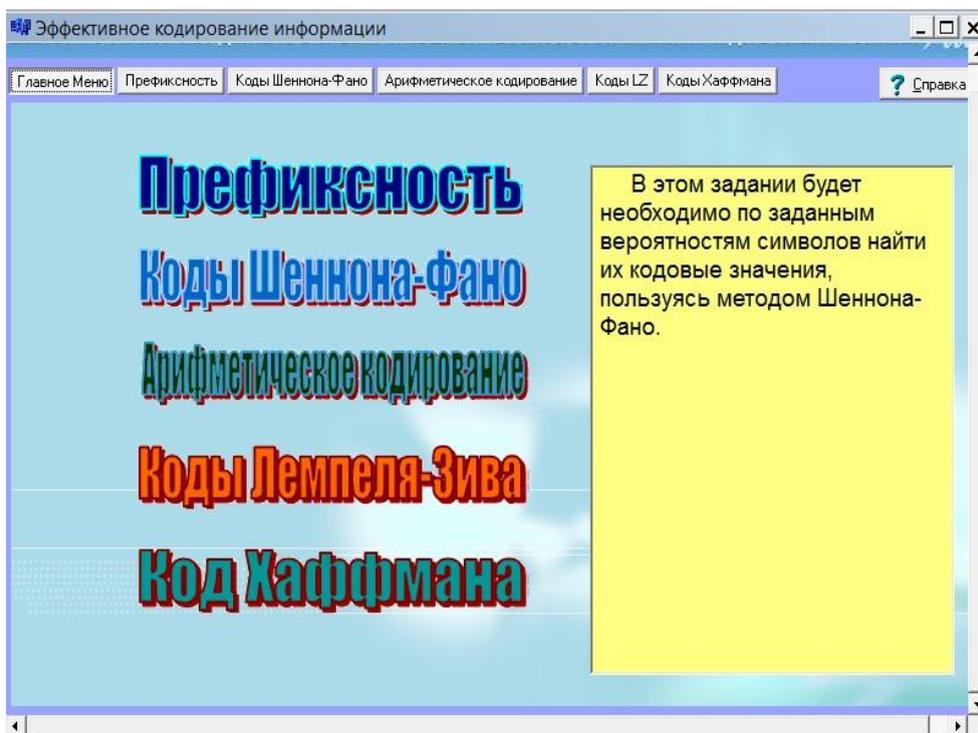


Рис. 2.2. Панель программного комплекса

2. Выбрать в меню пункт задания «Коды Шеннона — Фано». Изучить предложенную таблицу 16-символьного алфавита. Символы отсортированы в порядке убывания вероятностей их появления.

3. Пользуясь теоретическим материалом, найти двоичные коды для каждого из предложенных символов, записать их в графу «Код» кодовой таблицы, следуя правилу приписывания очередного символа, указанному в окне программы над кодовой таблицей (рис. 2.3–2.5).

Закодируйте приведенные символы алфавита кодом Шеннона-Фано. При разбиении суммы вероятностей в каждой из групп должны быть максимально одинаковыми.

При разбиении на группы всем символам верхней половины в качестве первого бита приписывайте 0, а всем нижним - 1

Символ	Вероятность	Код
А	0,11	000
Б	0,09	0010
В	0,08	0011
Г	0,08	010
Д	0,07	0110
Е	0,07	0111
Ж	0,07	1000
З	0,07	1001
И	0,06	1010
Й	0,06	1011
К	0,06	1100
Л	0,05	1101
М	0,05	1110
Н	0,04	11110
О	0,03	111110
П	0,01	111111

Проверить таблицу

Рис. 2.3. Кодовая таблица для данного сообщения

Закодируйте приведенные символы алфавита кодом Шеннона-Фано. При разбиении суммы вероятностей в каждой из групп должны быть максимально одинаковыми.

При разбиении на группы всем символам верхней половины в качестве первого бита приписывайте 0, а всем нижним - 1

Подсказка: Вы можете проверять результат построчно(посимвольно), для этого после каждой введенной вами строки (кода символа) нажимайте "Проверить таблицу". Программа сотрет строки результат которых введен не правильно.

Символ	Вероятность	Код
А	0,11	000
Б	0,09	0010
В	0,08	0011
Г	0,08	010
Д	0,07	0110
Е	0,07	0111
Ж	0,07	1000
З	0,07	1001
И	0,06	1010
Й	0,06	1011
К	0,06	1100
Л	0,05	1101
М	0,05	1110
Н	0,04	11110
О	0,03	111110
П	0,01	111111

Проверить таблицу

Лабораторная работа

Верно! Вы отлично справились с заданием, продолжайте в том же духе.

OK

Рис. 2.4. Процесс проверки кодовой таблицы

Закодируйте приведенные символы алфавита кодом Шеннона-Фано. При разбиении суммы вероятностей в каждой из групп должны быть максимально одинаковыми.

При разбиении на группы всем символам верхней половины в качестве первого бита приписывайте 0, а всем нижним - 1

Символ	Вероятность	Код
А	0,11	000
Б	0,09	0010
В	0,08	0011
Г	0,08	010
Д	0,07	0110
Е	0,07	0111
Ж	0,07	1000
З	0,07	1001
И	0,06	1010
Й	0,06	1011
К	0,06	1100
Л	0,05	1101
М	0,05	1110
Н	0,04	11110
О	0,03	111110
П	0,01	111111

Подсказка: Вы можете проверять результат построчно(посимвольно), для этого после каждой введенной вами строки (кода символа) нажимайте "Проверить таблицу". Программа сотрет строки результат которых введен не правильно.

Декодируйте приведенную последовательность при помощи таблицы кода Шеннона-Фано.

Результат:

Рис. 2.5. Закодированная последовательность

4. Декодировать при помощи составленной таблицы предложенной последовательности символов. Ответ записать в поле результат. По завершении проверить (рис. 2.6).

Эффективное кодирование информации

БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Главное Меню | Префиксность | Коды Шеннона-Фано | Арифметическое кодирование | Коды LZ | Коды Хаффмана | Справка

Закодируйте приведенные символы алфавита кодом Шеннона-Фано. При разбиении суммы вероятностей в каждой из групп должны быть максимально одинаковыми.

При разбиении на группы всем символам верхней половины в качестве первого бита приписывайте 0, а всем нижним - 1

Символ	Вероятность	Код
А	0,11	000
Б	0,09	0010
В	0,08	0011
Г	0,08	010
Д	0,07	0110
Е	0,07	0111
Ж	0,07	1000
З	0,07	1001
И	0,06	1010
Й	0,06	1011
К	0,06	1100
Л	0,05	1101
М	0,05	1110
Н	0,04	11110
О	0,03	111110
П	0,01	111111

Подсказка: Вы можете проверять результат построчно(посимвольно), для этого после каждой введенной вами строки (кода символа) нажимайте "Проверить таблицу". Программа сотрет строки результат которых введен не правильно.

Декодируйте приведенную последовательность при помощи таблицы кода Шеннона-Фано.

Результат:

Рис. 2.6. Декодирование закодированной последовательности

Полученную последовательность в соответствии с таблицей символов декодировать самостоятельно и в результате получаем слово: «Видео» (рис. 2.7 и 2.8).

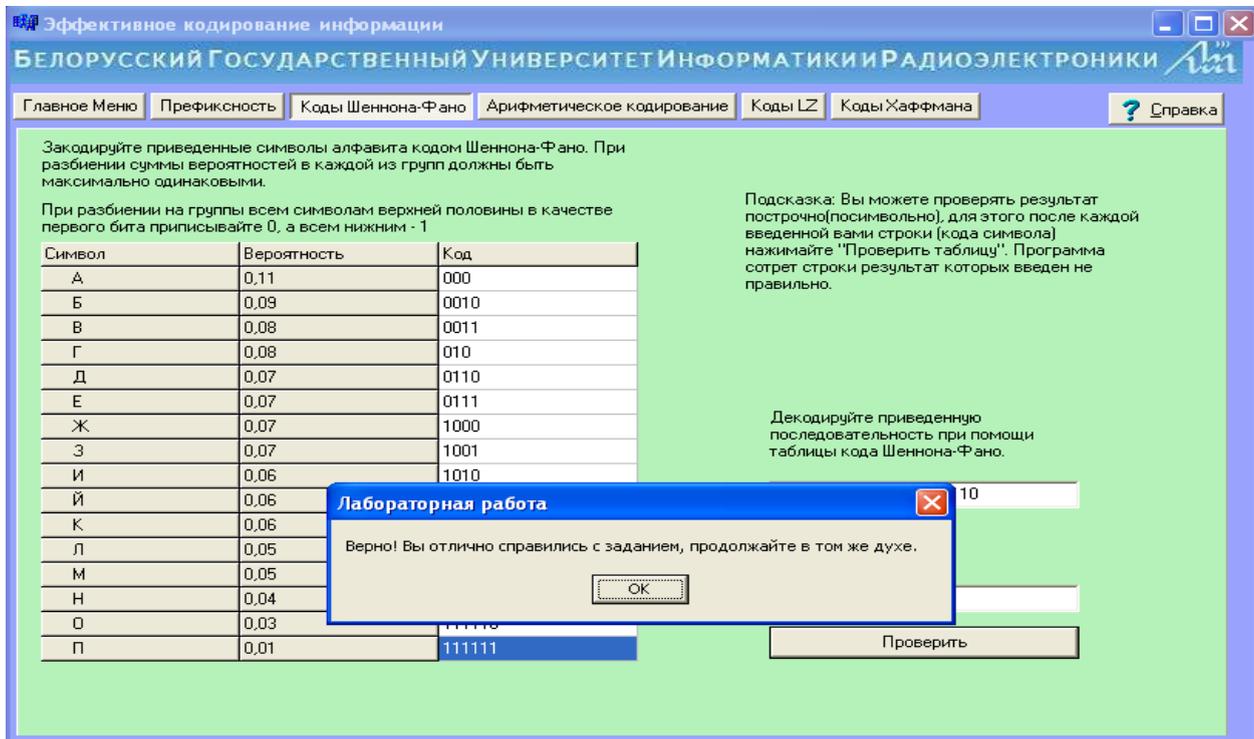


Рис. 2.7. Результат проверки

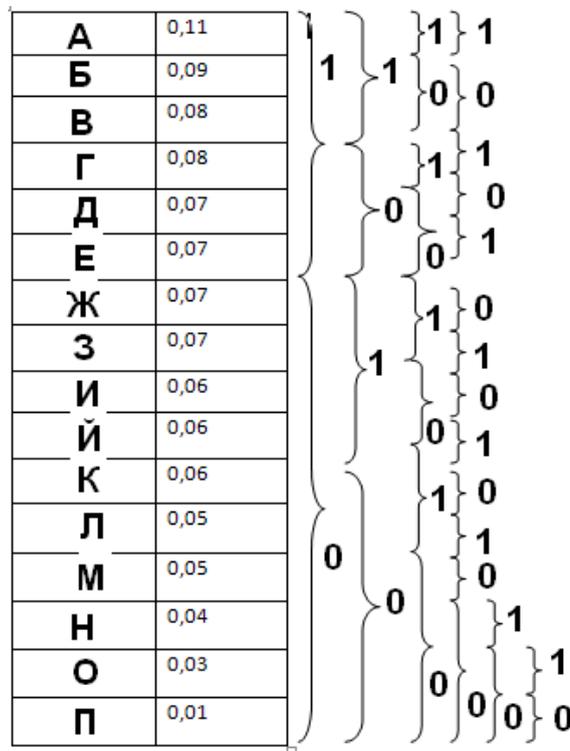


Рис. 2.8. Кодовое дерево

Преимуществом данного метода является его простота и, как следствие этого, высокая скорость кодирования и декодирования. Данный метод является простым в понимании, в реализации, а как следствие — довольно эффективным. В настоящее время не используется, так как был усовершенствован Хаффманом, алгоритм которого в данный момент широко используется в связках с другими алгоритмами при кодировании/декодировании информации.

2.3. ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ЛЕМПЕЛЯ — ЗИВА

Основная идея алгоритма Лемпеля — Зива состоит в замене появления фрагмента в данных (группы байт) ссылкой на предыдущее появление этого фрагмента. Существуют два основных класса методов, названных в честь Якоба Зива (Jakob Ziv) и Абрахама Лемпеля (Abraham Lempel), впервые предложивших их в 1977 (алгоритм LZ77) и 1978 гг. (алгоритм LZ78).

Алгоритм LZ77

LZ77 использует уже просмотренную часть сообщения как словарь. Чтобы добиться сжатия, он пытается заменить очередной фрагмент сообщения на указатель в содержимое словаря.

В качестве модели данных LZ77 использует «скользящее» по сообщению окно, разделенное на две неравные части. Первая, большая по размеру, включает уже просмотренную часть сообщения. Вторая, намного меньшая, является буфером, содержащим еще не закодированные символы входного потока. Обычно размер окна составляет несколько килобайтов. Буфер намного меньше, обычно не более ста байтов. Алгоритм пытается найти в словаре фрагмент, совпадающий с содержимым буфера.

Алгоритм LZ77 выдает коды, состоящие из трех элементов:

- смещение в словаре относительно его начала подстроки, совпадающей с содержимым буфера;
- длина подстроки;
- первый символ в буфере, следующий за подстрокой.

Пример. Размер окна — 20 символов, словаря — 12 символов, а буфера — 8. Кодировается сообщение «ПРОГРАММНЫЕ ПРОДУКТЫ ФИРМЫ MICROSOFT». Пусть словарь уже заполнен. Тогда он содержит строку «ПРОГРАММНЫЕ_», а буфер строку «ПРОДУКТЫ». Просматривая словарь, алгоритм обнаружит, что совпадающей подстрокой будет «ПРО», в словаре она

расположена со смещением 0 и имеет длину 3 символа, следующим символом в буфере является «Д». Таким образом, выходным кодом будет тройка (0, 3, «Д»). После этого алгоритм сдвигает влево все содержимое окна на длину совпадающей подстроки +1 и одновременно считывает столько же символов из входного потока в буфер. Получаем в словаре строку «РАММНЫЕ ПРОД», в буфере — «УКТЫ ФИР». В данной ситуации совпадающей подстроки обнаружить не удастся и алгоритм выдаст код (0, 0, «У»), после чего сдвинет окно на один символ. Затем словарь будет содержать «АММНЫЕ ПРОДУ», а буфер — «КТЫ ФИРМ» и т. д.

Проблемы LZ77. Очевидно, что быстродействие кодера LZ77 сильно зависит от того, каким образом будет осуществляться поиск совпадающей подстроки в словаре. Если искать совпадение полным перебором всех возможных вариантов, то очевидно, что сжатие будет очень медленным. Причем при увеличении размеров окна для повышения степени сжатия скорость работы будет пропорционально уменьшаться. Для декодера это неважно, так как при декодировании не осуществляется поиск совпадения.

Быстродействие и кодера, и декодера зависит от того, как реализовано «скольжение» окна по содержимому сообщения. Рационально было бы для работы с окном пользоваться кольцевым буфером, организованным на физически сплошном участке памяти, а не реальным сдвигом содержимого окна. Хотя для поддержания кольцевого буфера необходимы дополнительные затраты на сохранение целостности индексов в нем, в целом это дает очень существенный выигрыш потому, что отсутствует постоянное сдвигание большого блока памяти. Если размер кольцевого буфера равен степени двойки, то стандартная для кольцевого буфера операция «смещение по модулю размер», может быть заменена побитовой логической операцией, что еще больше повышает эффективность.

Помимо проблем с быстродействием, у алгоритма LZ77 возникают проблемы с самим сжатием. Они появляются, когда кодер не может найти совпадающую подстроку в словаре и выдает стандартный 3-компонентный код, пытаясь закодировать один символ. Если словарь имеет длину $4K$, а буфер — 16 байтов, то код $\langle 0, 0, \text{символ} \rangle$ будет занимать 3 байта. Кодирование одного байта в три имеет мало общего со сжатием и существенно понижает производительность алгоритма.

Упрощенный алгоритм LZ77. Пока (буфер_предпросмотра не пуст), найти наиболее длинное соответствие (позиция_начала, длина) в буфере_предыстории и в буфере_предпросмотра; если (длина > минимальной_длины),

то вывести в кодированные данные пару (позиция_начала, длина); иначе вывести в кодированные данные первый символ буфера_предпросмотра; изменить указатель на начало буфера_предпросмотра и продолжить.

Алгоритм LZ78

Этот алгоритм генерирует на основе входных данных словарь фрагментов, внося туда фрагменты данных (последовательности байт) по определенным правилам, и присваивает фрагментам коды (номера). При сжатии данных (поступлении на вход программы очередной порции) программа на основе LZ78 пытается найти в словаре фрагмент максимальной длины, совпадающий с данными, заменяет найденную в словаре порцию данных кодом

фрагмента и дополняет словарь новым фрагментом. При заполнении всего словаря (размер словаря ограничен по определению) программа очищает словарь и начинает процесс заполнения словаря снова. Реализации этого метода различаются конструкцией словаря, алгоритмами его заполнения и очистки при переполнении.

Обычно при инициализации словарь заполняется исходными (элементарными) фрагментами — всеми возможными значениями байта от 0 до 255.

Это гарантирует, что при поступлении на вход очередной порции данных будет найден в словаре хотя бы однобайтовый фрагмент.

Алгоритм LZ78 резервирует специальный код, назовем его «Reset», который вставляется в упакованные данные, отмечая момент сброса словаря. Значение кода Reset обычно принимают равным 256.

Таким образом, при начале кодирования минимальная длина кода составляет 9 бит. Максимальная длина кода зависит от объема словаря — количества различных фрагментов, которые туда можно поместить. Если объем словаря измерять в байтах (символах), то очевидно, что максимальное количество фрагментов равно числу символов, а, следовательно, максимальная длина кода равна \log_2 (объем словаря в байтах).

Проведение эксперимента и обработка результатов

Кодирование фразы алгоритмом LZ77 со следующими размерами СЛОВАРЬ/БУФЕР (табл. 2.3).

Варианты расчетных заданий

ФРАЗА	СЛОВАРЬ/БУФЕР			
«IDI TYDA, NE ZNAU KUDA»	8/5	12/5	12/8	16/8

Используем ввод фразы с клавиатуры в программе LZ77.EXE для разных размеров словаря/буфера (рис. 2.9–2.12):

```

C:\> C:\DOCUME~1\Major\0016-1\1A1\11__3_-1\Z\Z77.EXE
Алгоритм Лемпела – Зива (LZ77)
Введите входной поток :IDI TYDA, NE ZNAU KUDA
Введите размер словаря:8
Введите размер буфера :5

!Словарь !Буфер!Код
!-----!IDI T!<0,0,"I">
!-----!IDI TY!<0,0,"D">
!-----!IDI TYD!<6,1," ">
!-----!IDI TYDA,!<0,0,"T">
!-----!IDI TYDA,!<0,0,"Y">
!-----!IDI TYDA, N!<3,1,"A">
!IDI TYDA, NE !<0,0," ">
!IDI TYDA, NE Z!<2,1,"N">
!TYDA, NE ZNA!<0,0,"E">
!TYDA, NE ZNAU!<5,1,"Z">
!DA, NE ZNAU K!<4,1,"A">
!NE ZNAU KU!<0,0,"U">
!NE ZNAU KUDA!<0,1,"K">
!E ZNAU KUDA!<5,1,"D">
!ZNAU KUDA!<0,0,"A">
Длина кода исходного сообщения:176
Длина кода полученного сообщения:210

```

Рис. 2.9. Ввод фразы с клавиатуры для размеров 8/5

```

C:\> C:\DOCUME~1\Major\0016-1\1A1\11__3_-1\Z\Z77.EXE
Алгоритм Лемпела – Зива (LZ77)
Введите входной поток :IDI TYDA, NE ZNAU KUDA
Введите размер словаря:12
Введите размер буфера :5

!Словарь !Буфер!Код
!-----!IDI T!<0,0,"I">
!-----!IDI TY!<0,0,"D">
!-----!IDI TYD!<10,1," ">
!-----!IDI TYDA,!<0,0,"T">
!-----!IDI TYDA,!<0,0,"Y">
!-----!IDI TYDA, N!<7,1,"A">
!-----!IDI TYDA, NE!<0,0," ">
!-----!IDI TYDA, NE Z!<6,1,"N">
!IDI TYDA, NE ZNA!<0,0,"E">
!IDI TYDA, NE ZNAU!<3,1,"Z">
!I TYDA, NE ZNAU K!<8,1,"A">
!TYDA, NE ZNAU KU!<0,0,"U">
!YDA, NE ZNAU KUDA!<4,1,"K">
!A, NE ZNAU KUDA!<9,1,"D">
!NE ZNAU KUDA!<0,0,"A">
Длина кода исходного сообщения:176
Длина кода полученного сообщения:225

```

Рис. 2.10. Ввод фразы с клавиатуры для размеров 12/5

```

C:\> C:\DOCUME~1\Major\0016-1\1A1\11__3_-1\Z\Z77.EXE
Алгоритм Лемпела - Зива (LZ??)
Введите входной поток :IDI TYDA, NE ZNAU KUDA
Введите размер словаря:12
Введите размер буфера :8

!Словарь      !Буфер      !Код      !
!-----!IDI TYDA!<0,0,"I"!
!-----!IDI TYDA!<0,0,"D"!
!-----!IDI TYDA!<10,1," ">!
!-----!IDI TYDA, NE!<0,0,"T"!
!-----!IDI TYDA, NE!<0,0,"Y"!
!-----!IDI TYDA, NE Z!<7,1,"A"!
!-----!IDI TYDA!, NE ZNA!<0,0,""!
!-----!IDI TYDA!, NE ZNAU!<6,1,"N"!
!-----!IDI TYDA, NE ZNAU K!<0,0,"E"!
!-----!IDI TYDA, NE! ZNAU KU!<3,1,"Z"!
!-----!IDI TYDA, NE Z!NAU KUDA!<8,1,"A"!
!-----!IDI TYDA, NE ZNA!U KUDA!<0,0,"U"!
!-----!IDI TYDA, NE ZNAU! KUDA!<4,1,"K"!
!-----!IDI TYDA, NE ZNAU K!UDA!<9,1,"D"!
!-----!IDI TYDA, NE ZNAU KUD!A!<0,0,"A"!
!-----!IDI TYDA, NE ZNAU KUD!A!<0,0,"A"!
Длина кода исходного сообщения:176
Длина кода полученного сообщения:240

```

Рис. 2.11. Ввод фразы с клавиатуры для размеров 12/8

```

C:\> C:\DOCUME~1\Major\0016-1\1A1\11__3_-1\Z\Z77.EXE
Алгоритм Лемпела - Зива (LZ??)
Введите входной поток :IDI TUDA, NE ZNAU KUDA
Введите размер словаря:16
Введите размер буфера :8

!Словарь      !Буфер      !Код      !
!-----!IDI TUDA!<0,0,"I"!
!-----!IDI TUDA!<0,0,"D"!
!-----!IDI TUDA!<14,1," ">!
!-----!IDI TUDA, NE!<0,0,"T"!
!-----!IDI TUDA, NE!<0,0,"U"!
!-----!IDI TUDA, NE Z!<11,1,"A"!
!-----!IDI TUDA!, NE ZNA!<0,0,""!
!-----!IDI TUDA!, NE ZNAU!<10,1,"N"!
!-----!IDI TUDA, NE ZNAU K!<0,0,"E"!
!-----!IDI TUDA, NE! ZNAU KU!<7,1,"Z"!
!-----!IDI TUDA, NE Z!NAU KUDA!<12,1,"A"!
!-----!IDI TUDA, NE ZNA!U KUDA!<5,1," ">!
!-----!IDI TUDA, NE ZNAU! KUDA!<0,0,"K"!
!-----!IDI TUDA, NE ZNAU K!UDA!<0,0,"U"!
!-----!IDI TUDA, NE ZNAU KUD!A!<0,0,"A"!
!-----!IDI TUDA, NE ZNAU KUD!A!<0,0,"A"!
Длина кода исходного сообщения:176
Длина кода полученного сообщения:224

```

Рис. 2.12. Ввод фразы с клавиатуры для размеров 16/8

Используем ввод текста из файла для разных размеров словаря/буфера:

Текст: «Полуадаптированное моделирование решает эту проблему, используя для каждого текста свою модель, которая строится еще до самого сжатия на основании результатов предварительного просмотра текста (или его образца). Перед тем как окончено формирование сжатого текста, модель должна быть передана декодировщику. Несмотря на дополнительные затраты по передаче модели, эта стратегия в общем случае окупается благодаря лучшему соответствию модели тексту.

Адаптированное (или динамическое) моделирование уходит от связанных с этой передачей расходов. Первоначально и кодировщик, и раскодировщик присваивают себе некоторую пустую модель, как если бы символы все были равновероятными. Кодировщик использует эту модель для сжатия очередного символа, а раскодировщик — для его разворачивания. Затем они оба изменяют свои модели одинаковым образом (например, наращивая вероятность рассматриваемого символа). Следующий символ кодируется и достается на основании новой модели, а затем снова изменяет модель. Кодирование продолжается аналогичным раскодированию образом, которое поддерживает идентичную модель за счет применения такого же алгоритма ее изменения, обеспеченным отсутствием ошибок во время кодирования. Используемая модель, которую к тому же не нужно передавать явно, будет хорошо соответствовать сжатому тексту.

Адаптированные модели представляют собой элегантную и эффективную технику и обеспечивают сжатие, по крайней мере, не худшее, производимое неадаптированными схемами. Оно может быть значительно лучше, чем у плохо соответствующих текстам статичных моделей. Адаптированные модели, в отличие от полуадаптированных, не производят их предварительного просмотра, являясь поэтому более привлекательными и лучше сжимающими. Т.о., алгоритмы моделей, описываемые в подразделах, при кодировании и декодировании будут выполняться одинаково. Модель никогда не передается явно, поэтому сбой происходит только в случае нехватки под нее памяти» (рис. 2.13–2.16).

```

C:\DOCUME-1\Major\0016-1\1A1\11__3_-1\Z\Z77_F.EXE
|тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюё'юфшЄ Сюыф'ью т |<0,0,\"б\">| | |
|эю, яю"Сюье ёсюц яЕюё'юфшЄ Сюыф'ю т ё|<1,1,\" \">|
|, яю"Сюье ёсюц яЕюё'юфшЄ Сюыф'ью т ёме|<0,0,\"т\">|
| яю"Сюье ёсюц яЕюё'юфшЄ Сюыф'ью т | ёмеу|<8,2,\"ы\">|
|"Сюье ёсюц яЕюё'юфшЄ Сюыф'ью т ёмеурх |<4,1,\"э\">|
|юье ёсюц яЕюё'юфшЄ Сюыф'ью т ёмеурх эх|<0,0,\"р\">|
|ье ёсюц яЕюё'юфшЄ Сюыф'ью т ёмеур |х эх|<0,0,\"х\">|
|е ёсюц яЕюё'юфшЄ Сюыф'ью т ёмеурх | эх|<1,1,\"з\">|
|ёсюц яЕюё'юфшЄ Сюыф'ью т ёмеурх э |х|<29,1,\"т\">|
|юц яЕюё'юфшЄ Сюыф'ью т ёмеурх эх |трёш|<20,1,\"р\">|
| яЕюё'юфшЄ Сюыф'ью т ёмеурх эх|трёш я |<9,1,\"ь\">|
|Еюё'юфшЄ Сюыф'ью т ёмеурх эх|трёш яюф |<6,1,\" \">|
|ё'юфшЄ Сюыф'ью т ёмеурх эх|трёш яюф э |<0,0,\"я\">|
|'юфшЄ Сюыф'ью т ёмеурх эх|трёш я юф эх |<1,2,\" \">|
|шЄ Сюыф'ью т ёмеурх эх|трёш яюф |эхх я |<19,2,\"х\">|
|Сюыф'ью т ёмеурх эх|трёш яюф эхх |ярь |<24,2,\"р\">|
|ф'ью т ёмеурх эх|трёш яюф эхх ярь |ь Єш. |<0,0,\"ь\">|
|ю т ёмеурх эх|трёш яюф эхх ярь | Єш. |<0,0,\" \">|
|ю т ёмеурх эх|трёш яюф эхх ярь |Єш. ¶ |<16,1,\"ш\">|
|т ёмеурх эх|трёш яюф эхх ярь Єш. | ¶¶ |<0,0,\" \">|
| ёмеурх эх|трёш яюф эхх ярь Єш. | ¶¶ |<0,1,\"¶\">|
|меурх эх|трёш яюф эхх ярь Єш. ¶|¶ |<0,0,\"¶\">|
Длина кода исходного сообщения :15544 буТ <1943 бауТ>
Длина кода полученного сообщения:15984 буТ <1998 бауТ>

```

Рис. 2.13. Ввод текста из файла для размеров 32/5

```

C:\DOCUME~1\Major\0016-1\1A1\11__3_-1\Z\Z77_F.EXE
|р эх яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш|<17,1,"р
">|
|эх яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтр|Сьш я|<10,1,"ь
">|
| яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф|<38,1,"
">|
|хЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш |яюф э|<16,2,"ф
">|
|фрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф| эхх |<51,3,"х
">|
|ё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх| ярь |<8,2,"р"
">|
| тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх ярь| ёш. |<11,1,"
">|
|эю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх ярь |ёш. |<7,1,"ш"
">|
|, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх ярь ёш|. |<0,0,"."
">|
| яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх ярь ёш|. |<0,1,""
">|
|ю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх ярь ёш. |<0,0,""
">|
|лина кода исходного сообщения :15544 буТ (1943 бауТ)
|лина кода полученного сообщения:15011 буТ (1876 бауТ)

```

Рис. 2.14. Ввод текста из файла для размеров 64/5

```

C:\DOCUME~1\Major\0016-1\1A1\11__3_-1\Z\Z77_F.EXE
|ю. |юфхыф зшьюуфр эх яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эх
йтрСьш|<33,1,"р">|
| |юфхыф зшьюуфр эх яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйт
р|Сьш я|<26,1,"ь">|
|юфхыф зшьюуфр эх яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрС
ьш яюф|<7,1," ">|
|хыф зшьюуфр эх яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш
|яюф э|<32,2,"ф">|
| зшьюуфр эх яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яю
ф| эхх |<0,2,"х">|
|шьюуфр эх яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф э
х|х ярь |<7,3,"р">|
|р эх яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх я
рь| ёш. |<27,1," ">|
|эх яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх ярь
|ёш. |<10,1,"ш">|
| яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх ярь ё
ш|. |<0,0,".">|
|яхЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх ярь ёш
|. |<10,1,"">|
|ЕхфрхЕё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёйюфшС Сюмфью т ёмеурх эхйтрСьш яюф эхх ярь ёш.
|<0,0,"">|
|лина кода исходного сообщения :15544 буТ (1943 бауТ)
|лина кода полученного сообщения:15354 буТ (1919 бауТ)

```

Рис. 2.15. Ввод текста из файла для размеров 80/5

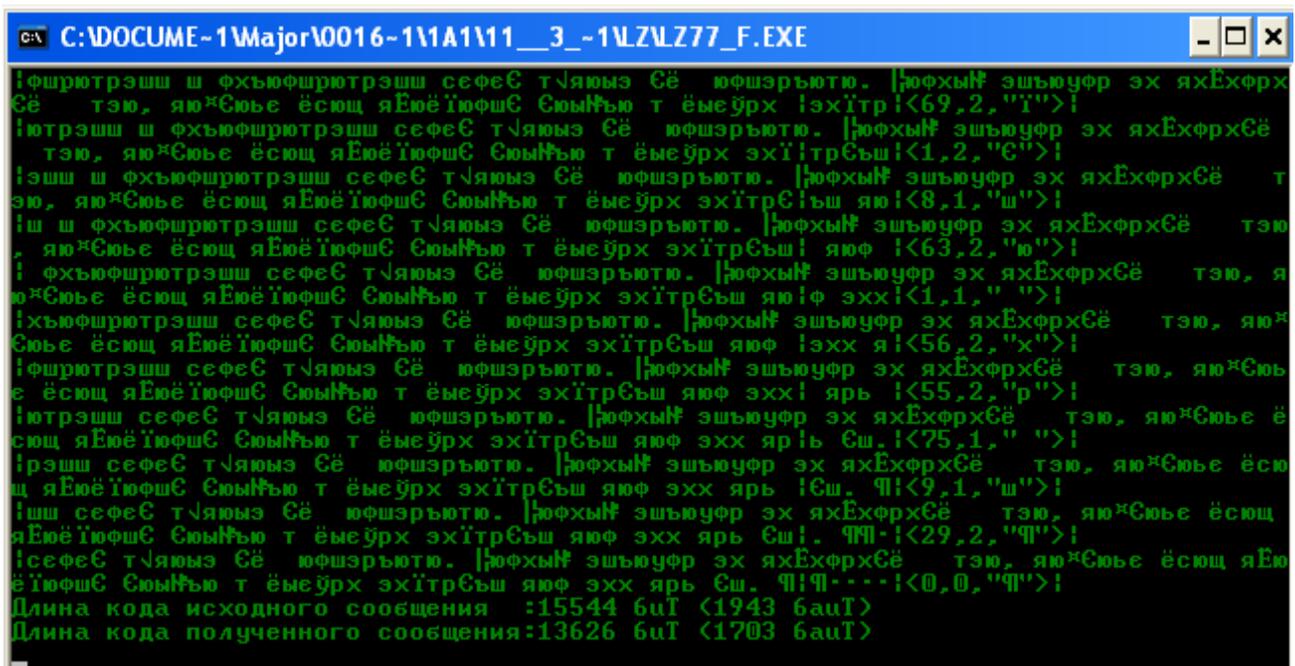


Рис. 2.16. Ввод текста из файла для размеров 128/5

В табл. 2.4 приведена зависимость коэффициента сжатия от размера словаря (рис. 2.17).

Таблица 2.4

Результаты измерений

$D_{\text{словарь}}$	32	64	80	128
$L_{\text{вх}}/L_{\text{вых}}$	0,972	1,036	1,012	1,141

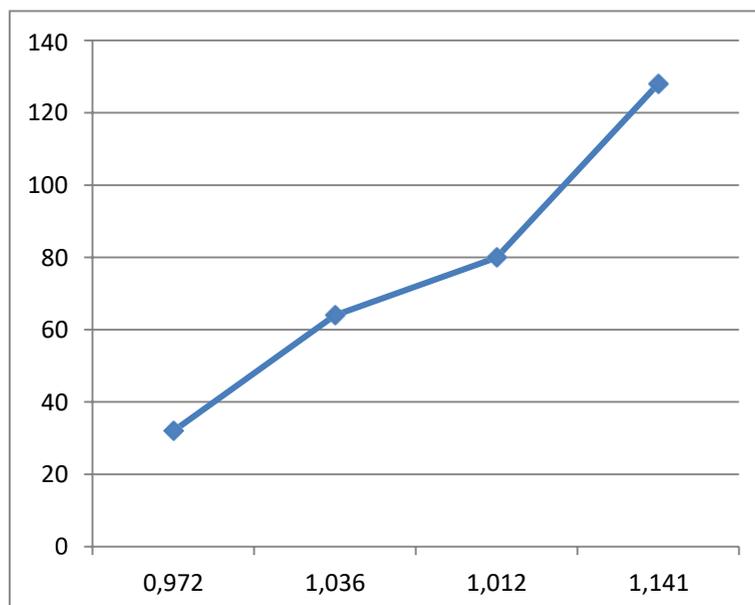


Рис. 2.17. График зависимости коэффициента сжатия от размера словаря

Кодирование для разной длины текста и одинакового размера словаря 64/5 приведено на рис. 2.18–2.21.

```

C:\DOCUME~1\Major\0016-11A1\11__3_-1\ZLZ77_F.EXE
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№! зюю!<50,1,"з
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№ зюю!<49,1,"ю
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№ зюю!<0,0,"ю"
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№ зюю!<0,0,"ь"
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№ зюю!<55,1,"
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№ зюю!<0,0,"т"
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№ зюю!<41,5,"
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№ зюю!<42,1,"э
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№ зюю!<53,2,"Е
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№ зюю!<37,1,"ё
>| .....Т ыхёе Еюфшырё№ зюю!<0,0,"ы"
>|
Длина кода исходного сообщения :312 буТ (39 бауТ)
Длина кода полученного сообщения:391 буТ (49 бауТ)

```

Рис. 2.18. Ввод текста длиной 39 байт

```

C:\DOCUME~1\Major\0016-11A1\11__3_-1\ZLZ77_F.EXE
>| !, «Ер ёЕррЕхуш т юс*хь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!<16,1,"х
>| !, «Ер ёЕррЕхуш т юс*хь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!<35,2,"Е
>| !, «ЕррЕхуш т юс*хь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!тш! Ь!<11,1,"ш
>| !, «ЕррЕхуш т юс*хь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!тш! Ьюф!<0,0,"!"
>| !, «ЕррЕхуш т юс*хь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!тш! Ьюф!<7,1,"ь"
>| !, «Ехуш т юс*хь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!тш! Ьюфхыш!<36,2,"х
>| !, «ш т юс*хь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!тш! Ьюф!ыш Ех!<12,1,"ш
>| !, «т юс*хь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!тш! Ьюфхыш! Ехё!<0,1,"Е"
>| !, «юс*хь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!тш! Ьюфхыш Е!хёёЕ!<4,1,"ь"
>| !, «с*хь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!тш! Ьюфхыш Ех!ёЕ. !<48,2,"е
>| !, «ь ёмеурх юеярхЕё сыр-уюфрЕ меу°хье ёююЕ!тхЕёЕ!тш! Ьюфхыш ЕхёёЕ!.....!<0,0,"."
>|
Длина кода исходного сообщения :3616 буТ (452 бауТ)
Длина кода полученного сообщения:3638 буТ (455 бауТ)

```

Рис. 2.19. Ввод текста длиной 452 байта

```

C:\DOCUME~1\Major\0016-1\1A1\11__3_-1\Z\Z77_F.EXE
!р эх яхЕхфрхСё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!трСьш!<17,1,"р
">!
!эх яхЕхфрхСё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!тр!Сьш я!<10,1,"ь
">!
! яхЕхфрхСё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!трСьш!ш яюф!<38,1,"
">!
!хЕхфрхСё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!трСьш!яюф э!<16,2,"ф
">!
!фрхСё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!трСьш!яюф! эхх!<51,3,"х
">!
!ё тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!трСьш!яюф эхх! ярь!<8,2,"р"
">!
! тэю, яю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!трСьш!яюф эхх! ярь!ёш!<11,1,"
">!
!эю, яю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!трСьш!яюф эхх! ярь!ёш. Ұ!<7,1,"ш"
">!
! яю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!трСьш!яюф эхх! ярь!ёш!. ҰҰ!<0,0,"."
">!
! яю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!трСьш!яюф эхх! ярь!ёш!. ҰҰ!<0,1,"Ұ"
">!
!ю"Сюье ёсюц яЕюёЮюфшС Сюыфью т ёмеурх эхИ!трСьш!яюф эхх! ярь!ёш. Ұ!Ұ!...!<0,0,"Ұ"
">!
Длина кода исходного сообщения :11904 буТ (1488 бауТ)
Длина кода полученного сообщения:11475 буТ (1434 бауТ)

```

Рис. 2.20. Ввод текста длиной 1 488 байт

```

C:\DOCUME~1\Major\0016-1\1A1\11__3_-1\Z\Z77_F.EXE
! яюям Езъш т эрёЮю "хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёцрСш!<17,1,"ц
">!
!юям Езъш т эрёЮю "хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёц!рСшх!<14,1,"С
">!
!ем Езъш т эрёЮю "хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёцрС!шх!ш!<7,1,"х"
">!
! Езъш т эрёЮю "хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёцрСшх!ш!штр!<6,1,"||"
">!
!зъш т эрёЮю "хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёцрСшх!ш!штр-Ұ!<3,1,"т"
">!
!ъш т эрёЮю "хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёцрСшх!ш!штр!р-Ұ!<40,2,"Ұ"
">!
!т эрёЮю "хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёцрСшх!ш!штр-Ұ!шьяхы!<14,2,"я
">!
!рёЮю "хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёцрСшх!ш!штр-Ұ!ьяхы!<6,1,"ы"
">!
!Юю "хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёцрСшх!ш!штр-Ұ!ьяхы!р. ҰҰ!<18,1,".
">!
! "хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёцрСшх!ш!штр-Ұ!ьяхыр.! ҰҰ!<4,1,"Ұ"
">!
!хх тЕхь ьхЮюфрьш, Срьшьш, эр-яЕшьхЕ, ьрь!ёцрСшх!ш!штр-Ұ!ьяхыр. Ұ!Ұ!...!<0,0,"Ұ"
">!
Длина кода исходного сообщения :34336 буТ (4292 бауТ)
Длина кода полученного сообщения:33388 буТ (4174 бауТ)

```

Рис. 2.21. Ввод текста длиной 4 292 байта

В табл. 2.5 приведена зависимость коэффициента сжатия от размера словаря.

При кодировании коротких текстов коэффициент сжатия оказывается меньше 1, т. е. избыточность не удаляется, а вводится еще больше. При увеличении размера словаря коэффициент сжатия увеличивается. Большой размер буфера также ухудшает коэффициент сжатия. Если размер словаря кратен сте-

пеням двойки, то сжатие лучше. Однако при большом размере словаря снижается скорость кодирования. При увеличении размера текста коэффициент сжатия увеличивается [3].

Таблица 2.5

Результаты измерений

$L_{ВХ}$	39	452	1 488	4 292
$L_{ВХ}/L_{ВЫХ}$	0,795	0,993	1,037	1,028

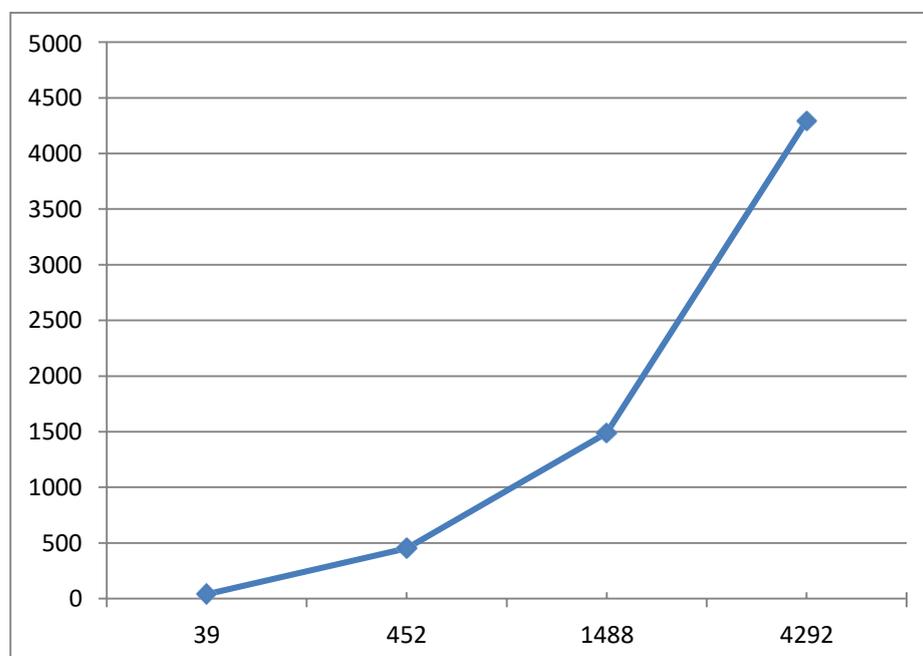


Рис. 2.22. График зависимости коэффициента сжатия от размера словаря

2.4. ФРАКТАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ КОДИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Современные компьютеры весьма интенсивно применяют графику. Операционные системы с интерфейсом оконного типа используют картинки, например, для отображения директорий или папок. Некоторые совершаемые системой действия, например загрузку и пересылку файлов, также отображают графически. Многие программы и приложения предлагают пользователю графический интерфейс (GUI), который значительно упрощает работу пользователя и позволяет легко интерпретировать полученные результаты. Компьютерная графика используется во многих областях повседневной деятельности при переводе сложных массивов данных в графическое представление.

Фрактал (лат. *fractus* — дробленный, сломанный, разбитый) — геометрическая фигура, обладающая свойством самоподобия, то есть составленная из нескольких частей, каждая из которых подобна всей фигуре целиком. В математике под фракталами понимают множества точек в евклидовом пространстве, имеющие дробную метрическую размерность (в смысле Минковского или Хаусдорфа) либо метрическую размерность, отличную от топологической [14]. Слово «фрактал» может употребляться не только как математический термин. Фракталом в прессе и научно-популярной литературе могут называть фигуры, обладающие какими-либо из перечисленных ниже свойств: обладает нетривиальной структурой на всех масштабах. В этом отличие от регулярных фигур (таких, как окружность, эллипс, график гладкой функции): если мы рассмотрим небольшой фрагмент регулярной фигуры в очень крупном масштабе, он будет похож на фрагмент прямой. Для фрактала увеличение масштаба не ведет к упрощению структуры, на всех шкалах мы увидим одинаково сложную картину.

Является самоподобной или приближенно самоподобной. Обладает дробной метрической размерностью или метрической размерностью, превосходящей топологическую. Многие объекты в природе обладают фрактальными свойствами, например побережья, облака, кроны деревьев, снежинки, кровеносная система и система альвеол человека или животных.

Фракталы, особенно на плоскости, популярны благодаря сочетанию красоты с простотой построения при помощи компьютера. Первые примеры самоподобных множеств с необычными свойствами появились в XIX в. (например, множество Кантора). Термин «фрактал» был введен Бенуа Мандельбротом в 1975 г. и получил широкую популярность с выходом в 1977 г. его книги «Фрактальная геометрия природы».

При фрактальном сжатии изображения для области меньшего размера подыскивается похожая на нее область большего размера того же изображения (рис. 2.23).

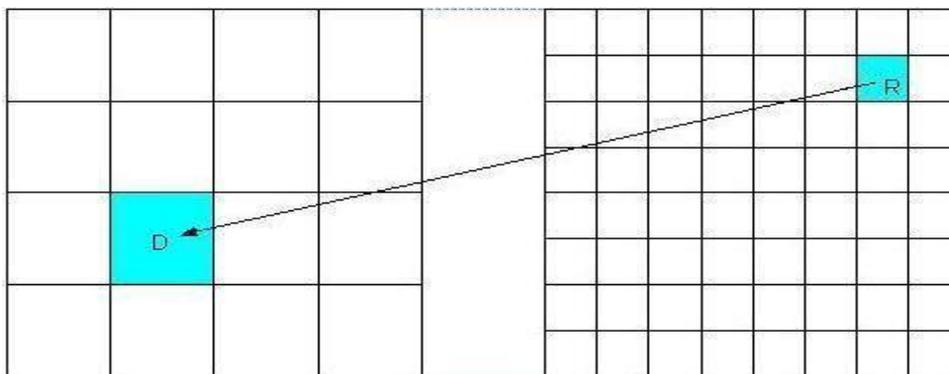


Рис. 2.23. Доменный и ранговый блоки

Область большого размера называется доменным блоком, а меньшего — ранговым блоком. Перевод доменного блока в ранговый осуществляется посредством аффинных преобразований.

В рассматриваемых алгоритмах фрактального сжатия и восстановления изображения введенные упрощения позволяют заменить матричные преобразования операциями изменения ориентации доменного блока и операциями расчета яркости пикселей. Изменения ориентации доменного блока осуществляются за счет его поворота на угол, кратный 90° , и зеркального отражения и поворота зеркального отражения.

Из всех возможных доменных блоков выбирается блок, ближайший (в выбранной метрике) к рассматриваемому ранговому блоку. Когда доменный блок найден, то запоминаются его номер и параметры преобразования в текущий ранговый блок, из которых и состоит решение задачи фрактального сжатия.

Ниже на рис. 2.24 представлен алгоритм фрактального сжатия.

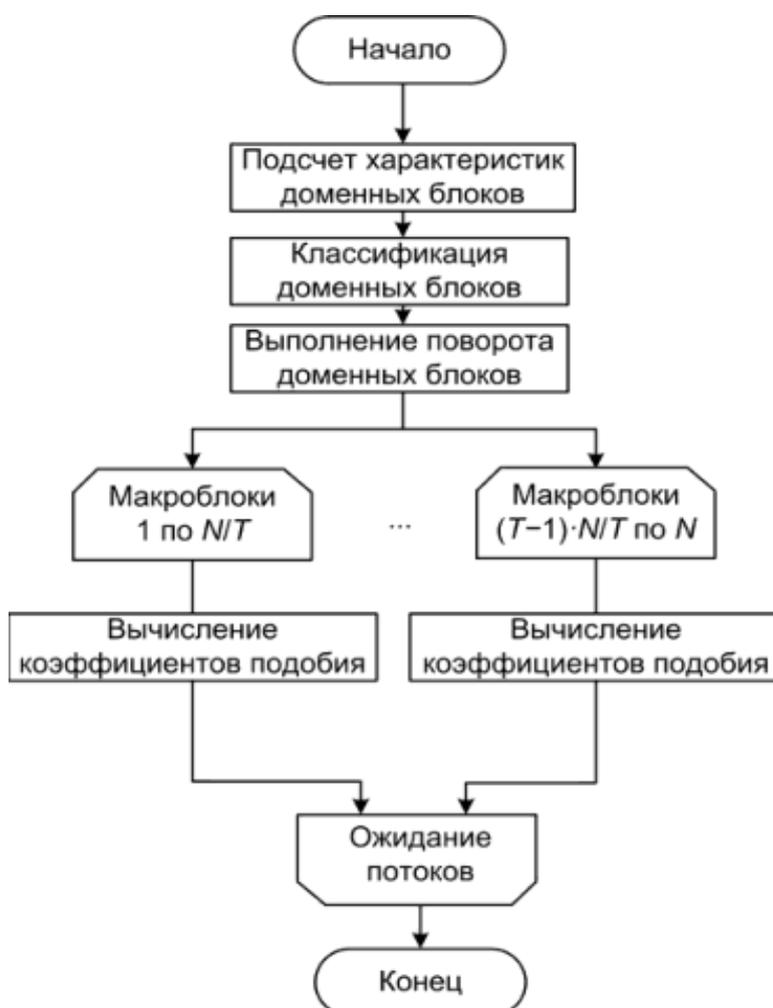


Рис. 2.24. Алгоритм фрактального сжатия

Программное обеспечение в ПО DELPHI 7

Приложение выполняет фрактальное сжатие / распаковку изображений с помощью классического алгоритма.

В нее можно загружать любые изображения, но размер должен быть не более 512×512 пикселей. Программа будет автоматически убирать цвет изображений.

Эти ограничения введены для того, чтобы существенно сократить время сжатия изображений на базе фрактального алгоритма.

Основные характеристики:

- сжатие и декодирование изображений формата .bmp;
- просмотр полученного результата;
- просмотр размера полученного изображения.

На рис. 2.25 представлено главное и единственное меню программы.

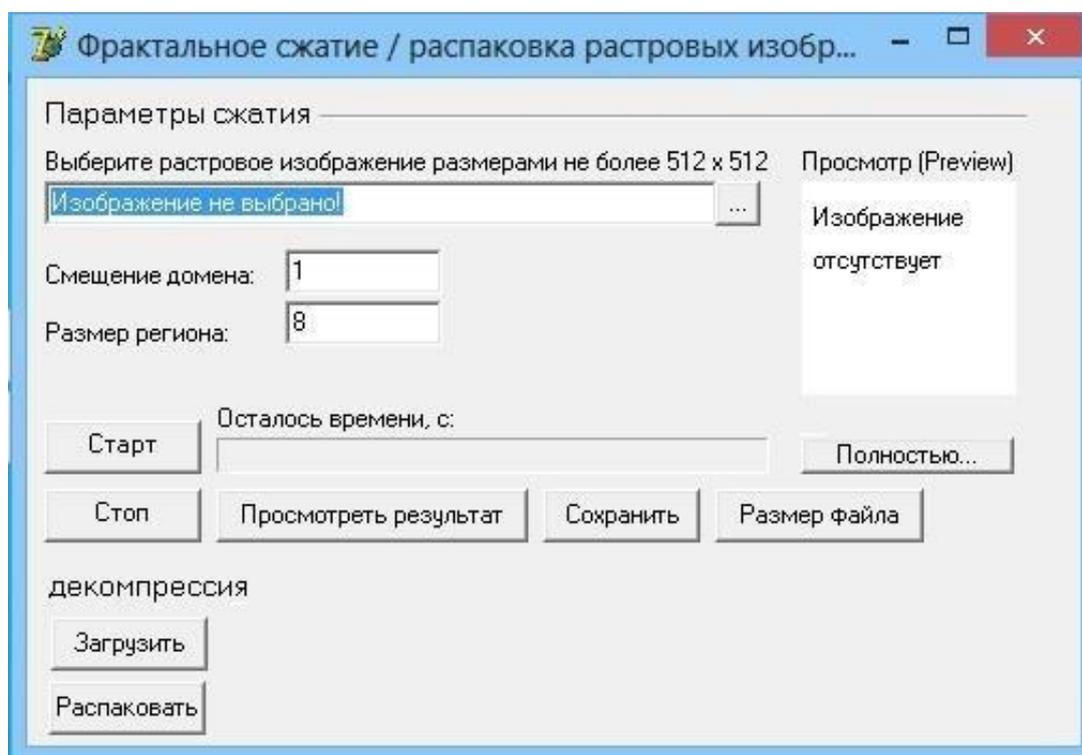


Рис. 2.25. Главное меню программы

В программе доступны для изменения 2 следующих пункта: смещение домена и размер региона.

Смещение домена: определяет шаг поиска участка в доменном изображении. Минимальный шаг равен 1. Чем больше шаг, тем быстрее выполняется поиск, но при этом могут быть пропущены важные детали изображения.

Размер региона: определяет размер области, на которую разбивается исходное изображение. При компрессии для каждой области осуществляется поиск подходящего домена с учетом трансформации (аффинных преобразований). Чем больше размер региона, тем хуже качество и при этом уменьшается размер IFS-изображения.

Методика работы в программе и проведение исследования основных технических характеристик системы

Для обеспечения фрактального сжатия была выбрана программа «Фрактальное сжатие / распаковка растровых изображений».

Для того чтобы начать работать с программой необходимо:

- 1) загрузить изображение, которое удовлетворяет требованию программы.
- 2) выставить значение параметров «Смещение домена» и «Размер региона» (рис. 2.26).
- 3) нажать кнопку старт.
- 4) дождаться окончания сжатия изображения.
- 5) просмотреть полученный результат и, если он удовлетворил нас, сохранить его (рис. 2.27).

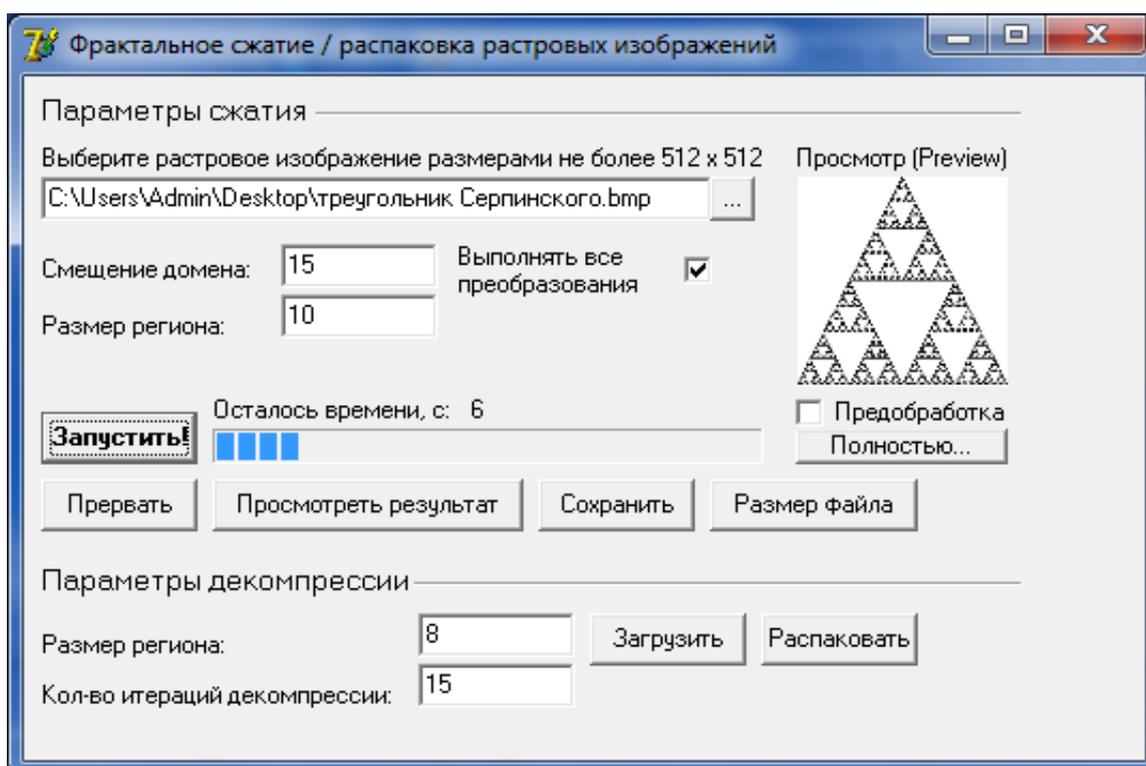


Рис. 2.26. Сжатие изображения в программе «Фрактальное сжатие/распаковка растровых изображений»

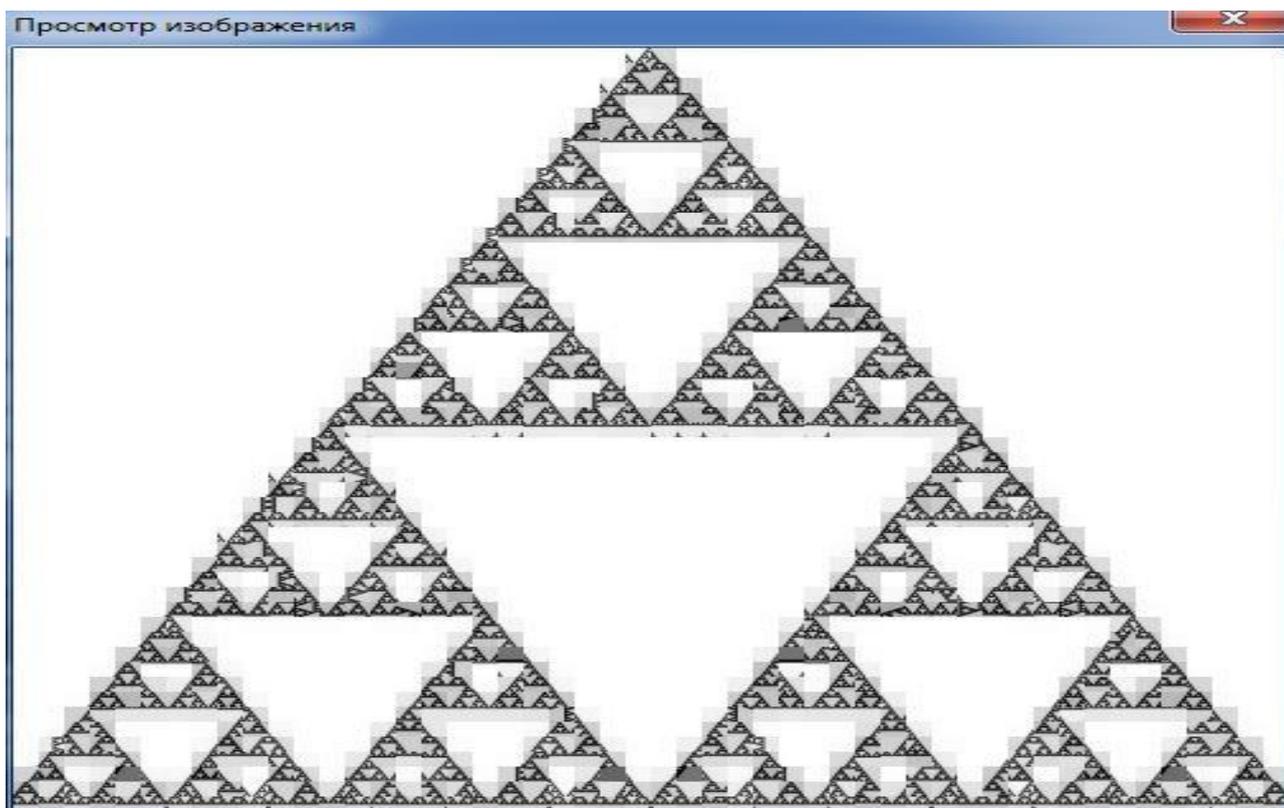


Рис. 2.27. Результат сжатия

После сжатия изображение будет иметь формат IFS.

Стандартные кодеки Windows не способны декодировать полученное изображение, поэтому в программе предусмотрена функция просмотра изображений формата IFS.

Чтобы просмотреть нужное нам изображение, необходимо:

- 1) в меню «декомпрессия» нажать на кнопку «Загрузить»;
- 2) выбрать изображение формата IFS;
- 3) в меню «декомпрессия» нажать на кнопку «Распаковать».

Далее рассмотрим сжатие изображений со спутника X-SAR Европейского космического агентства. На рис. 2.28 представлено первоначальное изображение со спутника размером 435 Кб и разрешением 473×314 пикселей.

Далее, на рис. 2.29–2.35, представлено это же изображение после обработки при различных параметрах (смещение домена, размер региона, потраченное на сжатие время, размер файла).

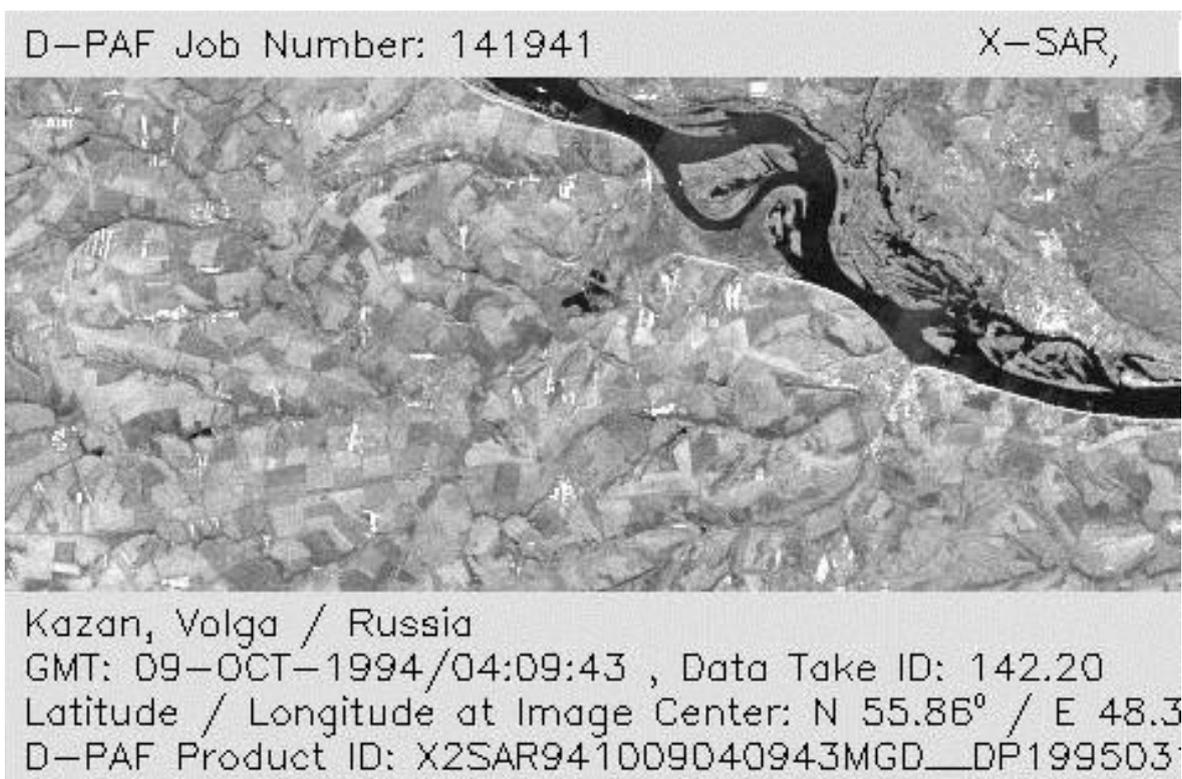


Рис. 2.28. Первоначальное изображение

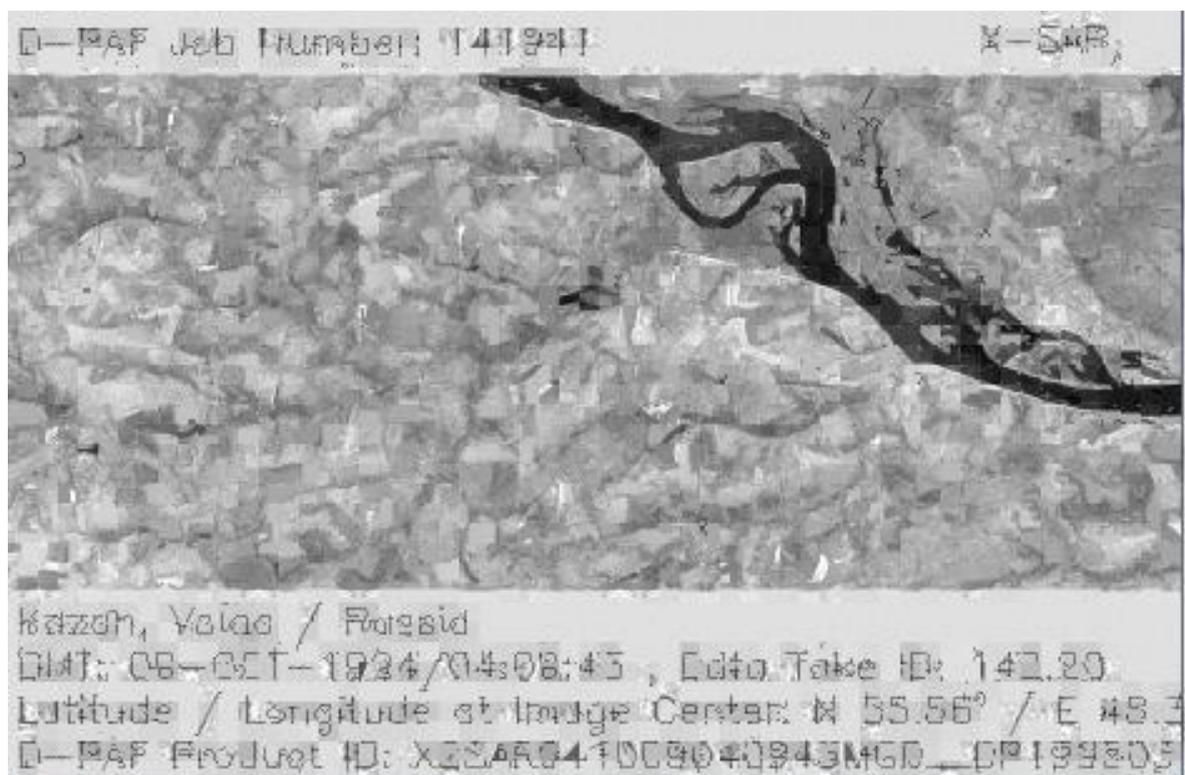


Рис. 2.29. Обработанное изображение.

При параметре смещение домена = 1 и размер региона = 8,
время, потраченное на сжатие, $t = 703$ с, размер файла = 11,4 Кб

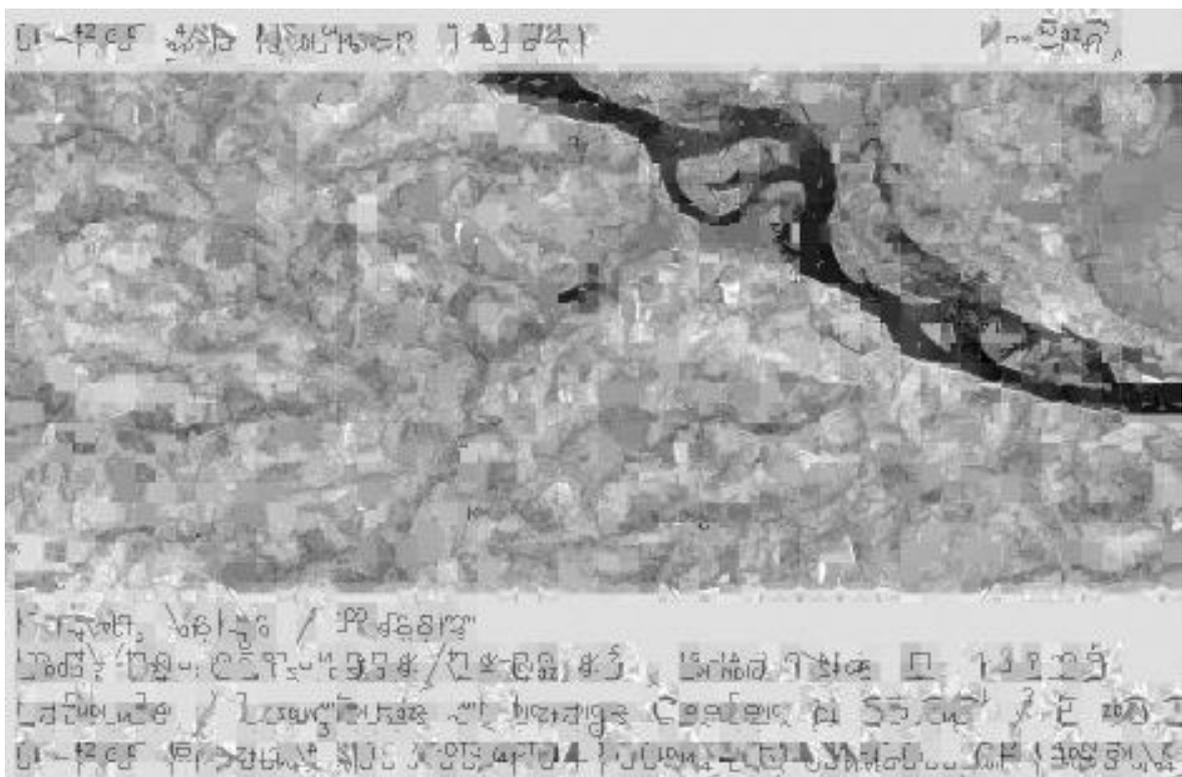


Рис. 2.30. Обработанное изображение.

При параметре смещение домена = 10 и размер региона = 8,
 время, потраченное на сжатие, $t = 6$ с, размер файла = 11 Кб

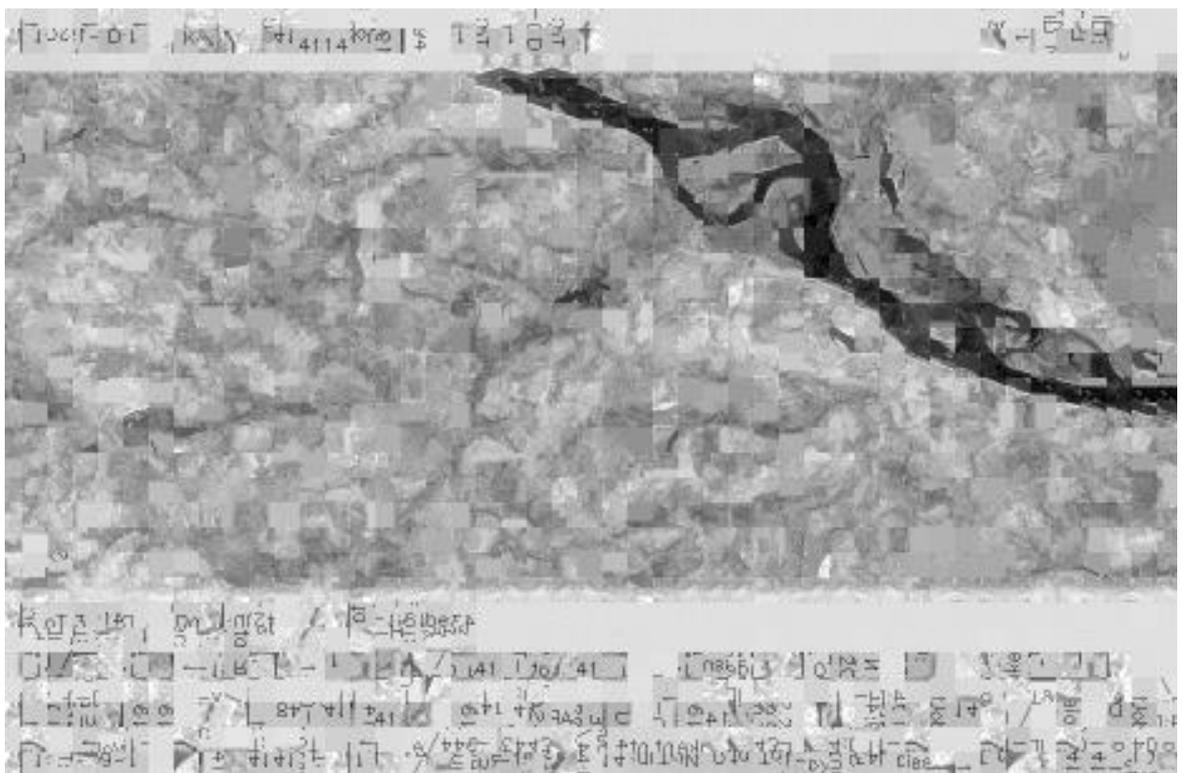


Рис. 2.31. Обработанное изображение.

При параметре смещение домена = 5 и размер региона = 10,
 время, потраченное на сжатие, $t = 27$ с, размер файла = 7,12 Кб

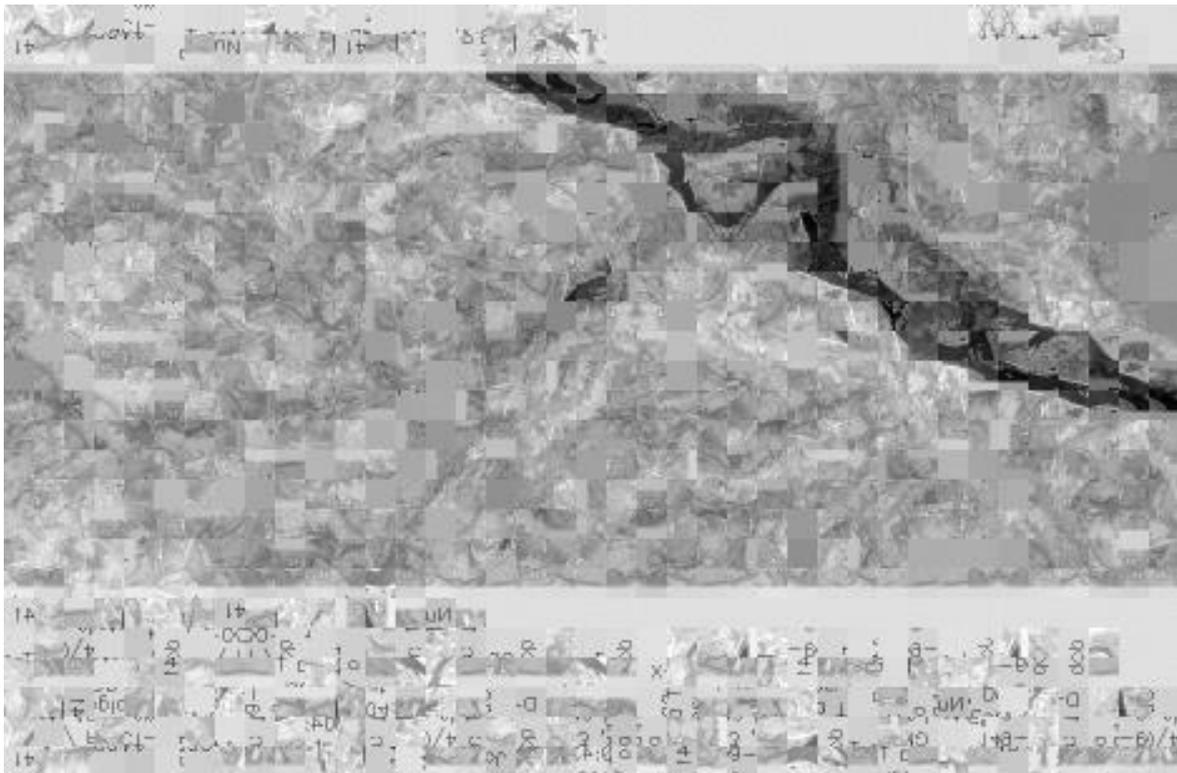


Рис. 2.32. Обработанное изображение.

При параметре смещение домена = 10 и размер региона = 12,
время, потраченное на сжатие, $t = 5$ с, размер файла = 4,95 Кб

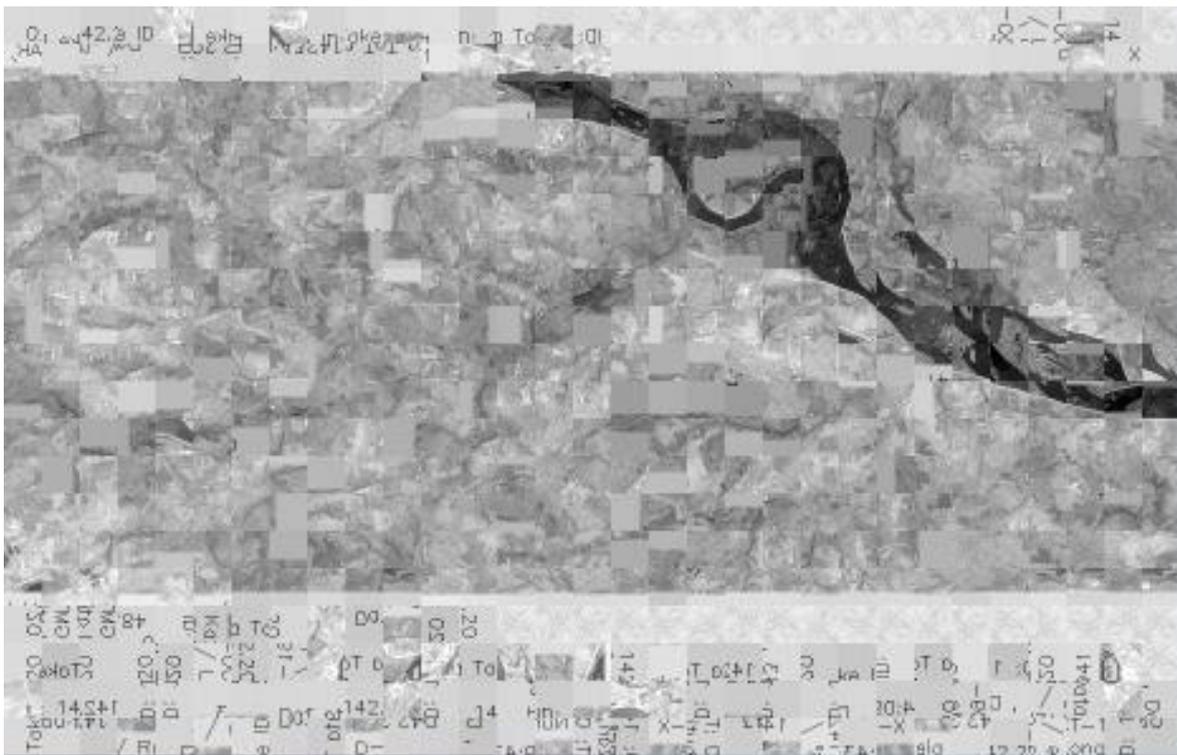


Рис. 2.33. Обработанное изображение.

При параметре смещение домена = 1 и размер региона = 15,
время, потраченное на сжатие, $t = 566$ с, размер файла = 3,04 Кб

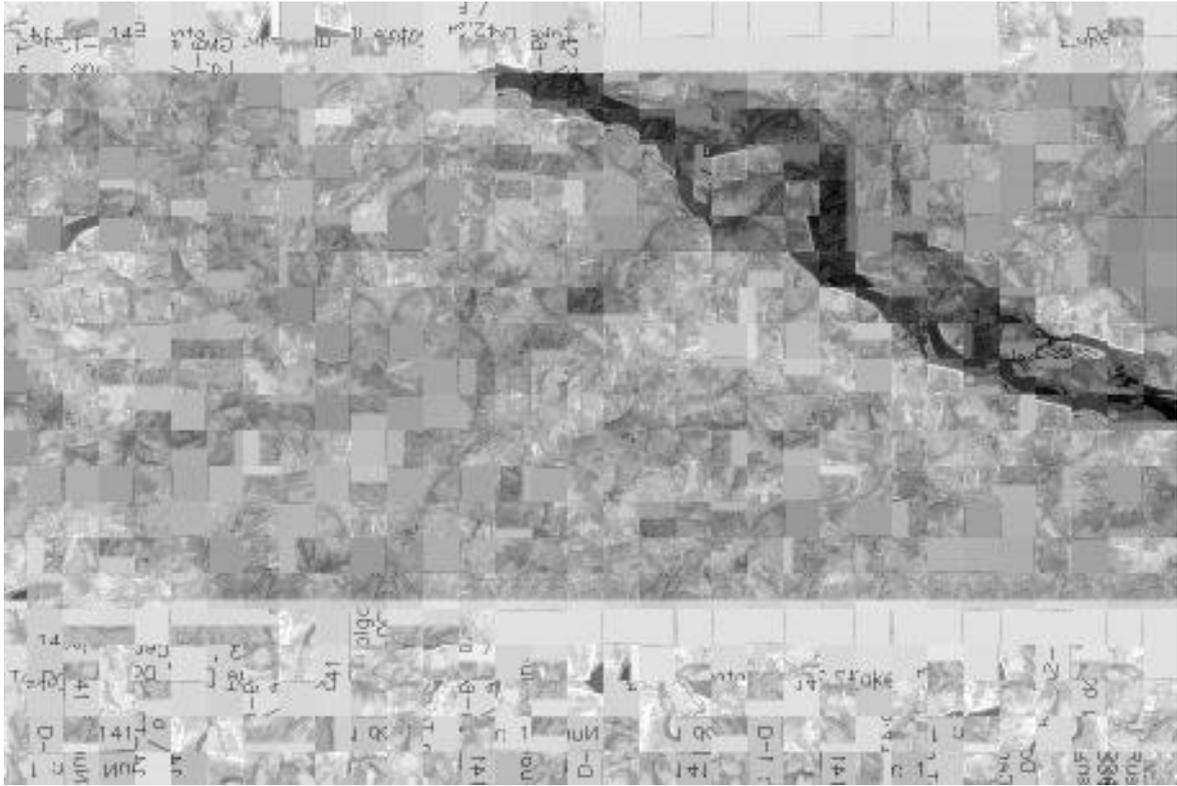


Рис. 2.34. Обработанное изображение.

При параметре смещение домена = 10 и размер региона = 14,
время, потраченное на сжатие, $t = 4$ с, размер файла = 3,55 Кб

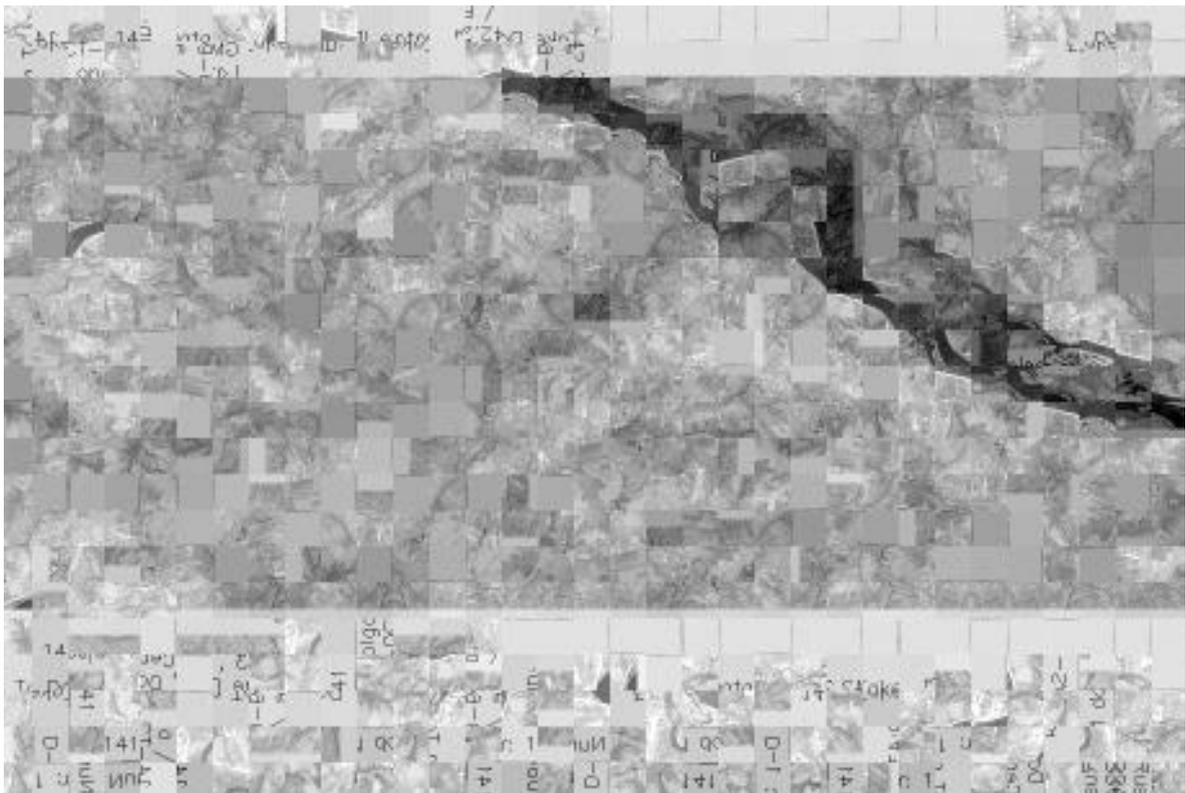


Рис. 2.35. Обработанное изображение.

При параметре смещение домена = 20 и размер региона = 10,
время, потраченное на сжатие, $t = 1$ с, размер файла = 4,12 Кб

Ниже на рис. 2.36–2.38 представлены графики зависимости времени сжатия от размера изображения и от параметров «смещение домена» и «размер региона».

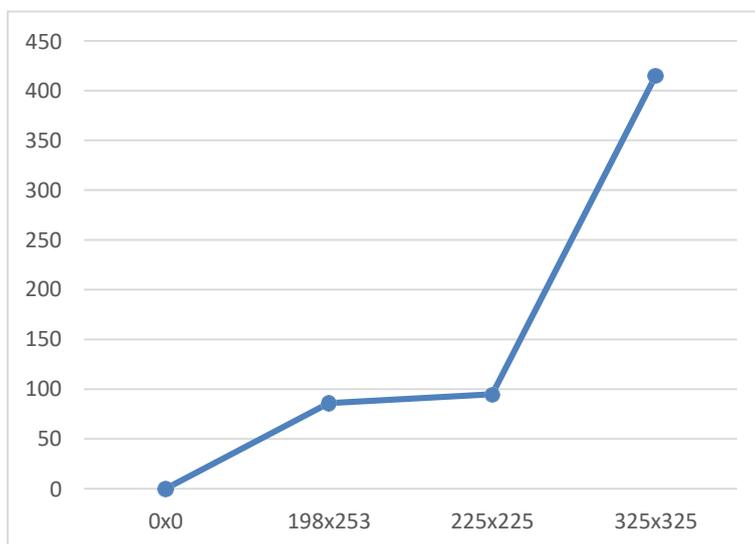


Рис. 2.36. График зависимости времени сжатия от размера изображения

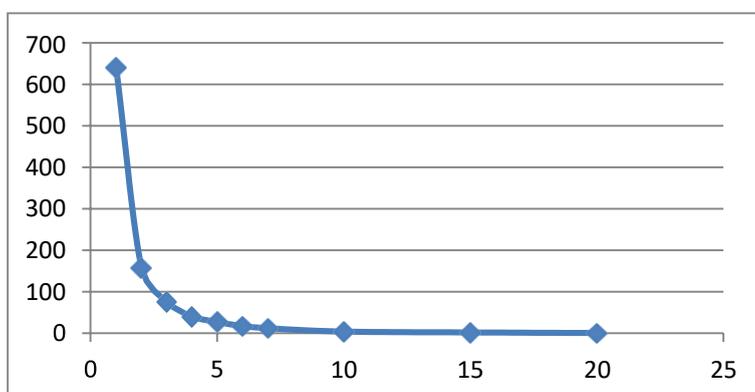


Рис. 2.37. График зависимости времени сжатия от параметра «смещение домена»

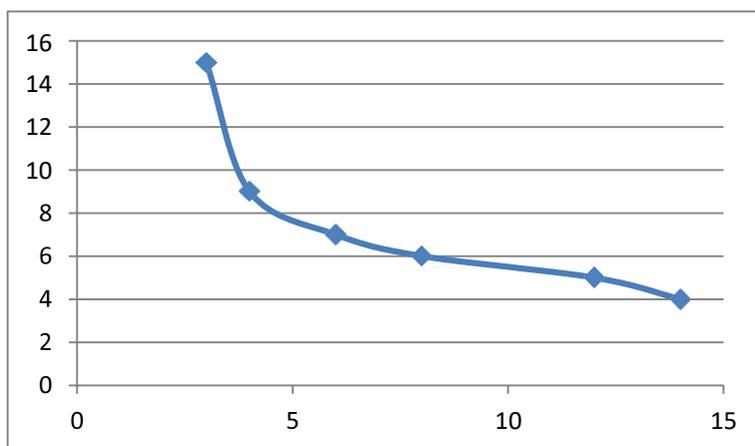


Рис. 2.38. График зависимости времени сжатия от параметра «размер региона»

На рис. 2.39 представлен график зависимости размера изображения (в Кбайт) от параметра «размер региона».

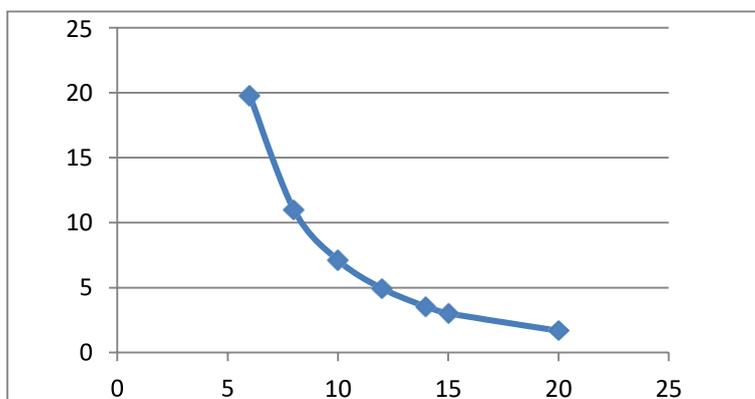


Рис. 2.39. График зависимости размера изображения (в Кбайт) от параметра «размер региона»

При максимально достигнутом коэффициенте сжатия, равном 143, размер изображения уменьшился с 435 Кб до 3,04 Кб.

Из представленных выше графиков можно сделать вывод, что:

- чем больше изображение, тем больше время сжатия;
- чем больше параметр «смещение домена», тем меньше время сжатия;
- чем меньше параметр «размер региона», тем больше время сжатия;
- чем меньше параметр «размер региона», тем больше размер изображения.

Рассмотрим табл. 2.6, в которой сводятся воедино параметры различных алгоритмов сжатия изображений.

Таблица 2.6

Алгоритмы сжатия

Алгоритм	К-ты сжатия	На что ориентирован	Потери
RLE	32, 2, 0.5	3,4-х битные	Нет
LZW	1 000, 4, 5/7	1-8-битные	Нет
Хаффмана	8, 1.5, 1	8-битные	Нет
ССТТ-3	213(3), 5, 0.25	1-битные	Нет
JBIG	2–30 раз	1-битные	Нет
Lossless JPEG	2 раза	24-битные, серые	Нет
JPEG	2–20 раз	24-битные, серые	Да
Рекурсивное сжатие	2–200 раз	24-битные, серые	Да
Фрактальный	2–2 000 раз	24-битные, серые	Да

Использование сжатия с потерями предоставляет возможность за счет потерь регулировать качество изображений. Коэффициенты сжатия у фрактальных алгоритмов варьируются в пределах 2–2 000 раз. Причем большие коэффициенты достигаются на реальных изображениях, что нетипично для предшествующих алгоритмов. Ниже представлен график зависимости размера изображения от коэффициента сжатия (рис. 2.40).

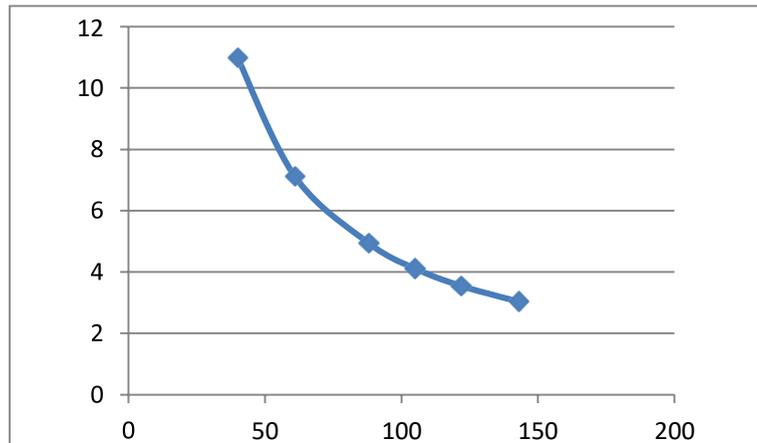


Рис. 2.40. Зависимость размера изображения по оси ординат от коэффициента сжатия по оси абсцисс

Ниже, для наглядности, приведены 2 рисунка, первый — исходное изображение; второй — изображение с максимально достигнутым коэффициентом сжатия, равным 143 (рис. 2.41).

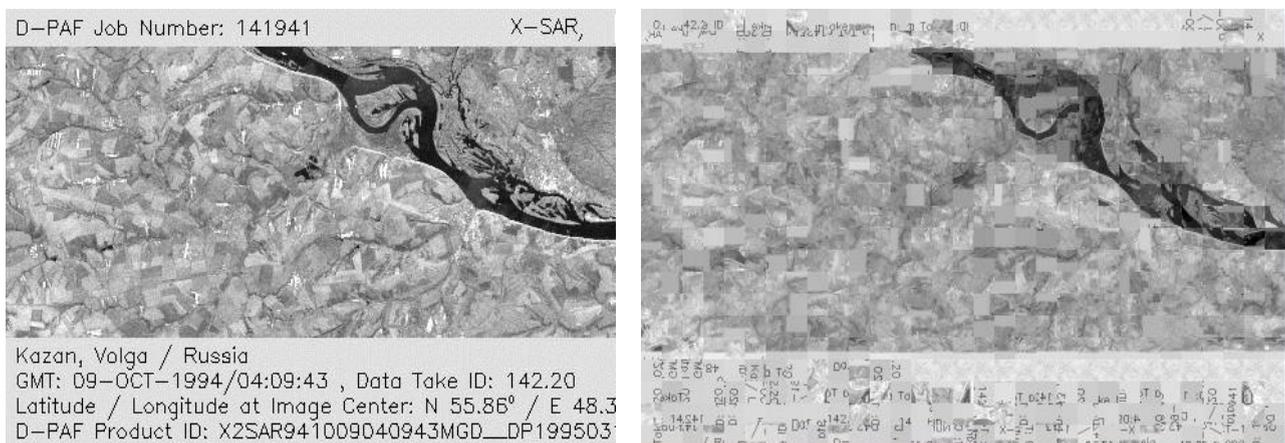


Рис. 2.41. Исходное изображение и изображение с коэффициентом сжатия 143

Как видно из рисунков, при сжатии текстовой информации она становится нечитабельной, хотя, как все изображение в целом, остается узнаваемой.

Недостатком этого алгоритма является потребность в больших вычислительных мощностях при архивации. Фактически это первый существенно несимметричный алгоритм. Причем если у всех предшествующих алгоритмов коэффициент симметричности (отношение времени архивации ко времени разархивации) не превышает 3, то у фрактального алгоритма он колеблется от 1 000 до 10 000 [6–12].

2.5. ВЕЙВЛЕТ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ

В настоящее время вейвлет-анализ является одним из наиболее мощных и при этом гибких средств исследования данных: помимо возможностей сжатия и фильтрации данных, анализ в базисе вейвлет-функций позволяет решать задачи идентификации, моделирования, аппроксимации стационарных и нестационарных процессов, исследовать вопросы наличия разрывов в производных, осуществлять поиск точек склеивания данных, удалять в данных тренд, отыскивать признаки фрактальности информации. Стоит отметить, что в основе подобных возможностей, обеспечивающих вейвлет-анализу весьма перспективное будущее, лежит природа его многомасштабности. Иначе говоря, гармонический анализ не способен конкурировать с вейвлет-анализом [15].

Вейвлет-преобразование широко используется для анализа сигналов. Помимо этого, оно находит большое применение в области сжатия данных. В дискретном вейвлет-преобразовании наиболее значимая информация в сигнале содержится при высоких амплитудах, а менее полезная — при низких. Сжатие данных может быть получено за счет отбрасывания низких амплитуд. Вейвлет-преобразование позволяет получить высокое соотношение сжатия в сочетании с хорошим качеством восстановленного сигнала. Вейвлет-преобразование было выбрано для стандартов сжатия изображений JPEG2000 и ICER. Однако при малых сжатиях вейвлет-преобразование уступает по качеству в сравнении с оконным Фурье-преобразованием, которое лежит в основе стандарта JPEG.

Выбор конкретного вида и типа вейвлетов во многом зависит от анализируемых сигналов и задач анализа. Для получения оптимальных алгоритмов преобразования разработаны определенные критерии, но их еще нельзя считать окончательными, так как они являются внутренними по отношению к самим алгоритмам преобразования и, как правило, не учитывают внешних критериев, связанных с сигналами и целями их преобразований. Отсюда следует, что при практическом использовании вейвлетов необходимо уделять достаточное внимание проверке их работоспособности и эффективности для поставленных целей по сравнению с известными методами обработки и анализа.

Изобретение вейвлетов было напрямую связано с необходимостью более глубокого анализа сигналов, чем анализ сигнала с помощью преобразования Фурье. Вейвлеты используют в тех случаях, когда результат анализа некоторого сигнала должен содержать не только простое перечисление его характерных частот (масштабов), но и сведения об определенных локальных координатах, при которых эти частоты проявляют себя. Анализ и обработка нестационарных (во времени) или неоднородных (в пространстве) сигналов разных типов представляют собой основное поле применения вейвлет-анализа.

Вейвлетом называется волновое колебание с начальным значением амплитуды, равным нулю, затем увеличивающимся и снова уменьшающимся до нуля. Это выражается в небольшом колебании исследуемого сигнала. Такое поведение этих функций позволяет записать и исследовать сейсмические волны или колебания сердца. В общем случае вейвлеты представляют собой функции, имеющие специфические свойства, позволяющие эффективно обрабатывать сигналы. Вейвлеты могут комбинироваться (с применением операций сдвига, умножения и суммирования) с выборками изучаемого сигнала для получения соответствующей информации.

Одна из основополагающих идей использования вейвлетов для представления сигналов заключается в разбивке приближения к сигналу на две составляющие: грубую (аппроксимирующую) и уточненную (детализирующую), с последующим их уточнением итерационным методом. Каждый шаг такого уточнения соответствует определенному уровню декомпозиции и восстановления сигнала. Это возможно как во временной, так и в частотной областях представления сигнала вейвлетами. Вейвлеты применяются во многих областях науки; главные области применения — обработка и анализ сигналов и сжатие изображений.

На практике используются следующие типы вейвлетов:

- вейвлет Хаара;
- мексиканская шляпа;
- модулированная гауссова кривая;
- производная гауссовой кривой;
- вейвлеты Добеши, Грассмана, Мейера;
- вейвлеты Бэттла — Лемарье;
- симлеты;
- койфлеты.

Масштабирующая функция определяет аппроксимацию сигнала (позволяет исследовать числовые характеристики и качественные свойства объекта, сводя задачу к изучению более простых или более удобных объектов).

Построение масштабирующей функции и функции вейвлета Хаара представлено на рис. 2.42.

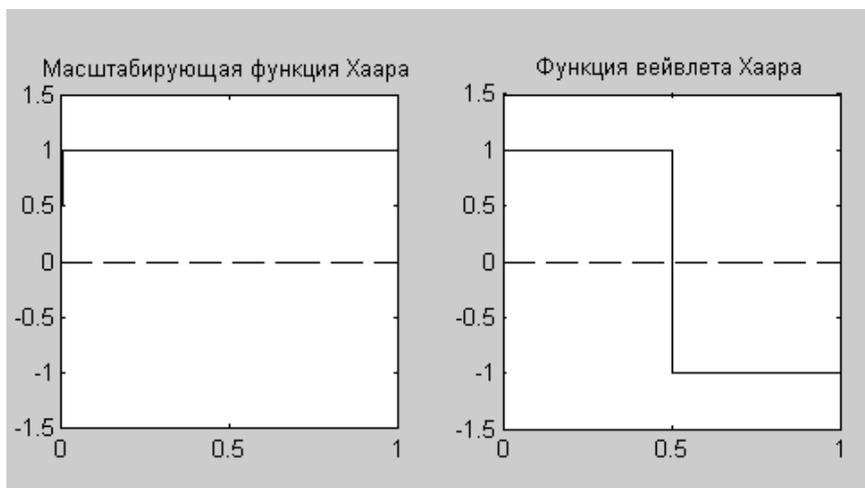


Рис. 2.42. Масштабирующая функция и функция вейвлета Хаара

В настоящее время вейвлет Добеши 4-го порядка является наиболее используемым. Функция данного вейвлета и его масштабирующая функция представлены на рис. 2.43.

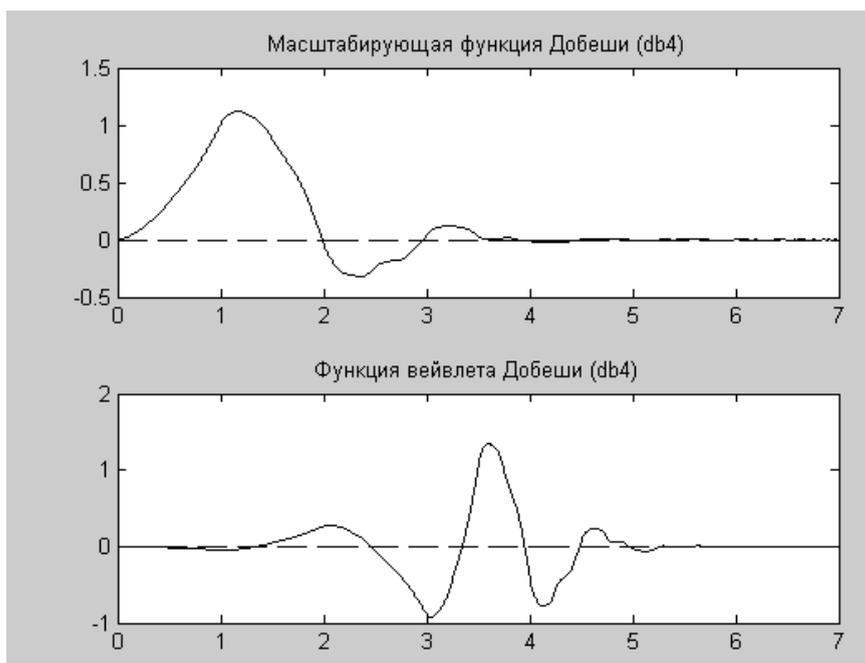


Рис. 2.43. Масштабирующая функция и функция вейвлета Добеши 4-го порядка

Главной задачей является нахождение вейвлет-коэффициентов. Использование свойств вейвлет-преобразования позволяет осуществить анализ сигналов. Например, слишком большие амплитуды значений вейвлет-коэффициентов

указывают на положение перепадов, которые имеют резкие изменения интенсивности изображения. Различные масштабы описывают контуры структуры изображения меняющихся размеров. Такое выделение перепадов эффективно для распознавания образов при компьютерной визуализации. Представляется необходимым продемонстрировать действие НВП на примере вейвлета Хаара.

Пакет MatLab Wavelet Toolbox представляет собой совокупность программ, позволяющих выполнять вейвлет-анализ и обработку сигналов средствами графического интерфейса пользователя. Пакет позволяет продемонстрировать практические приложения теории вейвлетов и вейвлет-преобразований. Остановимся на следующих пунктах:

1. Просмотр вейвлетов.
2. Одномерный дискретный вейвлет-анализ.
3. Вейвлет-разложение сигнала.
4. Интерпретация статистических характеристик сигнала.
5. Гистограммы коэффициентов аппроксимации и детализации.
6. Сжатие одномерных сигналов.
7. Удаление шума из сигналов.

Главное меню пакета вызывается из MatLab с помощью команды `wavemenu` (рис. 2.44).

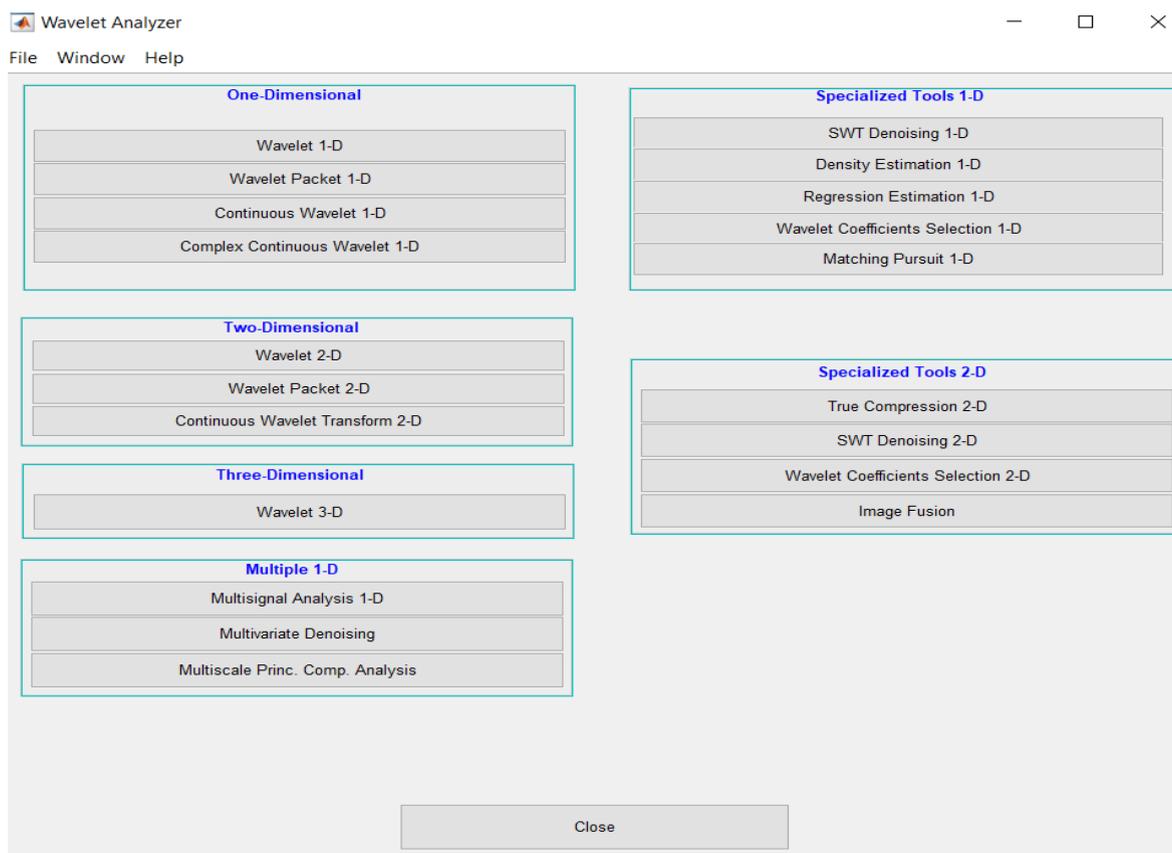


Рис. 2.44. Главное окно Wavelet Toolbox

Вейвлет 7-го порядка и масштабирующая функция Добеши, фильтры восстановления и разложения представлены на рис. 2.45.

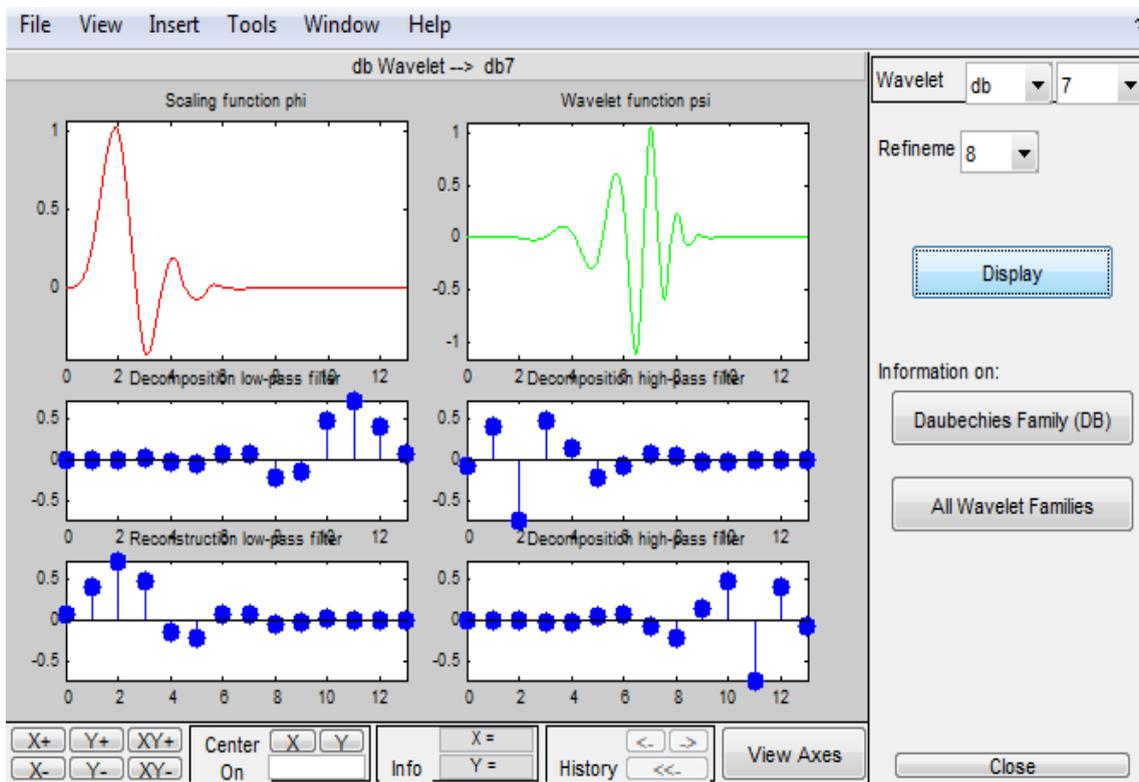


Рис. 2.45. Вейвлет 7-го порядка и масштабирующая функция Добеши, фильтры восстановления и разложения

Сжатие сигналов при помощи вейвлет-преобразований в Wavelet Toolbox

В главном окне необходимо нажать кнопку Wavelet 1-D, появится диалоговое окно, интерфейс которого позволяет осуществлять обработку одномерных сигналов.

Загрузка сигнала Frequency Breakdown (Load → Example Analysis → Basic Signals → Frequency Breakdown) рис. 2.46–2.48.

Кнопка *compress* позволяет осуществить сжатие одномерного сигнала (рис. 2.47).

При сжатии одномерных сигналов используется метод глобальной пороговой обработки детализирующих коэффициентов. Управлять сжатием можно группой компонентов справа, устанавливая ползунком значение. Задав порог (процент сохраняемых коэффициентов), в результате мы получаем сжатый сигнал.

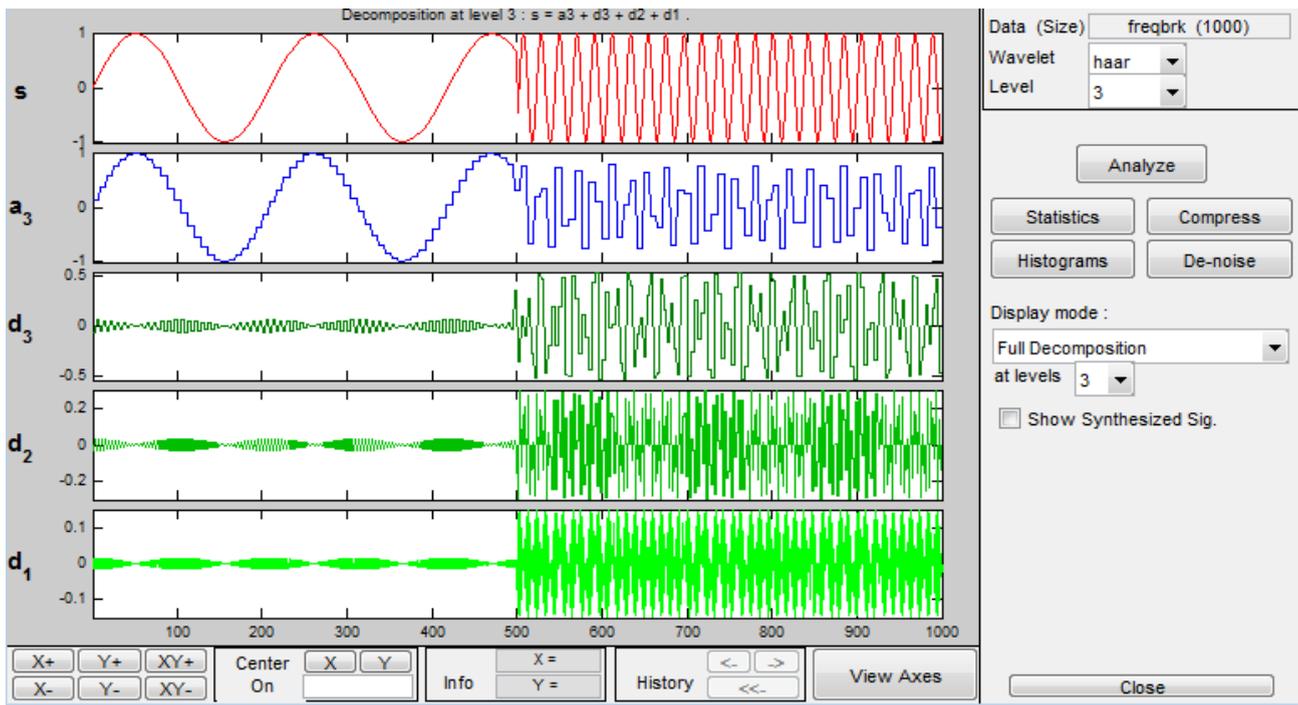


Рис. 2.46. Разложение сигнала

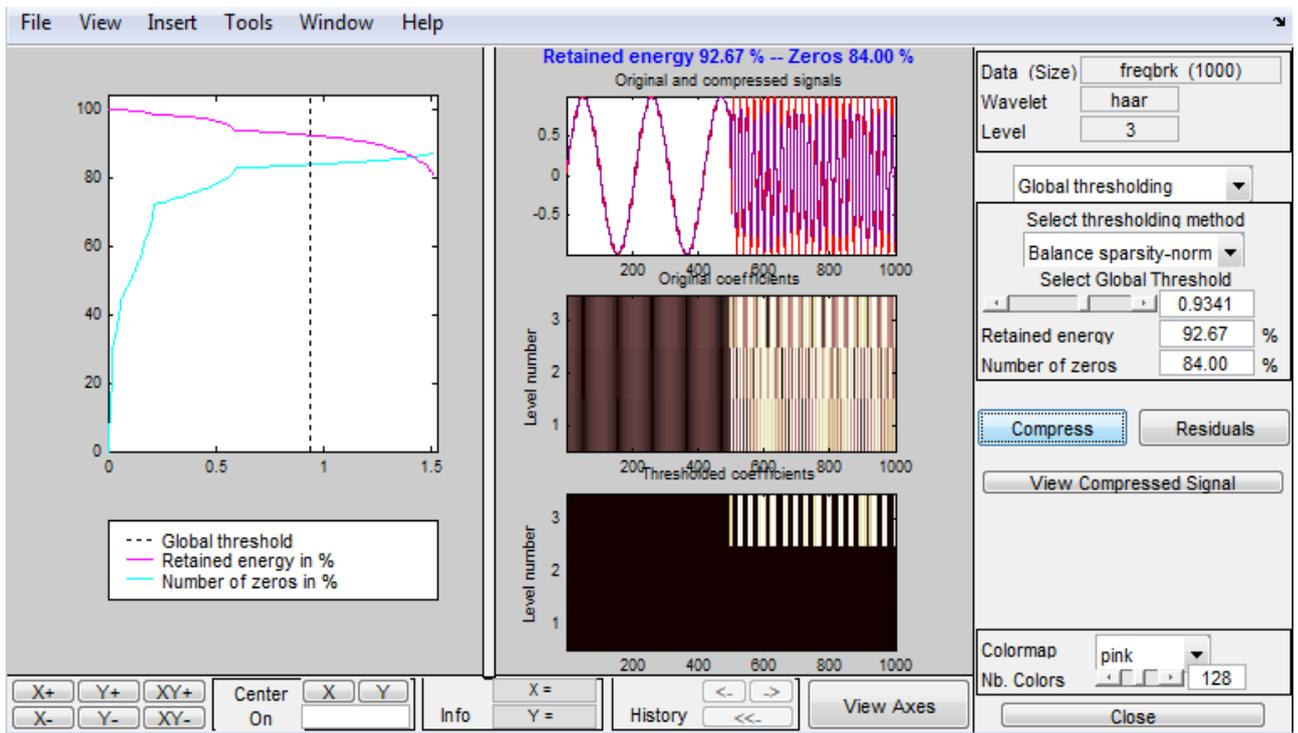


Рис. 2.47. Интерфейс окна, вызываемого нажатием кнопки *Compress*

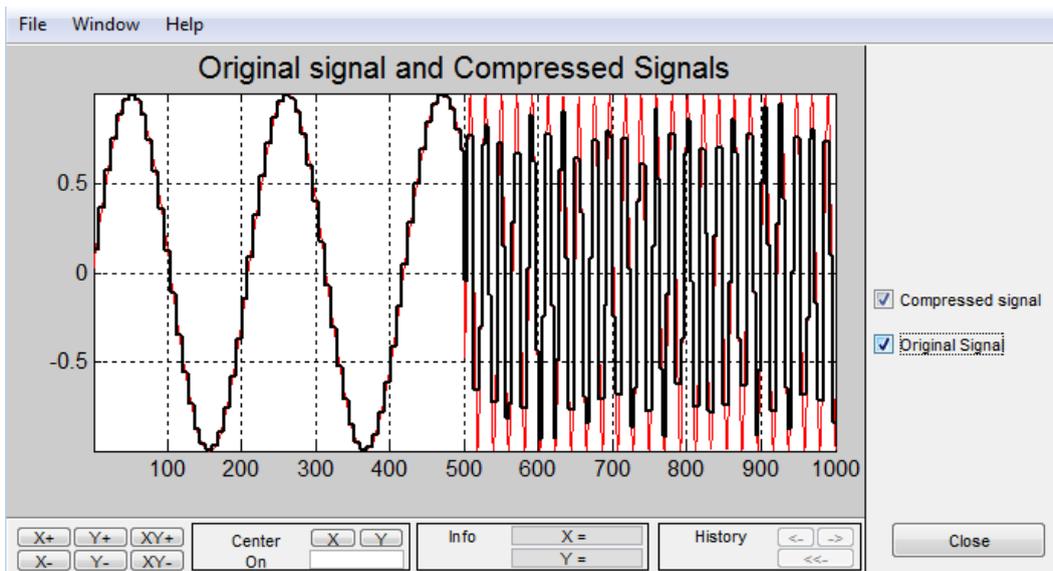


Рис. 2.48. Исходный и сжатый сигнал при помощи вейвлет-преобразования Хаара третьего уровня

Сжатие одномерного сигнала при помощи различных вейвлет-преобразований

На сегодняшний день существует большое количество математических алгоритмов вейвлет-преобразований, данный раздел содержит рассмотрение трех основных и сравнительный анализ их характеристик.

Вейвлет Хаара пятого уровня. Разложение исследуемого сигнала при помощи вейвлета Хаара пятого уровня представлено на рис. 2.49–2.51.

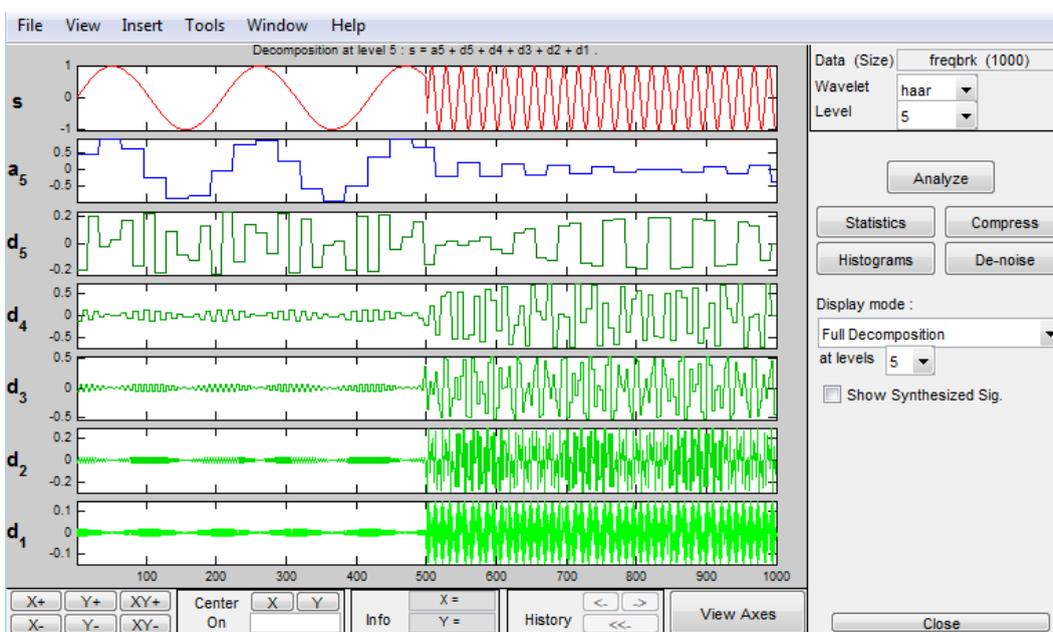


Рис. 2.49. Разложение сигнала при помощи вейвлета Хаара пятого уровня

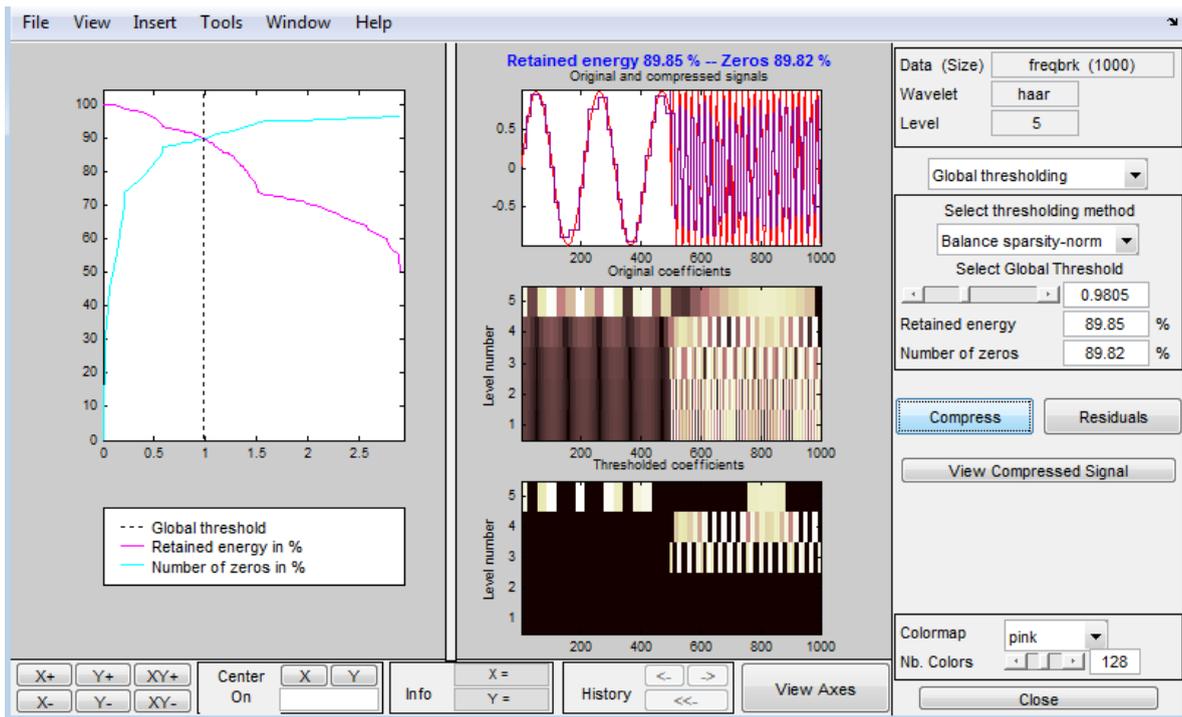


Рис. 2.50. Сжатие сигнала при помощи вейвлета Хаара пятого уровня

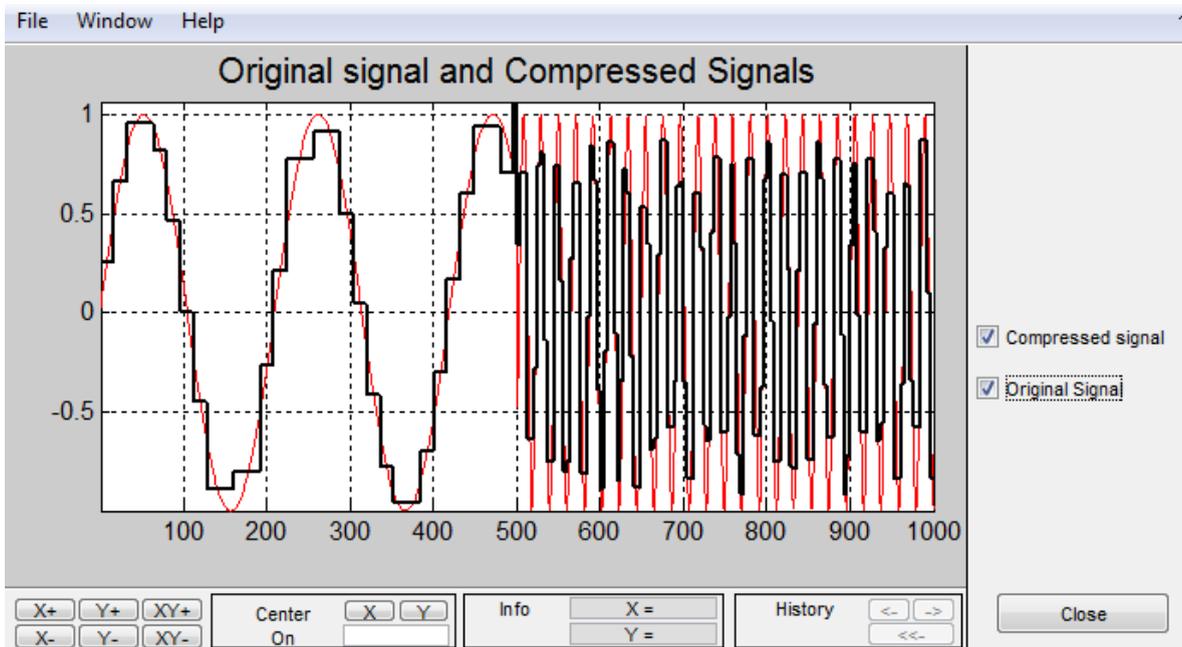


Рис. 2.51. Исходный и сжатый сигнал при помощи вейвлет-преобразования Хаара пятого уровня при коэффициенте сжатия 0,98

Далее необходимо проанализировать зависимость количества сохраненной энергии сигнала от коэффициента сжатия, результаты представлены на рис. 2.52.

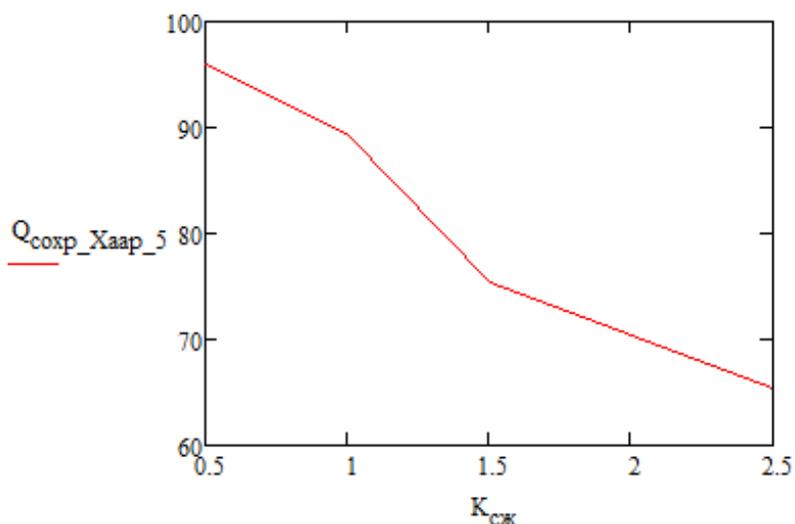


Рис. 2.52. Зависимость количества сохраненной энергии от коэффициента сжатия для вейвлет-преобразования Хаара пятого уровня

Вейвлет Добеши пятого уровня и пятого порядка. Разложение исследуемого сигнала при помощи вейвлета Добеши пятого уровня и пятого порядка представлено на рис. 2.53–2.55.

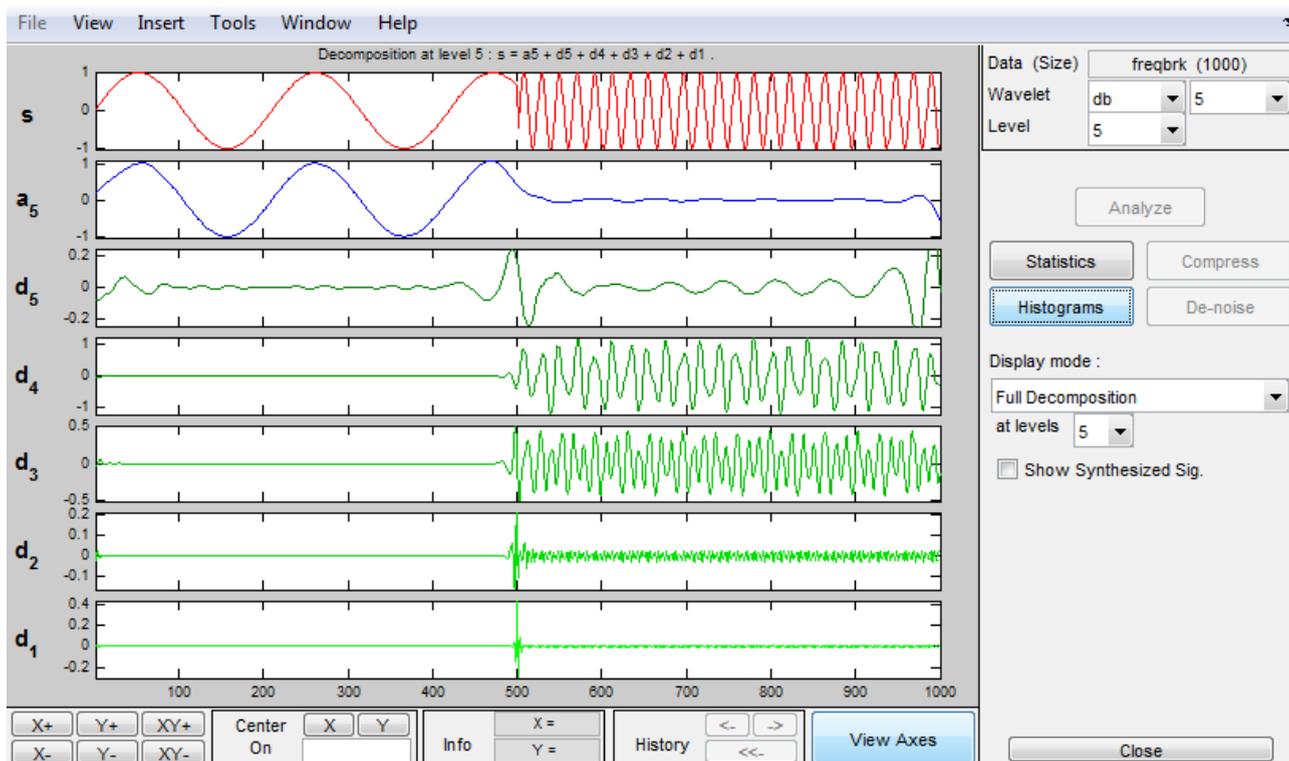


Рис. 2.53. Разложение сигнала при помощи вейвлета Добеши пятого уровня и пятого порядка

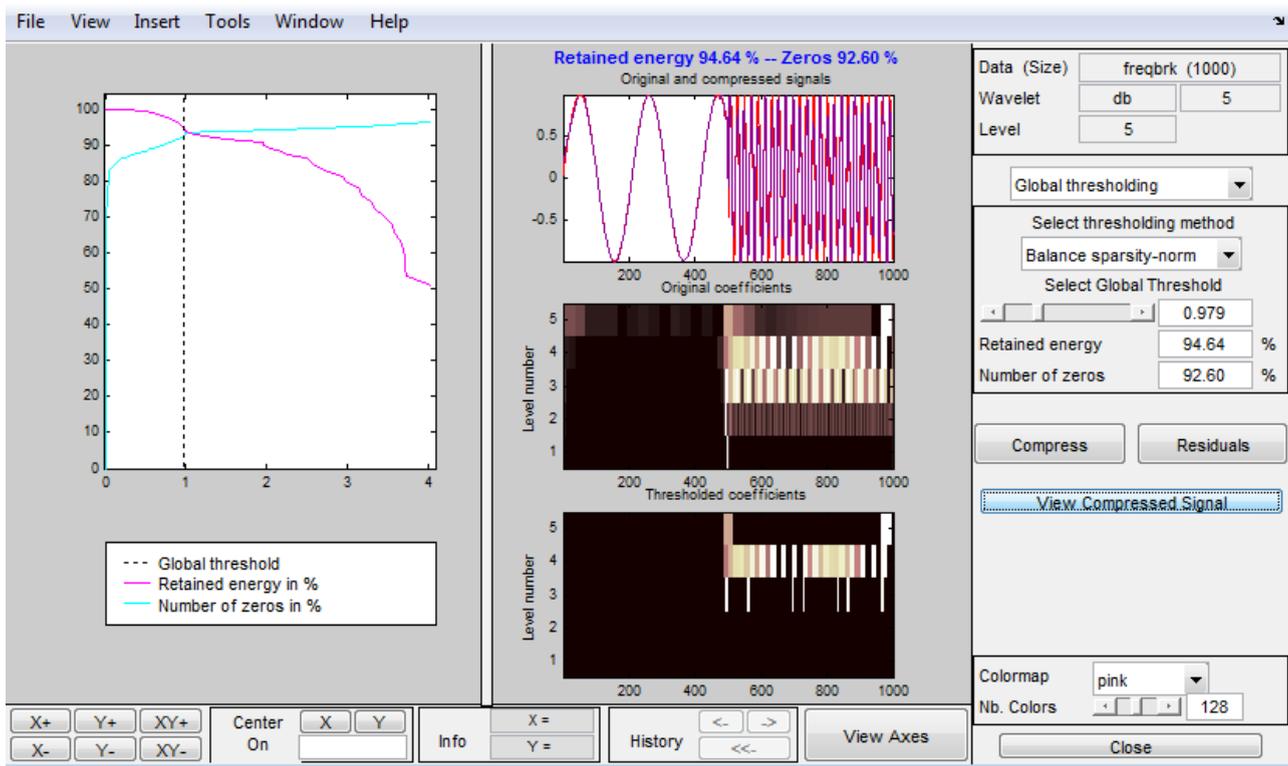


Рис. 2.54. Сжатие сигнала при помощи вейвлета Добеши пятого уровня и пятого порядка

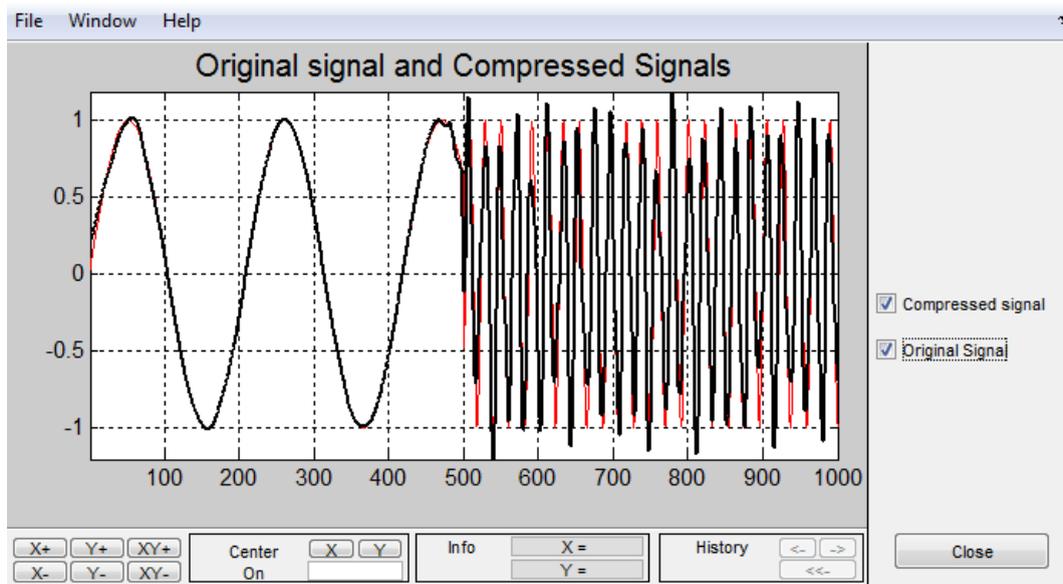


Рис. 2.55. Исходный и сжатый сигнал при помощи вейвлет-преобразования Добеши пятого уровня и пятого порядка при коэффициенте сжатия 0,98

Далее необходимо проанализировать зависимость количества сохраненной энергии сигнала от коэффициента сжатия, результаты представлены нарис. 2.56.

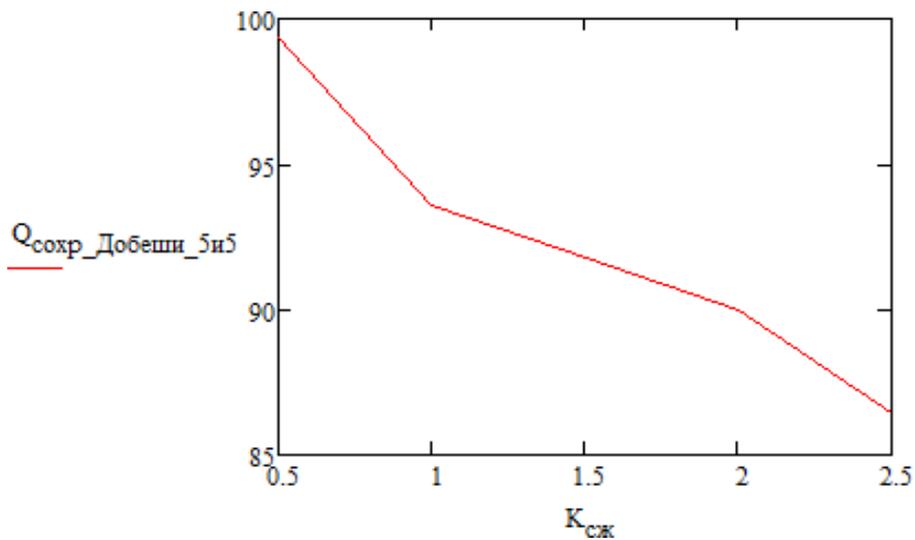


Рис. 2.56. Зависимость количества сохраненной энергии от коэффициента сжатия для вейвлет-преобразования Добеши пятого уровня и пятого порядка

Биортогональное преобразование пятого уровня и порядка 5,5. Разложение исследуемого сигнала при помощи биортогонального преобразования пятого уровня и порядка 5,5 представлено на рис. 2.57–2.59.

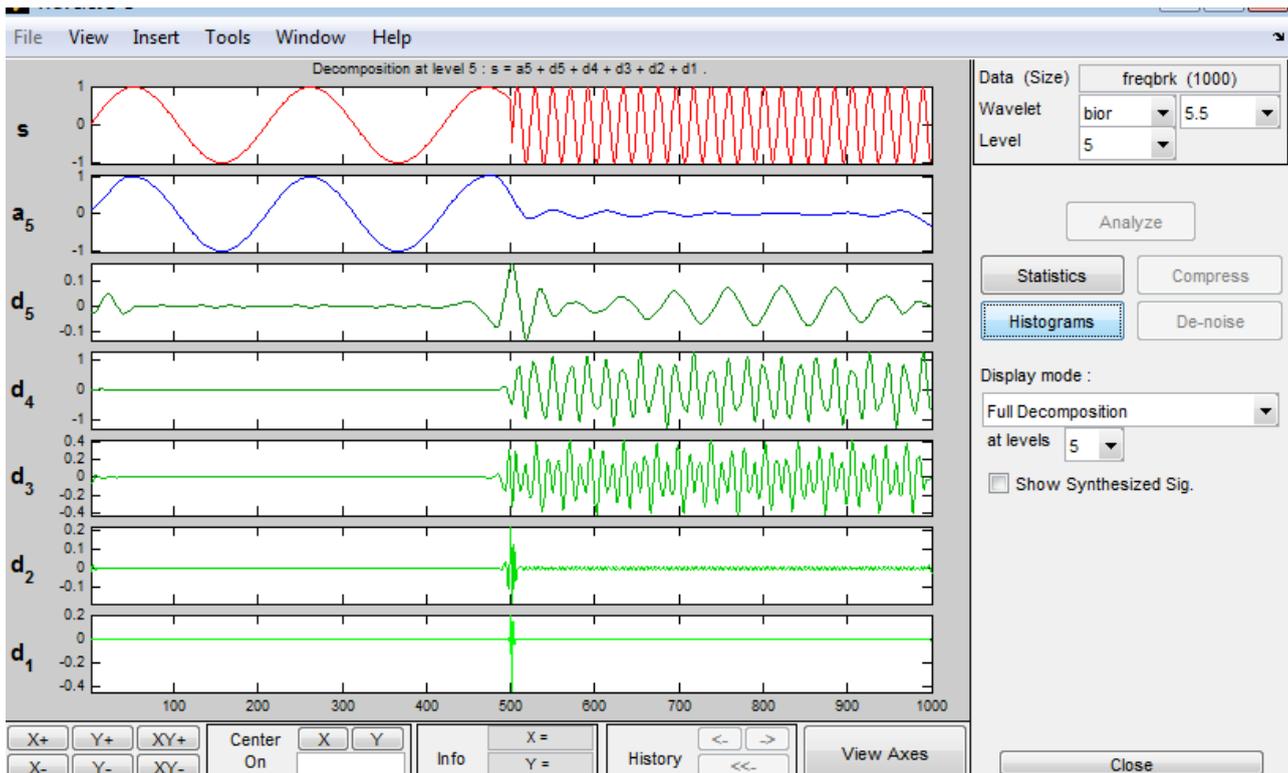


Рис. 2.57. Разложение сигнала при помощи биортогонального преобразования пятого уровня и порядка 5,5

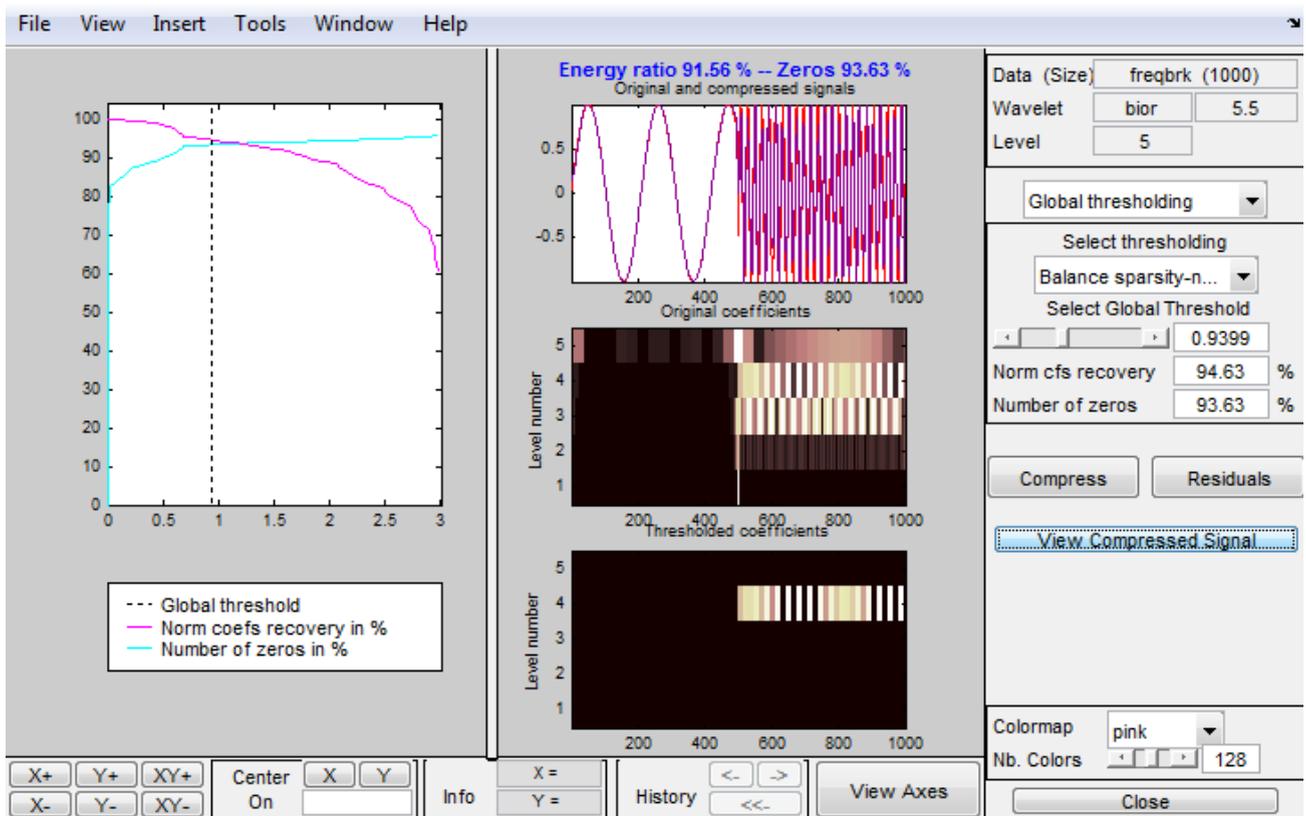


Рис. 2.58. Сжатие сигнала при биортогональном вейвлет-преобразовании пятого уровня и порядка 5,5

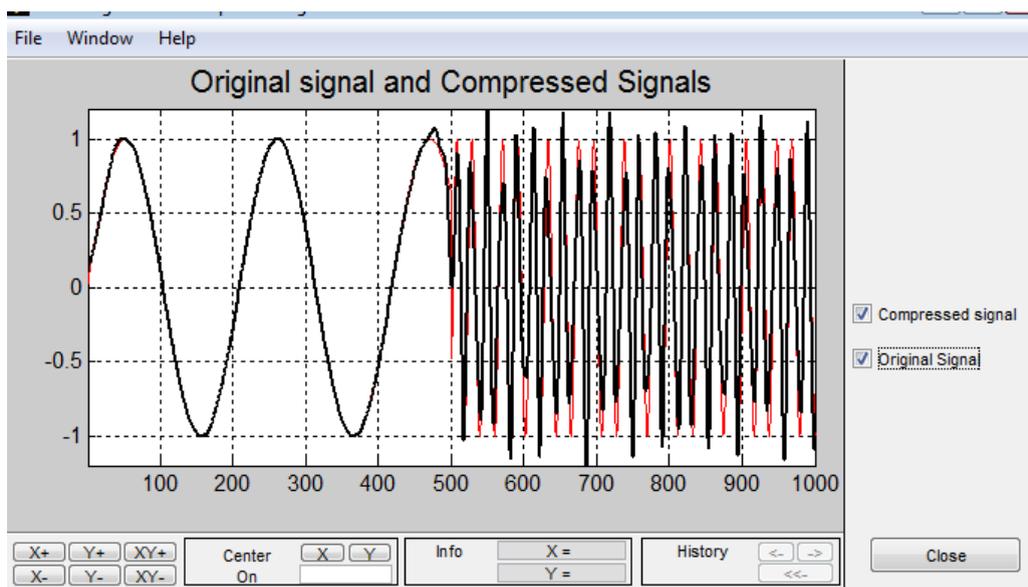


Рис. 2.59. Исходный и сжатый сигнал при помощи биортогонального вейвлет-преобразования пятого уровня и 5,5 порядка при коэффициенте сжатия 0,98

Далее необходимо проанализировать зависимость количества сохраненной энергии сигнала от коэффициента сжатия, результаты на рис. 2.60–2.61.

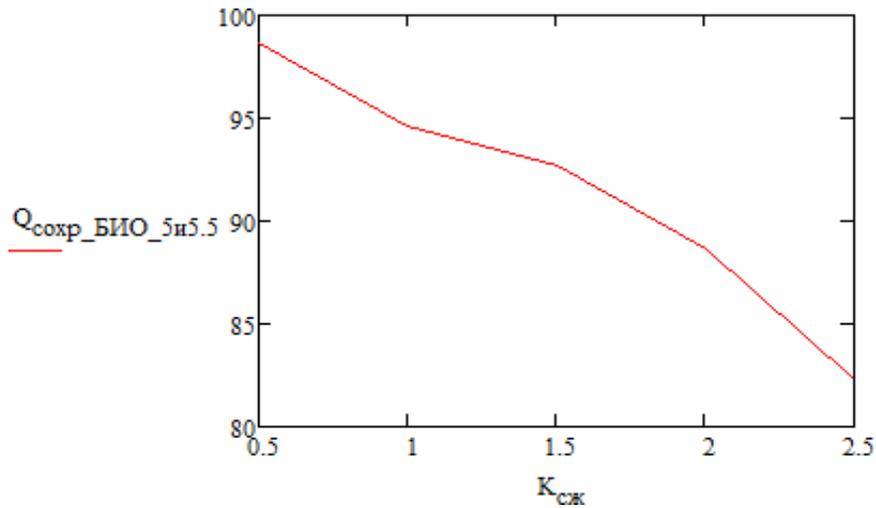


Рис. 2.60. Зависимость количества сохраненной энергии от коэффициента сжатия для биортогонального пятого уровня и 5,5 порядка

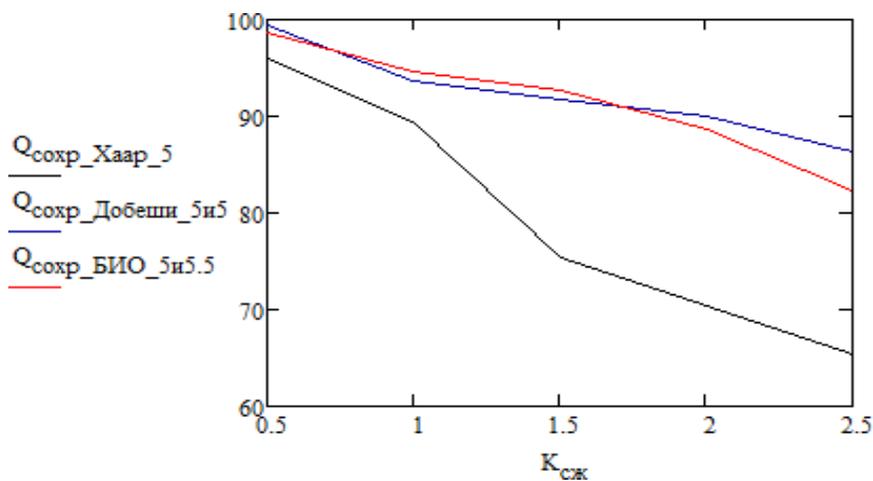


Рис. 2.61. Сравнение энергетических характеристик сжатых сигналов при различных методах вейвлет-преобразований

В результате выполнения данной работы был проведен теоретический обзор современных алгоритмов вейвлет-преобразований для сжатия одномерных сигналов.

Было установлено, что использование вейвлет-преобразований является эффективным средством преобразования информации для передачи по каналам связи. Так в современном телекоммуникационном оборудовании предусмотрено использование помехоустойчивых алгоритмов кодирования с использованием избыточности.

Также были приобретены практические навыки работы с приложением Wavelet Toolbox Matlab, которое позволяет наглядно продемонстрировать принцип действия сжатия информации путем вейвлет-преобразований.

Были построены графики зависимостей количества сохраненной энергии сигнала от коэффициента сжатия для различных алгоритмов вейвлет-преобразований.

В том числе было установлено, что использование вейвлет-преобразований Добеши и Хаара эффективнее использования биортогонального вейвлет-преобразования с точки зрения сохраненной энергии сигнала.

Данная работа имеет практическое значение, так как была разработана методика для выполнения лабораторной работы по сжатию информации с использованием вейвлет-преобразований при помощи программного обеспечения Matlab.

Таким образом, можно сделать обоснованный вывод о том, что вейвлет-анализ и обработка сигналов на сегодняшний день — быстро развивающаяся область прикладной науки, которая в будущем может стать ведущим способом обработки информации. На основе вейвлет-преобразования могут быть построены высокоэффективные алгоритмы сжатия информации, что актуально в наши дни [6–12].

ГЛАВА 3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

3.1. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ КОДЫ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

В теории современных телекоммуникационных систем значительное внимание уделяется изучению методов кодирования информации. В технике электрической связи широко используют результаты теории кодирования.

Кодирование — операция отождествления символов или групп символов одного кода с символами или группами символов другого кода. Необходимость кодирования возникает, прежде всего, из потребности приспособить форму сообщения к данному каналу связи или к какому-либо другому устройству, предназначенному для преобразования или хранения информации.

Типичная структурная схема системы передачи дискретной информации (СПДИ) приведена на рис. 3.1. Источник вырабатывает сообщения, которые необходимо передавать по каналу СПДИ. Это могут быть последовательности дискретных сообщений (данные, телеграфные сообщения и т. д.) либо непрерывные сообщения (речь, телевидение, результаты телеизмерений и др.), преобразованные в цифровую форму.

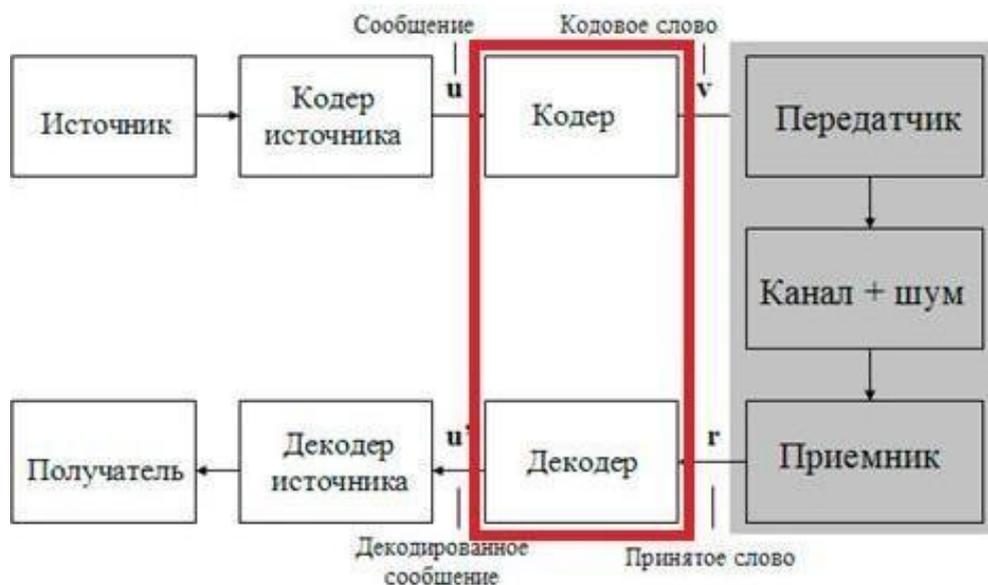


Рис. 3.1. Структурная схема системы передачи дискретной информации

Реальные сообщения содержат избыточность и для согласования источника с каналом передачи информации используют кодер источника. Совместно

с декодером они образуют кодек источника. Методы кодирования источников изучались в модуле 2. Основная задача любой СДПИ — передача информации с заданными верностью и скоростью передачи. Эти требования находятся в противоречии, причем повышение скорости передачи информации в реальных СПДИ приводит к снижению помехоустойчивости и верности передачи.

Согласно известным теоремам К. Шеннона, в принципе возможно сколько угодно большое повышение верности передачи информации, если скорость передачи по каналу $R_{\text{кан}}$ не превышает пропускной способности канала $C_{\text{к}}$. Достигается это применением достаточно длинных корректирующих кодов (КК).

Корректирующие коды — это коды, позволяющие обнаруживать или исправлять ошибки, возникающие при передаче сообщений по каналам связи.

С этой целью в структуру КК вводится **избыточность**.

Кодек КК (кодер и декодер канала) приведены на рис. 3.1. В реальных условиях длина кода ограничена допустимой сложностью устройств кодирования и, прежде всего, декодирования, поэтому эффект от применения корректирующих кодов зависит от параметров кода и ограничений на реализацию кодека канала.

Современная теория предлагает широкий набор корректирующих кодов, различных по структуре, принципам построения и корректирующей способности. В последующих разделах рассмотрены классы кодов, для которых разработаны достаточно простые и эффективные алгоритмы кодирования/декодирования и которые наиболее перспективны для использования в каналах телекоммуникационных систем.

Классификация корректирующих кодов

В теории и технике помехоустойчивого кодирования известно множество корректирующих кодов, которые могут быть классифицированы по различным признакам. Классификация кодов приведена на рис. 3.2.

По способу формирования КК подразделяются на блочные и непрерывные. Формирование **блочных кодов** предусматривает разбиение передаваемых цифровых последовательностей на отдельные блоки, которые подаются на вход кодера. Каждому такому блоку на выходе кодера соответствует блок кодовых символов, работа кодера определяется правилом, или **алгоритмом кодирования**. Формирование **непрерывных кодов** осуществляется непрерывно во времени, без деления на блоки, что и определяет наименование этого класса кодов. Блочные коды исторически были предложены и изучены ранее, на заре развития теории кодирования.

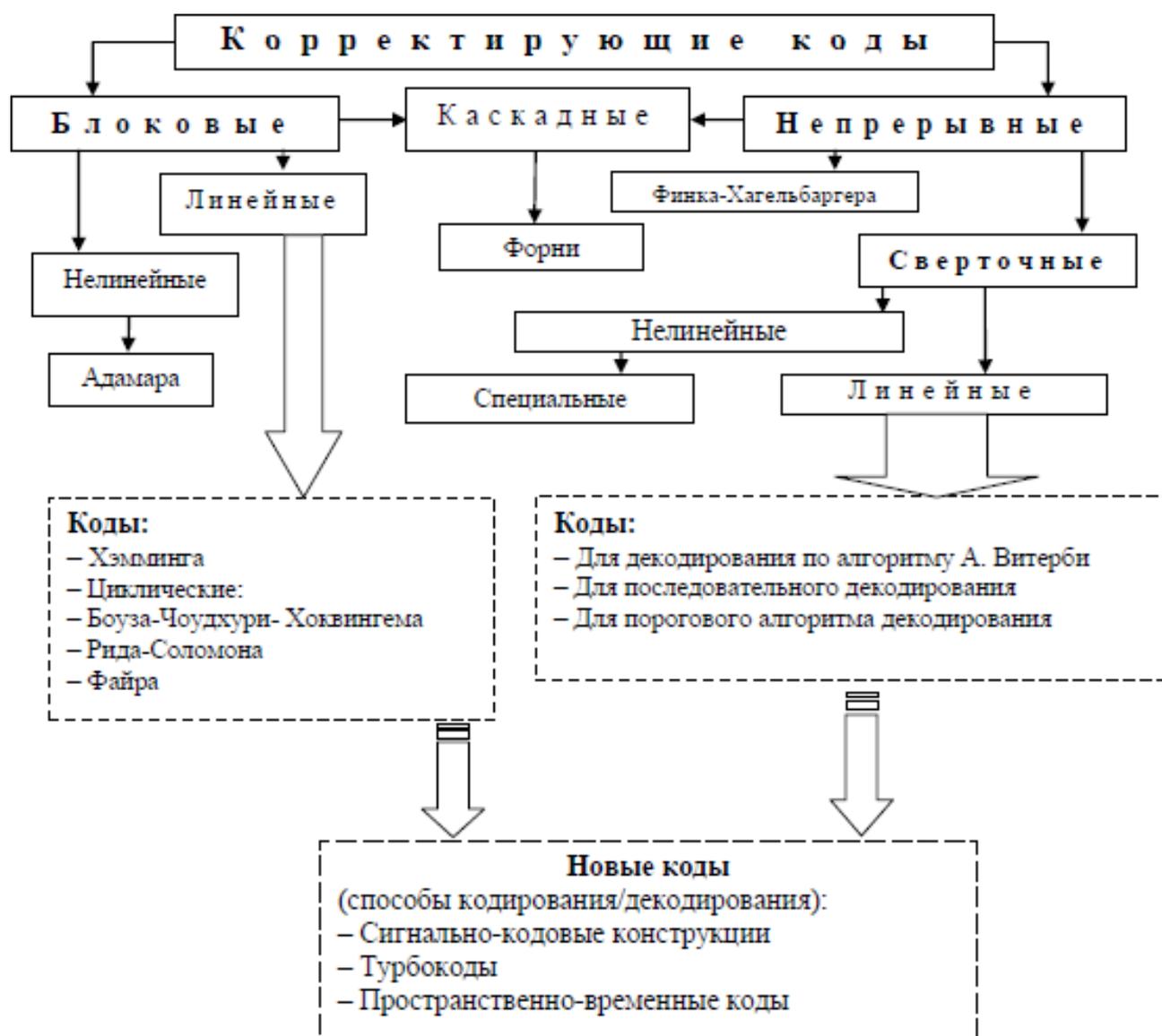


Рис. 3.2. Классификация корректирующих кодов

В классе непрерывных кодов следует отметить *сверточные коды*, которые по характеристикам превосходят блочные коды и по этой причине находят широкое применение в телекоммуникационных системах. Многие коды носят имена ученых, которые их предложили и исследовали. Таким примером является непрерывный код Финка — Хагельбаргера, предложенный советским ученым Л.М. Финком и немецким специалистом Р. Хагельбаргером. Длительное время этот код служил в литературе показательным примером непрерывного кода с простым алгоритмом кодирования/декодирования, но после открытия сверточных кодов уступил им место.

Для описания процедур кодирования/декодирования как блочных, так и сверточных кодов используют адекватный математический аппарат. Для описания *линейных кодов* используется хорошо разработанный аппарат линейной

алгебры. Формирование нелинейных кодов производится с применением нелинейных процедур. Такой подход позволяет в некоторых случаях получить **нелинейные коды** с рядом специальных свойств. В теории и технике кодирования важной является проблема сложности реализации процедур кодирования/декодирования и в особенности процедур декодирования. Поэтому некоторые классы кодов (коды Хемминга, циклические коды Боуза — Чоудхури — Хоквингема, Рида — Соломона, Файра и др.) были разработаны совместно с алгоритмами декодирования, связанными со структурными свойствами этих кодов. И, наоборот, разработка новых алгоритмов декодирования сверточных кодов (алгоритм А. Витерби, последовательное декодирование, пороговое декодирование) инициировала поиски соответствующих сверточных кодов. Отличные преимущества корректирующих кодов (как блочных, так и сверточных) побуждали поиски новых подходов к реализации путей повышения помехоустойчивости и эффективности телекоммуникационных систем. На рис. 3.2 отмечены, соответственно, **новые методы кодирования**: сигнально-кодовые конструкции, турбокоды, пространственно-временные коды и т. п. [1, 4].

3.2. ИССЛЕДОВАНИЕ КОДОВ ХЕММИНГА, БЧХ (БОУЗА — ЧОУДХУРИ — ХОКВЕНГЕМА), РИДА — СОЛОМОНА

Код Хэмминга

Наиболее известным линейным кодом является **блочный код Хэмминга**. В данном пункте будет рассмотрен (7,4)-код Хэмминга. Линейный блочный код, для которого выполняется неравенство Хэмминга, является кодом Хэмминга, то есть код (7,4) — не единственный код, который является данным кодом.

Введем некоторые обозначения, которые составляют основу помехоустойчивого кодирования:

k — количество информационных бит;

n — количество бит на выходе кодера;

r — количество проверочных (избыточных) бит.

Вместо k бит информационного вектора в канал передается n бит кодового вектора. В этом случае говорят об избыточном кодировании со скоростью k .

Чем ниже скорость, тем больше избыточность кода, и тем большими возможностями для защиты от ошибок он обладает. Однако следует учитывать, что с увеличением избыточности затраты на передачу информацию также возрастают.

В кодировании и декодировании участвуют генераторная и проверочная матрицы, структура которых представлена на рис. 3.3.

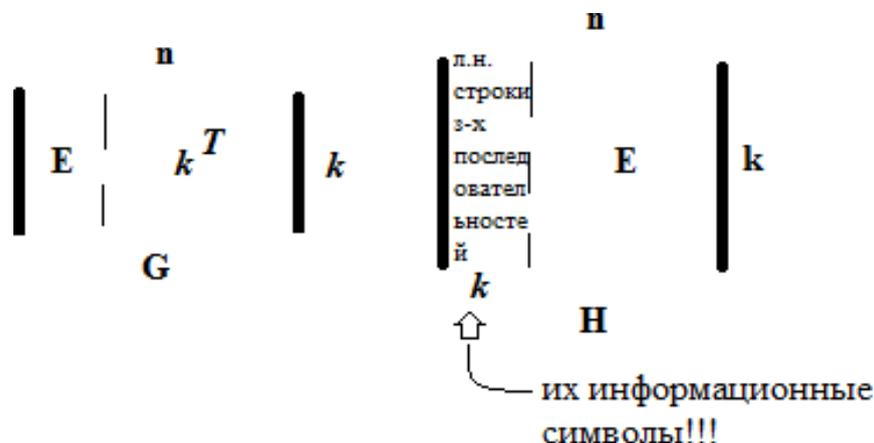


Рис. 3.3. Генераторная и проверочная матрицы

Также код Хэмминга имеет минимальное кодовое расстояние в пространстве, равное трем, из этого следует, что данный код умеет обнаруживать любые двукратные ошибки и исправлять любые однократные.

Рассмотрим код Хэмминга (7,4) в теории.

Для этого кода генераторная и проверочная матрицы уже заготовлены и имеют следующий вид (рис. 3.4).

$$G_{4 \times 7} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad H_{3 \times 7} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Рис. 3.4. Структура генераторной и проверочной матрицы для кода (7,4)

Кодирование осуществляется следующим образом.

Кодовое слово n и информационное слово k связаны соотношением:

$$n = v = k * G,$$

где G — порождающая матрица, структура которой была описана выше.

Например, информационный вектор $k = (1010)$ отобразится в кодовый вектор следующим образом (рис. 3.5).

$$v = (1010) \times \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = (0011010)$$

Рис. 3.5. Кодирование кода (7,4)

Легко заметить, что последние четыре разряда кодового вектора совпадают с информационным вектором. Это свойство называется систематичностью кода.

Здесь первые три бита последовательности являются проверочными (избыточными).

Декодирование осуществляется на получении **синдрома** и производится это все следующим образом:

Система проверочных уравнений выглядит:

$$s = n = v * H^T.$$

Вектор s принято называть **синдромом**. Таким образом, ошибка будет обнаружена, если хотя бы одна из компонент s не равна нулю.

При передаче информационного слова $a = (1010)$ по каналу без шума выходной вектор был $n = (0011010)$. Можем убедиться, что в этом случае синдром равен 0 (рис. 3.6).

$$s = (0011010) \times \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} = (000)$$

Рис. 3.6. Получение синдрома для кода (7,4)

Если, например, в кодовом слове произошла одиночная ошибка на четвертой позиции ($r = (0010010)$), то синдромом является четвертая строка транспонированной проверочной матрицы.

$$s = (0010010) \circ \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} = (110)$$

Рис. 3.7. Нахождение ошибочного бита для кода (7,4)

Перебрав все возможные позиции одиночной ошибки, получим полную таблицу синдромов однократных ошибок — таблицу соответствий номера ошибочного разряда получающемуся при этом синдрому (рис. 3.7). Таким образом, производится декодирование. Если ошибки найдены, то они соответственно исправляются.

Проведение эксперимента и обработка результатов в MATLAB

Задание:

1. Собрать схему.
2. Подготовить схемы для реализации кодов Хэмминга (7,4) и (15,11) основываясь на примере, представленном в отчете.

При коде (7,4) в параметрах кодера и декодера `MessageLengthK`, or `M-degreeprimitivepolynomial` устанавливается `gfprimfd(3,'min')`, а при коде (15,11) — `gfprimfd(4,'min')`.

3. Для полученных кодов изменять вероятность ошибки в пределах от 0 до 1 (не менее 4 точек) и снимать с дисплеев полученные входные последовательности, закодированные последовательности, декодированные последовательности и ошибки.

4. Построить графики зависимости числа обнаруженных ошибок от вероятности ошибки для кодов (7,4) и (15,11).

В рабочем поле необходимо собрать схему для работы кода Хэмминга (7,4). Схема представлена на рис. 3.8.

В состав линии с кодированием входят:

- Bernoulli Binary Generator;
- Hamming Encoder;
- Binary Symmetric Channel (канал передачи);
- Hamming Decoder;
- Error Rate Calculation (анализатор ошибок);
- Display.

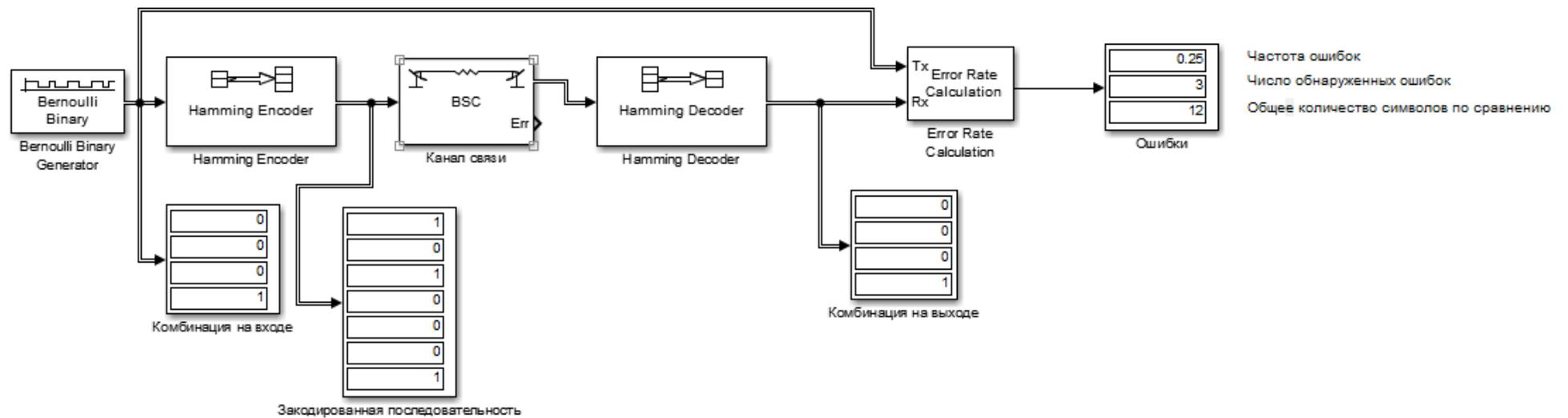


Рис. 3.8. Линия передачи с применением кода Хэмминга

Устанавливаем характеристики блоков для кода (7,4) (рис. 3.9–3.13).

Bernoulli Binary Generator

Generate a Bernoulli random binary number.
To generate a vector output, specify the probability as a vector.

Parameters

Probability of a zero: 0.5

Initial seed: 61

Sample time: 1

Frame-based outputs

Samples per frame: 4

Output data type: boolean

Рис. 3.9. Параметры Bernoulli Binary Generator

Hamming Encoder (mask) (link)

Create a Hamming code with message length K and codeword length N. The number N must have the form $2^M - 1$, where M is an integer greater than or equal to 3. K must equal N-M.

The input must contain exactly K elements. If it is frame-based, then it must be a column vector.

Parameters

Codeword length N: 7

Message length K, or M-degree primitive polynomial: `gfprimfd(3,'min')`

Рис. 3.10. Параметры Hamming Encoder

Binary Symmetric Channel (mask) (link)

Add binary errors to the input signal.

Parameters

Error probability:

Initial seed:

Output error vector

Output data type:

Рис. 3.11. Параметры Binary Symmetric Channel

Hamming Decoder (mask) (link)

Recover a binary message vector from a binary Hamming codeword vector. The message is of length K and the codeword is of length N , where N has the form $2^M - 1$, for some integer M greater than or equal to 3. K must equal $N - M$.

The input must contain exactly N elements. If it is frame-based, then it must be a column vector.

Parameters

Codeword length N :

Message length K , or M -degree primitive polynomial:

Рис. 3.12. Параметры Hamming Decoder

Error Rate Calculation (mask) (link)

Compute the error rate of the received data by comparing it to a delayed version of the transmitted data. The block output is a three-element vector consisting of the error rate, followed by the number of errors detected and the total number of symbols compared. This vector can be sent to either the workspace or an output port.

The delays are specified in number of samples, regardless of whether the input is a scalar or a vector. The inputs to the 'Tx' and 'Rx' ports must be scalars or column vectors.

The 'Stop simulation' option stops the simulation upon detecting a target number of errors or a maximum number of symbols, whichever comes first.

Parameters

Receive delay:

Computation delay:

Computation mode:

Output data:

Рис. 3.13. Параметры Error Rate Calculation

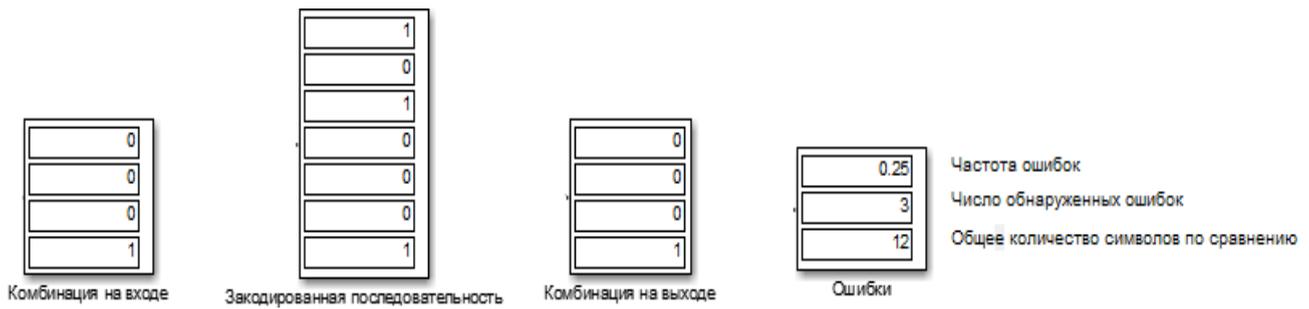


Рис. 3.14. Комбинация на входе, Закодированная последовательность, Комбинация на выходе, Ошибки (вероятность ошибок равна 0,2)

Анализируя рис. 3.14, можно сделать вывод, что комбинация на входе совпадает с комбинацией на выходе, таким образом, передача осуществилась удачно. Что касается ошибок, то их частота равна 0,25, число обнаруженных ошибок равно 3, общее количество символов по сравнению равно 12. Кодирование и декодирование здесь осуществляется методом, описанным выше (рис. 3.15).

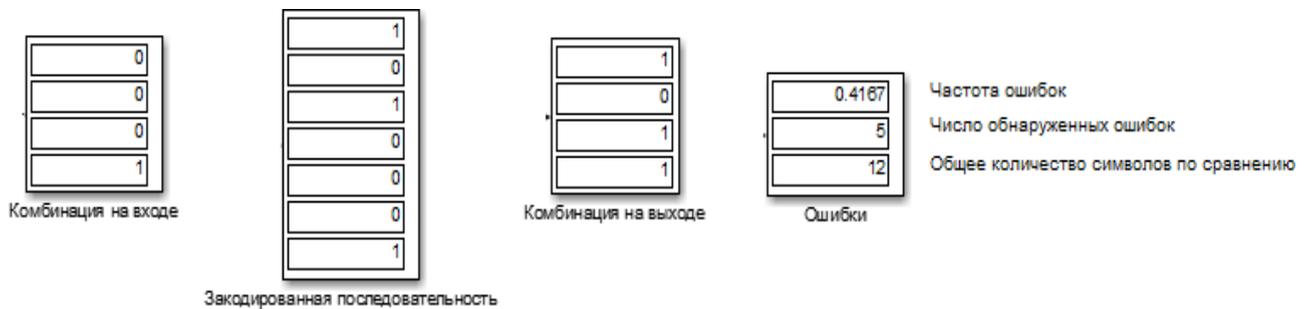


Рис. 3.15. Комбинация на входе, Закодированная последовательность, Комбинация на выходе, Ошибки (вероятность ошибок равна 0,4)



Рис. 3.18. График зависимости числа ошибок (OY) от вероятности ошибки (OX) для кода Хэмминга (7,4)

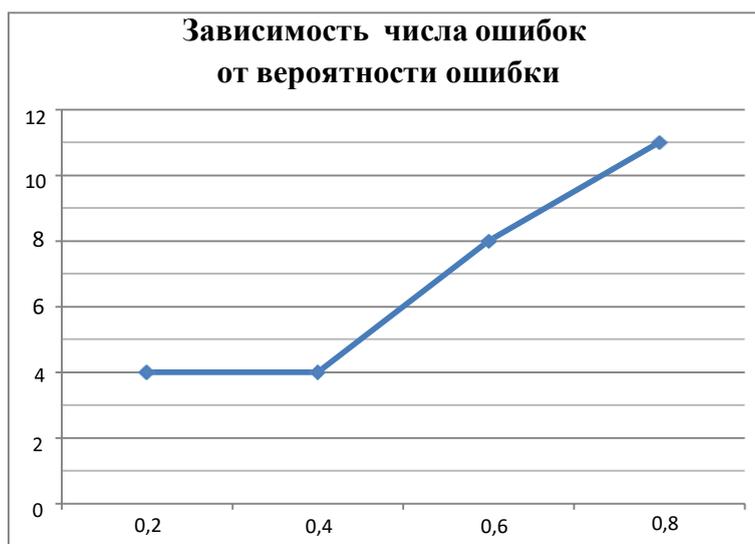


Рис. 3.19. График зависимости числа ошибок (ОУ) от вероятности ошибки (ОХ) для кода Хэмминга (15,11)

В результате проверки построена схема линии передачи с кодированием Хэмминга в среде Simulink. Построены графики зависимостей числа ошибок на выходе декодера от вероятности ошибки в канале связи для кодов (7,4) и (15,11).

Из графиков (рис. 3.18, 3.19) видно, что число ошибок увеличивается с ростом вероятности ошибок.

Код БЧХ (Боуза — Чоудхури — Хоквенгема)

Код БЧХ является циклическим кодом. С циклическим кодом Хэмминга у них много чего общего, а именно алгоритм кодирования, который отличается только нахождением генераторного полинома, а процесс декодирования полностью схож. Необходимо начать с небольшого введения в код БЧХ.

Кодирование. Например, нужно построить БЧХ-код с длиной кодовых слов $n=15$ и минимальным расстоянием между кодовыми словами $d=5$. Степень примитивного многочлена равна $g_2(n+1)$ и сам он равен $1+x^3+x^4$ (примитивный многочлен 4-й степени для кода (7,15)).

$$g(x) = \text{НОК}(1+x^3+x^4, 1+x+x^2+x^3+x^4) = (1+x^3+x^4)(1+x+x^2+x^3+x^4) = 1+x+x^2+x^4+x^8$$

Степень полученного многочлена равна 8, построенный БЧХ-код будет (7,15) кодом. Слово 1000100 или $(x) = x^4 + 1$ будет закодировано кодовым сло-

вом $(x)g(x) = x^2 + x + x + x^2 + x + 1$ или 111001100000100. На практике будет рассмотрен код БЧХ (15,7) и БЧХ (15,11).

Декодирование. Декодирование производится путем деления закодированной последовательности на генераторный полином, который использовался при кодировании. Полученная последовательность при делении и будет декодированной последовательностью. В лучшем случае остатка при делении не будет, это значит, что ошибок не выявлено.

Если же остаток есть, называется он не иначе как **синдром**, в таком случае ошибки присутствуют в закодированной последовательности. В этом случае поступают так. Закодированную последовательность складывают с вектором ошибок по модулю два и исправляют ошибочный бит. Вектор ошибок формируется с помощью специальных схем, которые, анализируя закодированную последовательность, формируют данный вектор.

Еще одним способом исправления ошибок является следующий метод. На основании полученного генераторного полинома строится схема и на каждом такте ее работы определяется **синдром**. В данном случае необходимо получить два синдрома: один из них — это остаток от деления, полученный при декодировании, а второй — это комбинация 100. Далее производится вычитание номера такта комбинации 100 и номера такта остатка. Полученная разность и является номером бита в закодированной комбинации.

Проведение эксперимента и обработка результатов

Задание:

1. Собрать схему.
2. Подготовить схемы для реализации кодов БЧХ (15,7) и (15,11), основываясь на примере, представленном в отчете.
3. Для полученных кодов изменять вероятность ошибки в пределах от 0 до 1 (не менее 4 точек) и снимать с дисплеев полученные входные последовательности, закодированные последовательности, декодированные последовательности и ошибки.
4. Построить графики зависимости числа обнаруженных ошибок от вероятности ошибки для кодов (15,7) и (15,11).
5. Все поэтапное исследование представить в отчете.

В рабочем поле необходимо собрать схему для работы кода БЧХ (15,7). Схема представлена на рис. 3.20.

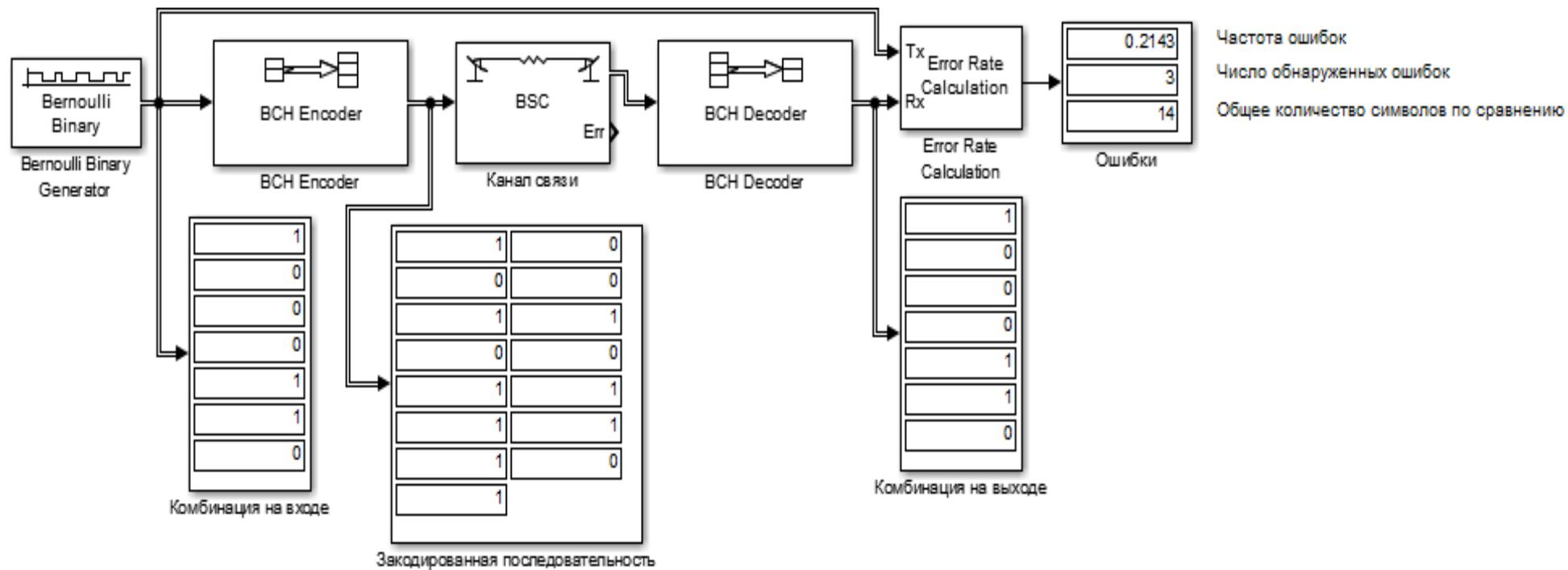
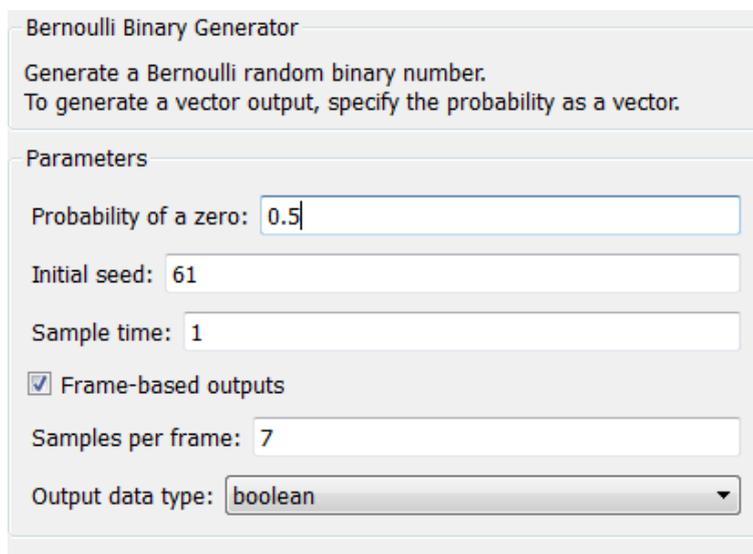


Рис. 3.20. Линия передачи с применением кода БЧХ (15,7)

В состав линии с кодированием входят:

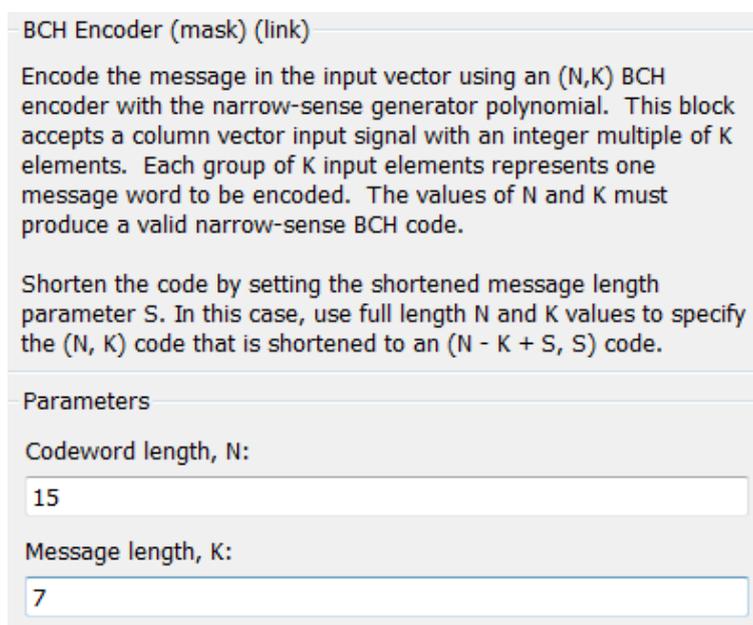
- Bernoulli Binary Generator;
- BCH Encoder;
- Binary Symmetric Channel (канал передачи);
- BCH Decoder;
- Error Rate Calculation (анализатор ошибок);
- Display.

Устанавливаем характеристики блоков для кода (15,7) (рис. 3.21–3.25).



The screenshot shows the configuration window for the 'Bernoulli Binary Generator' block. The title bar reads 'Bernoulli Binary Generator'. Below the title, there is a description: 'Generate a Bernoulli random binary number. To generate a vector output, specify the probability as a vector.' The 'Parameters' section includes several input fields: 'Probability of a zero:' with a text box containing '0.5'; 'Initial seed:' with a text box containing '61'; 'Sample time:' with a text box containing '1'; a checked checkbox for 'Frame-based outputs'; 'Samples per frame:' with a text box containing '7'; and 'Output data type:' with a dropdown menu set to 'boolean'.

Рис. 3.21. Параметры Bernoulli Binary Generator



The screenshot shows the configuration window for the 'BCH Encoder (mask)' block. The title bar reads 'BCH Encoder (mask) (link)'. Below the title, there is a detailed description: 'Encode the message in the input vector using an (N,K) BCH encoder with the narrow-sense generator polynomial. This block accepts a column vector input signal with an integer multiple of K elements. Each group of K input elements represents one message word to be encoded. The values of N and K must produce a valid narrow-sense BCH code. Shorten the code by setting the shortened message length parameter S. In this case, use full length N and K values to specify the (N, K) code that is shortened to an (N - K + S, S) code.' The 'Parameters' section includes two input fields: 'Codeword length, N:' with a text box containing '15'; and 'Message length, K:' with a text box containing '7'.

Рис. 3.22. Параметры BCH Encoder

Binary Symmetric Channel (mask) (link)

Add binary errors to the input signal.

Parameters

Error probability:

Initial seed:

Output error vector

Output data type:

Рис. 3.23. Параметры Binary Symmetric Channel

BCH Decoder (mask) (link)

Decode the message in the input vector using an (N,K) BCH decoder with the narrow-sense generator polynomial. This block accepts a column vector input signal with an integer multiple of N elements. Each group of N input elements represents one codeword to be decoded. The values of N and K must produce a valid narrow-sense BCH code.

Shorten the code by setting the shortened message length parameter S. In this case, use full length N and K values to specify the (N, K) code that is shortened to an (N - K + S, S) code.

Parameters

Codeword length, N:

Message length, K:

Рис. 3.24. Параметры BCH Decoder

Error Rate Calculation (mask) (link)

Compute the error rate of the received data by comparing it to a delayed version of the transmitted data. The block output is a three-element vector consisting of the error rate, followed by the number of errors detected and the total number of symbols compared. This vector can be sent to either the workspace or an output port.

The delays are specified in number of samples, regardless of whether the input is a scalar or a vector. The inputs to the 'Tx' and 'Rx' ports must be scalars or column vectors.

The 'Stop simulation' option stops the simulation upon detecting a target number of errors or a maximum number of symbols, whichever comes first.

Parameters

Receive delay:

Computation delay:

Computation mode:

Output data:

Рис. 3.25. Параметры Error Rate Calculation

Представим полученные результаты (рис. 3.26).



Рис. 3.26. Комбинация на входе, Закодированная последовательность, Комбинация на выходе, Ошибки (вероятность ошибок равна 0,2)

Можно сделать вывод, что комбинация на входе совпадает с комбинацией на выходе, таким образом, передача осуществилась удачно. Что касается ошибок, то их частота равна 0,2143, число обнаруженных ошибок равно 3, общее количество символов по сравнению равно 14. Кодирование и декодирование здесь осуществляется методом, описанным выше.

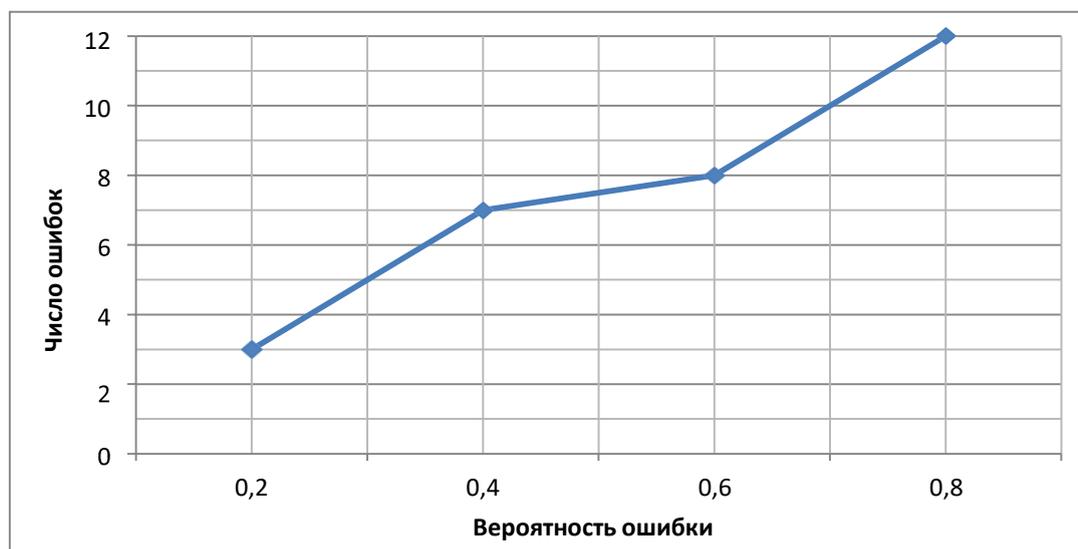


Рис. 3.27. График зависимости числа ошибок от вероятности ошибки для кода БЧХ (15,7)

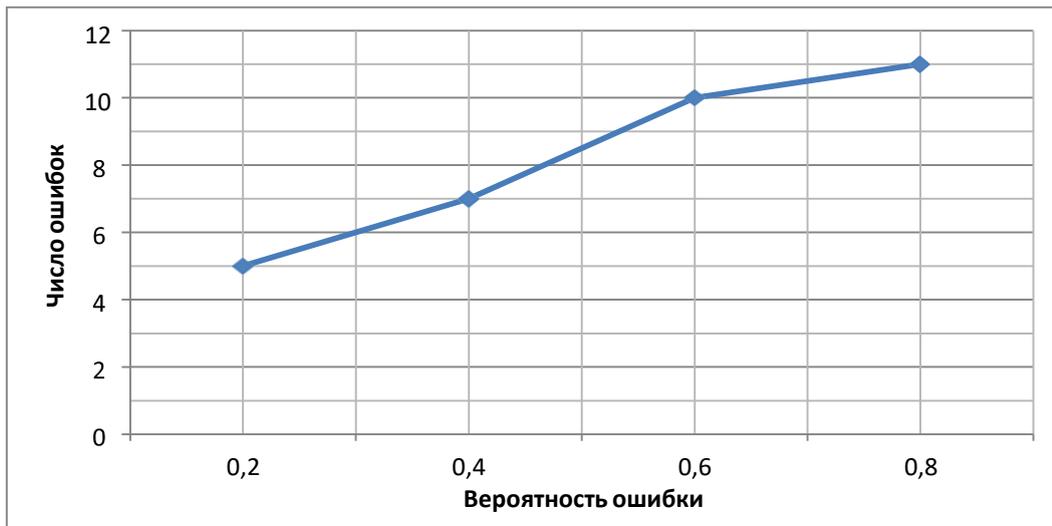


Рис. 3.28. График зависимости числа ошибок от вероятности ошибки для кода БЧХ (15,11)

В результате практической работы построена схема линии передачи с кодированием БЧХ в среде Simulink. Построены графики зависимостей числа ошибок на выходе декодера от вероятности ошибки в канале связи для кодов (15,7) и (15,11). Из графиков (рис. 3.27–3.28) видно, что число ошибок увеличивается с ростом вероятности ошибок. При этом код (15,7) оказался лучше по способности обнаружения ошибок.

Код Рида — Соломона

Кодировщик Рида — Соломона берет блок цифровых данных и добавляет дополнительные «избыточные» биты. Ошибки происходят при передаче по каналам связи или по разным причинам при запоминании (например, из-за шума или наводок, царапин на CD и т. д.). Декодер Рида — Соломона обрабатывает каждый блок, пытается исправить ошибки и восстановить исходные данные. Число и типы ошибок, которые могут быть исправлены, зависят от характеристик кода Рида — Соломона.

Свойства кодов Рида — Соломона. Коды Рида — Соломона являются субнабором кодов БЧХ и представляют собой линейные блочные коды. Код Рида — Соломона специфицируется как RS (n,k) s -битных символов.

Это означает, что кодировщик воспринимает k информационных символов по s битов каждый и добавляет символы четности для формирования n символьного кодового слова. Декодер Рида — Соломона может корректировать до t символов, которые содержат ошибки в кодовом слове, где $2t = n - k$.

Диаграмма, представленная на рис. 3.29, показывает типовое кодовое слово Рида — Соломона.

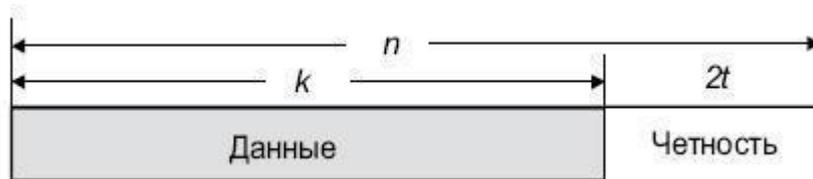


Рис. 3.29. Кодовое слово для кода Р-С

Популярным кодом Рида — Соломона является RS (255, 223) с 8-битными символами. Каждое кодовое слово содержит 255 байт, из которых 223 являются информационными и 32 — байтами четности. Для этого кода $n = 255$, $k = 223$, $s = 8$, $2t = 32$, $t = 16$.

Декодер может исправить любые 16 символов с ошибками в кодовом слове: то есть ошибки могут быть исправлены, если число искаженных байт не превышает 16.

При размере символа s максимальная длина кодового слова n для кода Рида — Соломона равна $n = 2^s - 1$.

Например, максимальная длина кода с 8-битными символами ($s = 8$) равна 255 байтам.

Коды Рида — Соломона могут быть в принципе укорочены путем обнуления некоторого числа информационных символов на входе кодировщика (передать их в этом случае не нужно). При передаче данных декодеру эти нули снова вводятся в массив.

Код (255, 223), описанный выше, может быть укорочен до (200, 168). Кодировщик будет работать с блоком данных 168 байт, добавит 55 нулевых байт, сформирует кодовое слово (255, 223) и передаст только 168 информационных байт и 32 байта четности.

Объем вычислительной мощности, необходимой для кодирования и декодирования кодов Рида — Соломона, зависит от числа символов четности. Большое значение t означает, что большее число ошибок может быть исправлено, но это потребует большей вычислительной мощности по сравнению с вариантом при меньшем t .

Ошибки в символах. Одна ошибка в символе происходит, когда 1 бит символа оказывается неверным или когда все биты неверны.

Код RS (255,223) может исправить до 16 ошибок в символах. В худшем случае могут иметь место 16 битовых ошибок в разных символах (байтах). В

лучшем случае корректируются 16 полностью неверных байт, при этом исправляется $16 * 8 = 128$ битовых ошибок.

Коды Рида — Соломона особенно хорошо подходят для корректировки кластеров ошибок (когда неверными оказываются большие группы бит кодового слова, следующие подряд).

Декодирование. Алгебраические процедуры декодирования Рида — Соломона могут исправлять ошибки и потери. Потерей считается случай, когда положение неверного символа известно. Декодер может исправить до t ошибок или до $2t$ потерь. Данные о потере (стирании) могут быть получены от демодулятора цифровой коммуникационной системы, т. е. демодулятор помечает полученные символы, которые, вероятно, содержат ошибки.

Когда кодовое слово декодируется, возможны три варианта.

1. Если $2s + r < 2t$ (s ошибок, r потеря), тогда исходное переданное кодовое слово всегда будет восстановлено. В противном случае:

2. Декодер детектирует ситуацию, когда он не может восстановить исходное кодовое слово. Или же:

3. Декодер некорректно декодирует и неверно восстановит кодовое слово без какого-либо указания на этот факт.

Вероятность каждого из этих вариантов зависит от типа используемого кода Рида — Соломона, а также от числа и распределения ошибок.

Архитектура кодирования и декодирования кодов Рида — Соломона. Кодирование и декодирование Рида — Соломона может быть выполнено аппаратно или программно.

Арифметика конечного поля Галуа

Коды Рида — Соломона базируются на специальном разделе математики — полях Галуа (GF), или конечных полях. Арифметические действия (+, −, ×, / и т. д.) над элементами конечного поля дают результат, который также является элементом этого поля. Кодировщик или декодер Рида — Соломона должен уметь выполнять эти арифметические операции. Эти операции для своей реализации требуют специального оборудования или специализированного программного обеспечения.

Образующий полином. Кодовое слово Рида — Соломона формируется с привлечением специального полинома. Все корректные кодовые слова должны делиться без остатка на эти образующие полиномы.

Общая форма образующего полинома имеет вид:

$$g(x) = (x - a^i)(x - a^{i+1}) \dots (x - a^{i+1+2t}),$$

а кодовое слово формируется с помощью операции:

$$c(x) = g(x) * i(x),$$

где $g(x)$ является образующим полиномом, $i(x)$ представляет собой информационный блок, $c(x)$ — кодовое слово, называемое простым элементом поля.

Архитектура кодировщика. $2t$ символов четности в кодовом слове Рида — Соломона определяются из следующего соотношения:

$$p(x) = i(x) * x^{n-k} \bmod g(x).$$

Ниже на рис. 3.30 показана схема реализации кодировщика для версии RS (255,249).

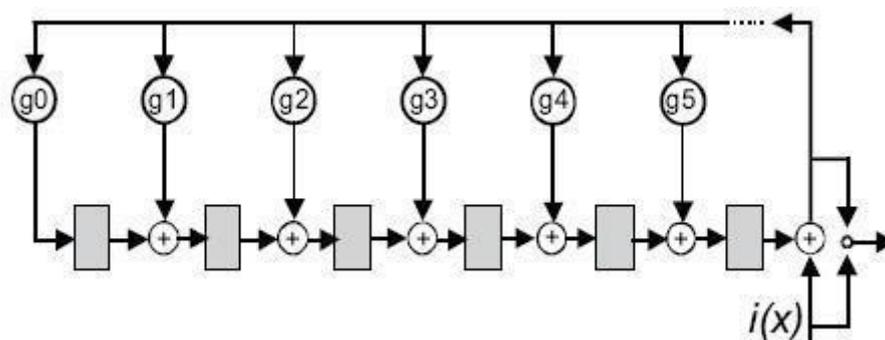


Рис. 3.30. Схема кодировщика Р-С

Каждый из 6 регистров содержит в себе символ (8 бит). Арифметические операторы выполняют сложение или умножение на символ как на элемент конечного поля.

Архитектура декодера. Общая схема декодирования кодов Рида — Соломона показана ниже на рис. 3.31.

Обозначения:

- $r(x)$ — Полученное кодовое слово;
- S_i — Синдромы;
- $L(x)$ — Полином локации ошибок;
- X_i — Положения ошибок;

- Y_i — Значения ошибок;
- $c(x)$ — Восстановленное кодовое слово;
- v — Число ошибок.

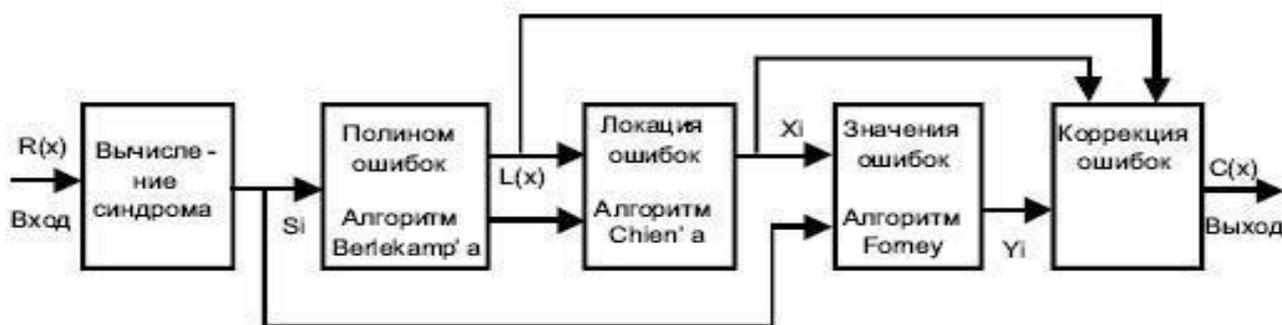


Рис. 3.31. Схема работы с кодами Рида — Соломона

Полученное кодовое слово $r(x)$ представляет собой исходное (переданное) кодовое слово $c(x)$ плюс ошибки:

$$r(x) = c(x) + e(x).$$

Декодер Рида — Соломона пытается определить позицию и значение ошибки для t ошибок (или $2t$ потерь) и исправить ошибки и потери.

Вычисление синдрома. Вычисление синдрома похоже на вычисление четности. Кодовое слово Рида — Соломона имеет $2t$ синдромов, это зависит только от ошибок (а не передаваемых кодовых слов). Синдромы могут быть вычислены путем подстановки $2t$ корней образующего полинома $g(x)$ в $r(x)$.

Нахождение позиций символьных ошибок. Это делается путем решения системы уравнений с t неизвестными. Существует несколько быстрых алгоритмов для решения этой задачи. Эти алгоритмы используют особенности структуры матрицы кодов Рида — Соломона и сильно сокращают необходимую вычислительную мощность. Делается это в два этапа.

1. Определение полинома локации ошибок. Это может быть сделано с помощью алгоритма Berlekamp — Massey или алгоритма Эвклида. Алгоритм Эвклида используется чаще на практике, так как его легче реализовать, однако алгоритм Berlekamp — Massey позволяет получить более эффективную реализацию оборудования и программ.

2. Нахождение корней этого полинома. Это делается с привлечением алгоритма поиска Chien.

Нахождение значений символьных ошибок. Здесь также нужно решить систему уравнений с t неизвестными. Для решения используется быстрый алгоритм Forney.

Реализация кодировщика и декодера Рида — Соломона. Аппаратная реализация. Существует несколько коммерческих аппаратных реализаций. Имеется много разработанных интегральных схем, предназначенных для кодирования и декодирования кодов Рида — Соломона. Эти ИС допускают определенный уровень программирования (например, RS (255, k), где t может принимать значения от 1 до 16).

Программная реализация. До недавнего времени программные реализации в «реальном времени» требовали слишком большой вычислительной мощности практически для всех кодов Рида — Соломона. Главной трудностью в программной реализации кодов Рида — Соломона являлось то, что процессоры общего назначения не поддерживают арифметические операции для поля Галуа. Однако оптимальное составление программ в сочетании с возросшей вычислительной мощностью позволяют получить вполне приемлемые результаты для относительно высоких скоростей передачи данных.

Практическая часть исследования

На данном этапе необходимо реализовать и проанализировать описанные выше алгоритмы кодирования на практике в программной среде Matlab 15. Необходимо построить соответствующие схемы, которые будут в себя включать источник сообщения, кодер, декодер, канал передачи, анализатор ошибок и соответственно устройства визуализации полученных результатов. Также необходимо сравнить ошибки передачи с линией, которая не будет никак преобразовывать передаваемую информацию, а просто передавать ее по каналу связи и при увеличении вероятности ошибки в канале до 0,3. Коды, которые подлежат реализации, — код Хэмминга (7,4), код BCH (15,7) и код Рида — Соломона (255,223). Всю задачу выполнить в среде Matlab 15. Представить проделанную работу в отчете.

Для начала необходимо запустить саму программу (рис. 3.32).

Далее необходимо нажать на вкладку «Simulink Library», которая находится на панели инструментов в открывшемся окне. Откроется следующее окно (рис. 3.33).

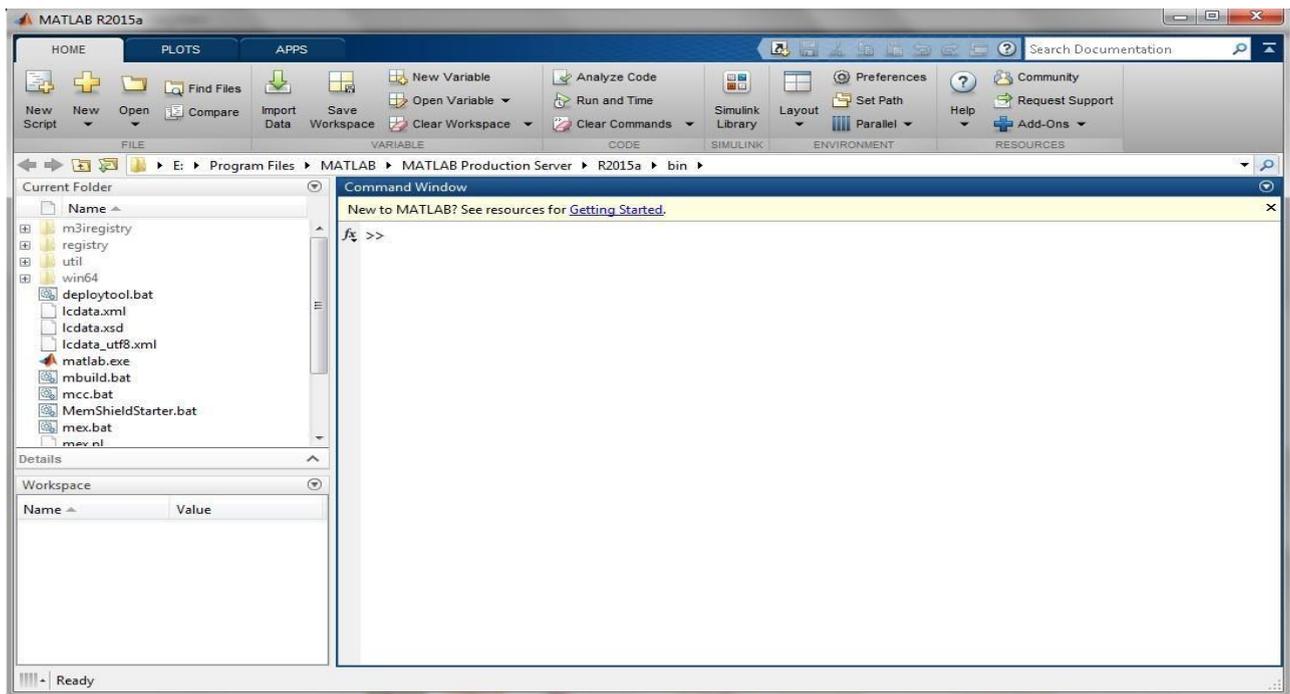


Рис. 3.32. Окно Matlab

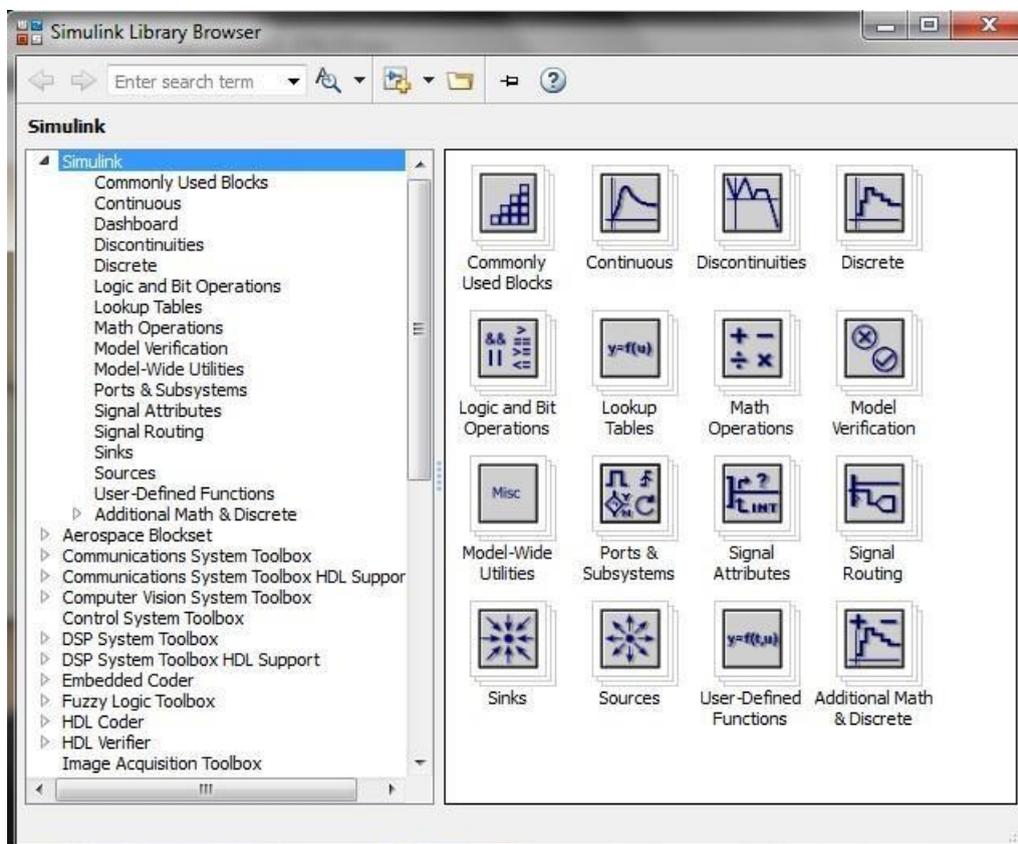


Рис. 3.33. Окно «Simulink Library»

Далее создаем новую модель (вкладка на панели инструментов) и приступаем к реализации описанных выше алгоритмов.

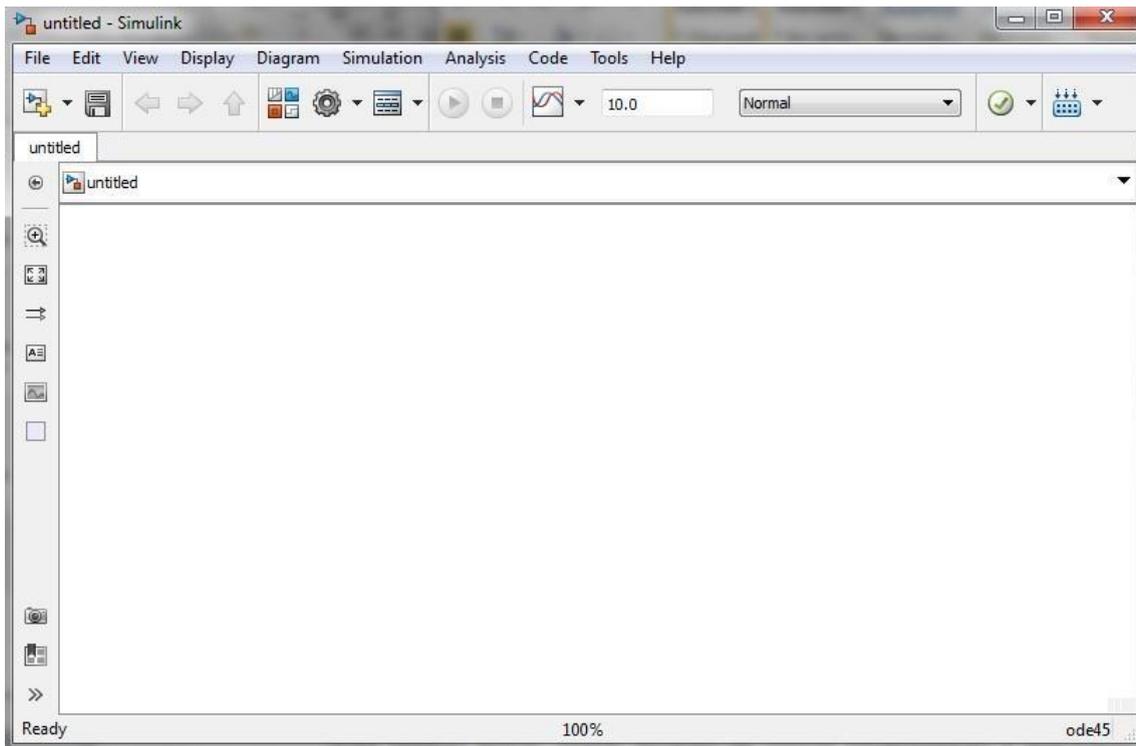


Рис. 3.34. Рабочее поле

Окно, представленное на рис. 3.34, необходимо для поиска необходимых компонентов для реализации данной работы (кодеры, декодеры и т. д.).

Реализуем канал передачи такой же кодовой комбинации без преобразований (рис. 3.35).

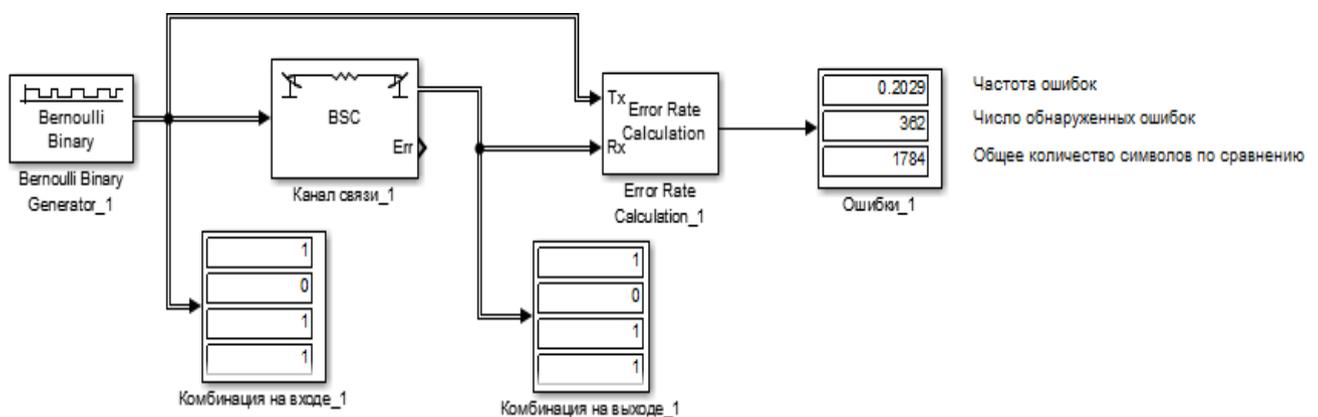


Рис. 3.35. Линия передачи без преобразований

В состав линии без преобразований входят:

- Bernoulli Binary Generator;
- Binary Symmetric Channel (канал передачи);
- Error Rate Calculation (анализатор ошибок);
- Display.

Характеристики блоков выставить следующие (рис. 3.36–3.38).

Bernoulli Binary Generator

Generate a Bernoulli random binary number.
To generate a vector output, specify the probability as a vector.

Parameters

Probability of a zero: 0.5

Initial seed: 61

Sample time: 1

Frame-based outputs

Samples per frame: 1784

Output data type: boolean

Рис. 3.36. Bernoulli Binary Generator

Binary Symmetric Channel (mask) (link)

Add binary errors to the input signal.

Parameters

Error probability: 0.2

Initial seed: 71

Output error vector

Output data type: boolean

Рис. 3.37. Binary Symmetric Channel

Error Rate Calculation (mask) (link)

Compute the error rate of the received data by comparing it to a delayed version of the transmitted data. The block output is a three-element vector consisting of the error rate, followed by the number of errors detected and the total number of symbols compared. This vector can be sent to either the workspace or an output port.

The delays are specified in number of samples, regardless of whether the input is a scalar or a vector. The inputs to the 'Tx' and 'Rx' ports must be scalars or column vectors.

The 'Stop simulation' option stops the simulation upon detecting a target number of errors or a maximum number of symbols, whichever comes first.

Parameters

Receive delay: 0

Computation delay: 0

Computation mode: Entire frame

Output data: Port

Рис. 3.38. Error Rate Calculation (анализатор ошибок)

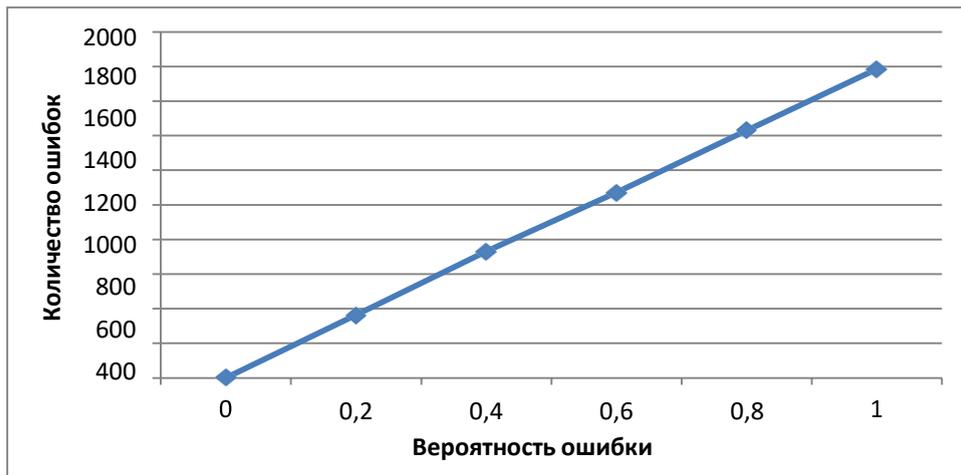


Рис. 3.39. График зависимости числа обнаруженных ошибок от вероятности ошибки для кода (255,223)

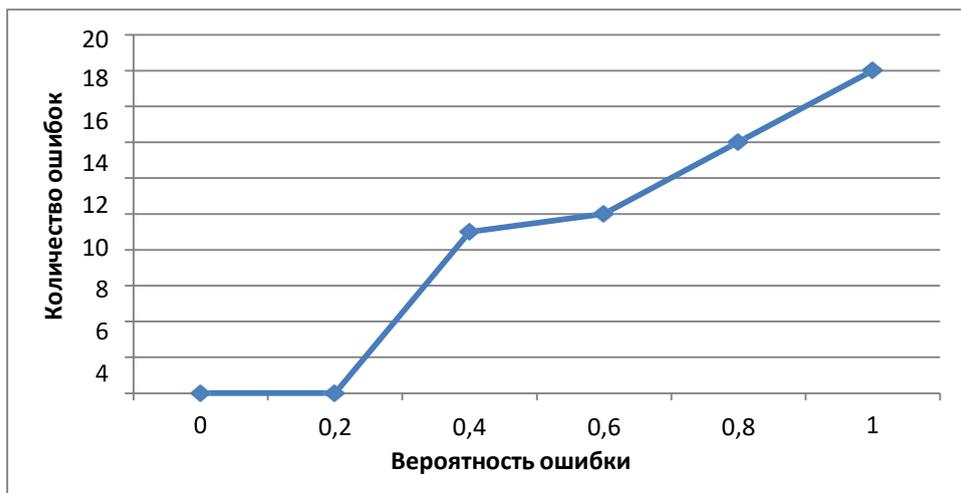


Рис. 3.40. График зависимости числа обнаруженных ошибок от вероятности ошибки для кода (7,3)

Были рассмотрены особенности кода Рида — Соломона. Построили графики зависимости числа обнаруженных ошибок от вероятности ошибки для кодов (255,223) и (7,3) (рис. 3.39–3.40).

Изучена структура кодера и декодера.

1. Код Рида — Соломона — код с 8-битными символами и проверкой на четность. В коде (255,223) 223 байта информационных символов, 32 байта проверки на четность.

2. Объем вычислительной мощности, необходимой для кодирования и декодирования кодов Рида — Соломона, зависит от числа символов четности. Большое значение t означает, что большее число ошибок может быть исправле-

но, но это потребует большей вычислительной мощности по сравнению с вариантом при меньшем t .

3. Код RS (255,223) может исправить до 16 ошибок в символах. В худшем случае могут иметь место 16 битовых ошибок в разных символах (байтах). В лучшем случае корректируются 16 полностью неверных байт, при этом исправляется $16 * 8 = 128$ битовых ошибок.

4. В результате анализа графиков на рисунках 2.19–2.20 можно сделать вывод, что код с длинными последовательностями исправляет больше ошибок.

В разделе начало взяла аналитика выбора тех или иных параметров кодов, таких как выбор размерности кодов, вероятность ошибки в канале и т. д. Сначала были выполнен предварительный анализ, позволивший выбрать и обосновать структурные схемы кодов по исходным данным технического задания.

Путем проведения компьютерной симуляции была проверена достоверность расчетов. В программе Matlab 15 были собраны схемы:

- 1) кода Хэмминга;
- 2) кода BCH;
- 3) кода Рида — Соломона.

С помощью компьютерной симуляции была дана оценка ошибкам при передаче информации по каналу.

Ознакомились с различным программным обеспечением для построения различного вида схем.

Результаты исследования приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Результаты исследования кодов

?	Вероятность ошибки 0,2	Вероятность ошибки 0,3
Код Хэмминга (7,4)	Частота ошибок: 0,25 Число обнаруженных ошибок: 3 Общее кол-во символов по сравнению: 12	Частота ошибок: 0,4167 Число обнаруженных ошибок: 5 Общее кол-во символов по сравнению: 12
Код BCH (15,7)	Частота ошибок: 0,2143 Число обнаруженных ошибок: 3 Общее кол-во символов по сравнению: 14	Частота ошибок: 0,4286 Число обнаруженных ошибок: 6 Общее кол-во символов по сравнению: 14
Код P-C (255,223)	Частота ошибок: 0,2029 Число обнаруженных ошибок: 362 Общее кол-во символов по сравнению: 1784	Частота ошибок: 0,31 Число обнаруженных ошибок: 553 Общее кол-во символов по сравнению: 1784

3.3. ЦИКЛИЧЕСКИЕ ИЗБЫТОЧНЫЕ КОДЫ CRC (CYCLIC REDUNDANCY CHECK)

Наиболее известными из методов обнаружения ошибок передачи данных являются [1]:

1. **Посимвольный контроль четности**, называемый также поперечным, подразумевает передачу с каждым байтом дополнительного бита, принимающего единичное значение по четному или нечетному количеству единичных бит в контролируемом байте. Посимвольный контроль четности прост как в программной, так и в аппаратной реализации, но его вряд ли можно назвать эффективным методом обнаружения ошибок, так как искажение более одного бита исходной последовательности резко снижает вероятность обнаружения ошибки передачи. Этот вид контроля обычно реализуется аппаратно в устройствах связи.

2. **Поблочный контроль четности**, называемый продольным. Схема данного контроля подразумевает, что для источника и приемника информации заранее известно, какое число передаваемых символов будет рассматриваться ими как единый блок данных. В этой схеме контроля для каждой позиции разрядов в символах блока (поперек блока) рассчитываются свои биты четности, которые добавляются в виде обычного символа в конце блока. По сравнению с посимвольным контролем четности, поблочный контроль четности обладает большими возможностями по обнаружению и даже корректировке ошибок передачи, но все равно ему не удастся обнаруживать определенные типы ошибок.

3. **Вычисление контрольных сумм**. В отличие от предыдущих методов, для метода контрольных сумм нет четкого определения алгоритма. Каждый разработчик трактует понятие контрольной суммы по-своему. В простейшем виде контрольная сумма — это арифметическая сумма двоичных значений контролируемого блока символов. Но этот метод обладает практически теми же недостатками, что и предыдущие, самый главный из которых — нечувствительность контрольной суммы к четному числу ошибок в одной колонке и самому порядку следования символов в блоке.

4. **Контроль циклически избыточным кодом** — CRC. Это гораздо более мощный и широко используемый метод обнаружения ошибок передачи информации. Он обеспечивает обнаружение ошибок с высокой вероятностью. Кроме того, этот метод обладает рядом других полезных моментов, которые могут найти свое воплощение в практических задачах.

Циклический избыточный код (англ. Cyclic redundancy code, CRC) — алгоритм вычисления контрольной суммы, предназначенный для проверки целостности передаваемых данных. Алгоритм CRC обнаруживает все одиночные ошибки, двойные ошибки и ошибки в нечетном числе бит. Понятие циклических кодов достаточно широкое, однако на практике его обычно используют для обозначения только одной разновидности, использующей циклический контроль (проверку) избыточности.

Главная особенность значения CRC состоит в том, что оно однозначно идентифицирует исходную битовую последовательность и поэтому используется в различных протоколах связи, а также для проверки целостности блоков данных, передаваемых различными устройствами. Благодаря относительной простоте алгоритм вычисления CRC часто реализуется на аппаратном уровне.

При передаче пакетов по сетевому каналу могут возникнуть искажения исходной информации вследствие разных внешних воздействий: электрических наводок, плохих погодных условий и многих других. Сущность методики в том, что при хороших характеристиках контрольной суммы в подавляющем числе случаев ошибка в сообщении приведет к изменению его контрольной суммы. Если исходная и вычисленная суммы не равны между собой, принимается решение о недостоверности принятых данных, и можно запросить повторную передачу пакета.

Основная идея алгоритма CRC состоит в представлении сообщения в виде огромного двоичного числа, делении его на другое фиксированное двоичное число и использовании остатка этого деления в качестве контрольной суммы [2]. Получив сообщение, приемник может выполнить аналогичное действие и сравнить полученный остаток с «контрольной суммой».

На рис. 3.41–3.42 изображено графическое представление кодирования и декодирования CRC-кода.

Степенью CRC-полинома W называют позицию самого старшего единичного бита. Например, степень полинома 10011_2 равна 4.

Для вычисления CRC используют полиномиальную арифметику. Вместо представления делителя, делимого (сообщения), частного и остатка в виде положительных целых чисел, можно представить их в виде полиномов с двоичными коэффициентами или в виде строки бит, каждый из которых является коэффициентом полинома.

Например, десятичное число 23 в 16-ричной и 2-ичной системах будет иметь вид $23_{10} = 17_{16} = 10111_2$, сообщение и делитель могут быть представлены в виде полиномов, с которыми можно выполнять любые арифметические действия без переносов.

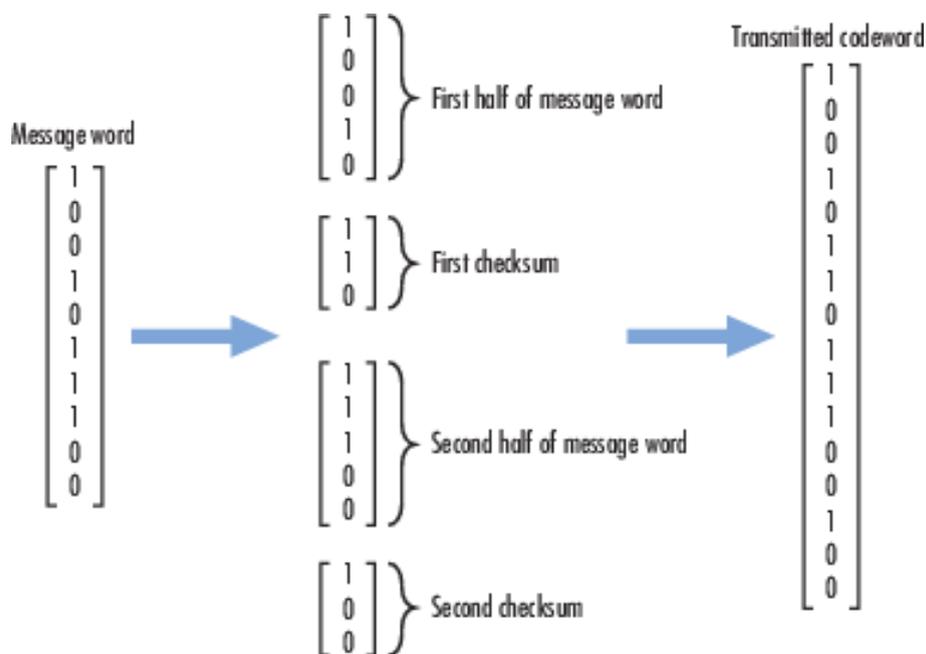


Рис. 3.41. Принцип работы кодера CRC

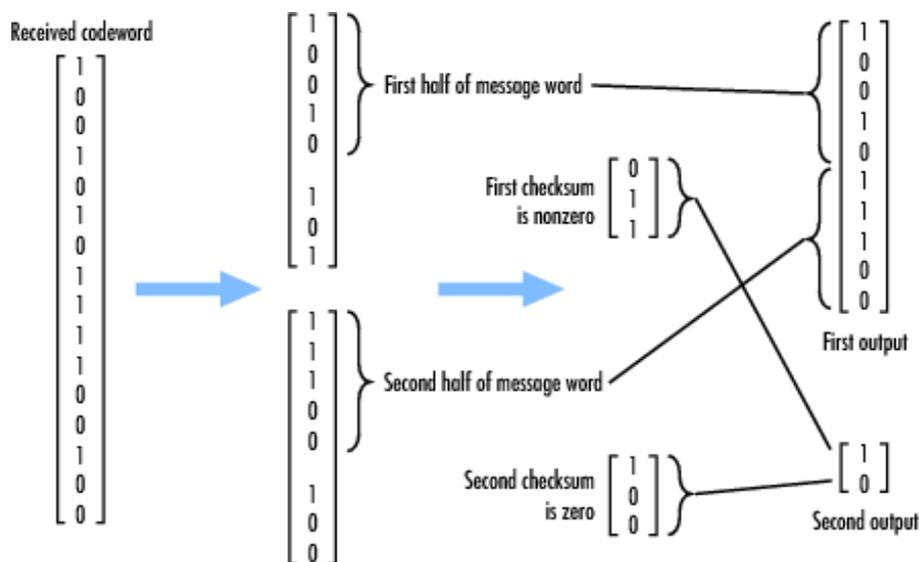


Рис. 3.42. Принцип работы декодера CRC

Как правило, контрольная сумма добавляется к исходному сообщению, и полученное расширенное сообщение передается через канал связи.

На другом конце канала приемник может сделать одно из возможных действий (оба варианта совершенно равноправны):

1. Выделить текст полученного сообщения, вычислить для него контрольную сумму и сравнить ее с переданной.
2. Вычислить контрольную сумму для всего переданного сообщения и посмотреть, получится ли в результате нулевой остаток.

Поскольку исходное сообщение может быть очень большим (до нескольких Мбайтов) и так же из-за того, что для получения CRC используется CRC-арифметика, использовать обычную компьютерную операцию деления нельзя.

Самый популярный и рекомендуемый IEEE полином для CRC-32 используется в Ethernet, FDDI; также этот многочлен является генератором кода Хемминга. Использование другого полинома — CRC-32C — позволяет достичь такой же производительности при длине исходного сообщения от 58 бит до 131 кбит, а в некоторых диапазонах длины входного сообщения может быть даже выше, поэтому в наши дни он тоже пользуется популярностью. К примеру, стандарт ITU-T использует CRC-32C с целью обнаружения ошибок в полезной нагрузке.

Ниже в табл. 3.2 перечислены наиболее распространенные многочлены — генераторы CRC.

Таблица 3.2

Распространенные полиномы CRC кодов

Название	Полином
CRC-1	$x + 1$ (используется в аппаратном контроле ошибок, также известен как бит четности)
CRC-4-ITU	$x^4 + x + 1$
CRC-5-ITU	$x^5 + x^4 + x^2 + 1$
CRC-5-USB	$x^5 + x^2 + 1$
CRC-6-ITU	$x^6 + x + 1$
CRC-7	$x^7 + x^3 + 1$ (системы телекоммуникации, ITU-T G.707, ITU-T G.832, MMC, SD)
CRC-8	$x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + x^2 + 1$
CRC-16-IBM	$x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$ (Bisync, Modbus, USB, ANSI X3.28)
CRC-16-CCITT	$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ (X.25, HDLC, XMODEM, Bluetooth, SD)
CRC-30	$x^{30} + x^{29} + x^{21} + x^{20} + x^{15} + x^{13} + x^{12} + x^{11} + x^8 + x^7 + x^6 + x^2 + x + 1$ (CDMA)

Программная реализация виртуальных моделей кодирования

Описание реализации циклического избыточного кода (CRC)

Виртуальная модель передачи данных с обнаружением ошибок при помощи CRC-кода была реализована в среде Simulink Matlab. Модель демонстрирует работу CRC-кодера и декодера, позволяет исследовать обнаруживающую способность кода для разных генераторных полиномов.

На рис. 3.43 приведена разработанная модель.

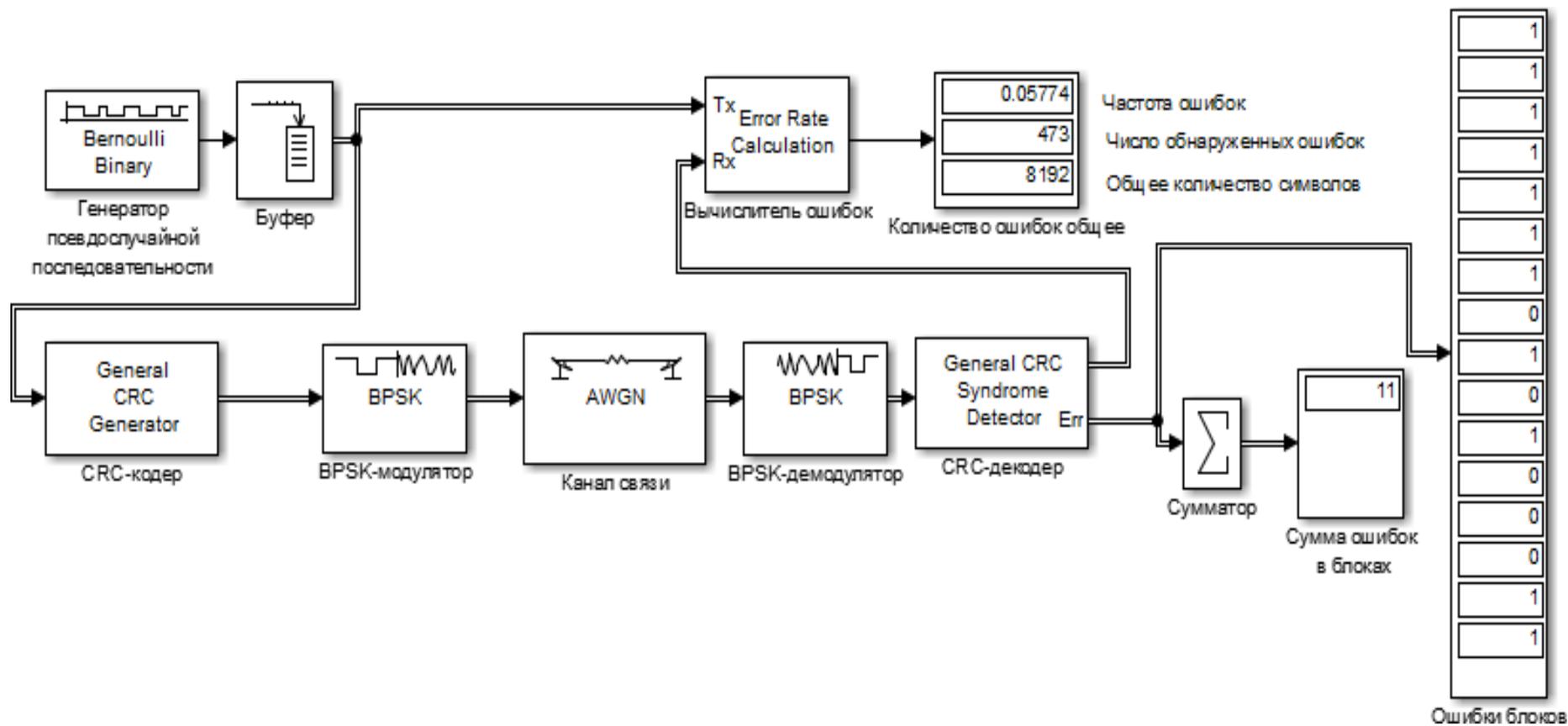


Рис. 3.43. Разработанная модель исследования CRC-кодов

В ее основу положены следующие элементы, встроенные в библиотеку Simulink:

- Bernoulli Binary Generator;
- General CRC Generator;
- BPSK Modulator Baseband;
- AWGN Channel;
- BPSK Demodulator Baseband;
- General CRC Syndrome Detector;
- Error Rate Calculation;
- Buffer;
- Add;
- Display (Дисплей, отражающий ошибки).

Далее представлено описание основных блоков.

Bernoulli Binary Generator (генератор псевдослучайной последовательности) — генерирует случайную бинарную последовательность (рис. 3.44).

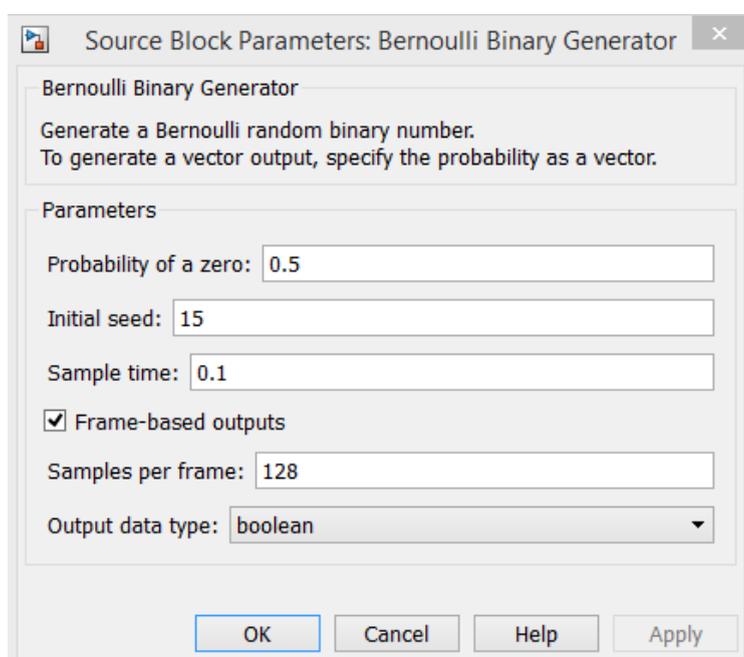


Рис. 3.44. Параметры блока «Bernoulli Binary Generator»

«Probability of a zero» — вероятность появления нуля;

«Initial seed» — начальное значение для генерации;

«Sample time» — длительность сэмпла;

«Samples per frame» — размер фрейма.

General CRC Generator (CRC-кодер) — циклический избыточный кодер (рис. 3.45).

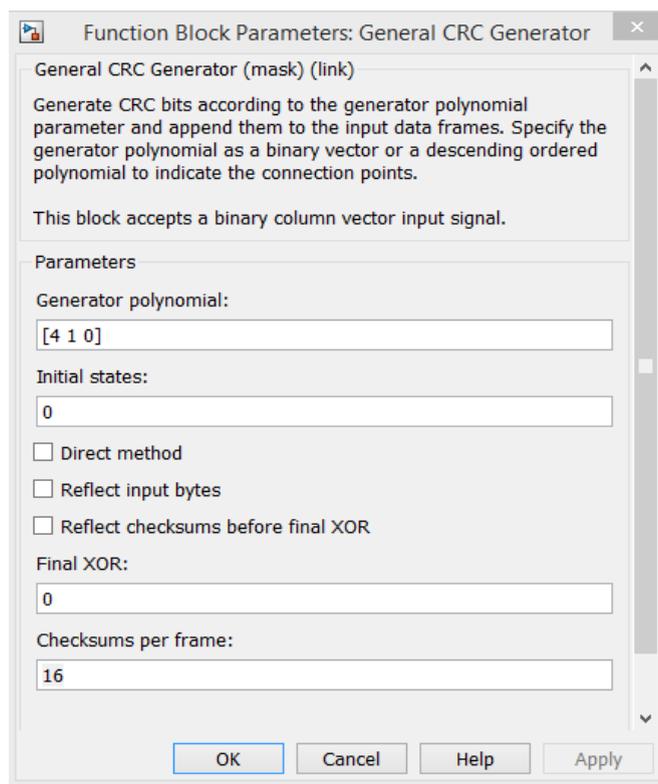


Рис. 3.45. Параметры блока «General CRC Generator»

«Generator polynomial» — генераторный полином, может быть задан в трех формах:

- 1) в обычной записи, например $x^3 + x^2 + x + 1$;
- 2) в виде матрицы-строки с указанием степеней с ненулевыми коэффициентами, например $[4\ 1\ 0] = x^4 + x + 1$;
- 3) в виде матрицы-строки с указанием нулевых и ненулевых коэффициентов, например $[1\ 1\ 0\ 1\ 1] = x^4 + x^3 + x + 1$.

«Initial states» — начальное состояние сдвиговых регистров.

«Direct method» — включение прямого метода вычисления CRC, иначе работает по табличному методу.

«Reflect input bytes» — инвертировать входной поток.

«Reflect checksums before final XOR» — инвертировать контрольные суммы перед конечной операцией XOR.

«Final XOR» — выполнить операцию XOR в конце кодирования.

«Checksums per frame» — количество контрольных сумм во фрейме.

BPSK Modulator Baseband — BPSK-модулятор.

BPSK Demodulator Baseband — BPSK-демодулятор.

AWGN Channel (Канал связи) — добавляет «белый» гауссовский шум в канале (рис. 3.46).

«SNR» — задает отношение сигнал/шум в канале.

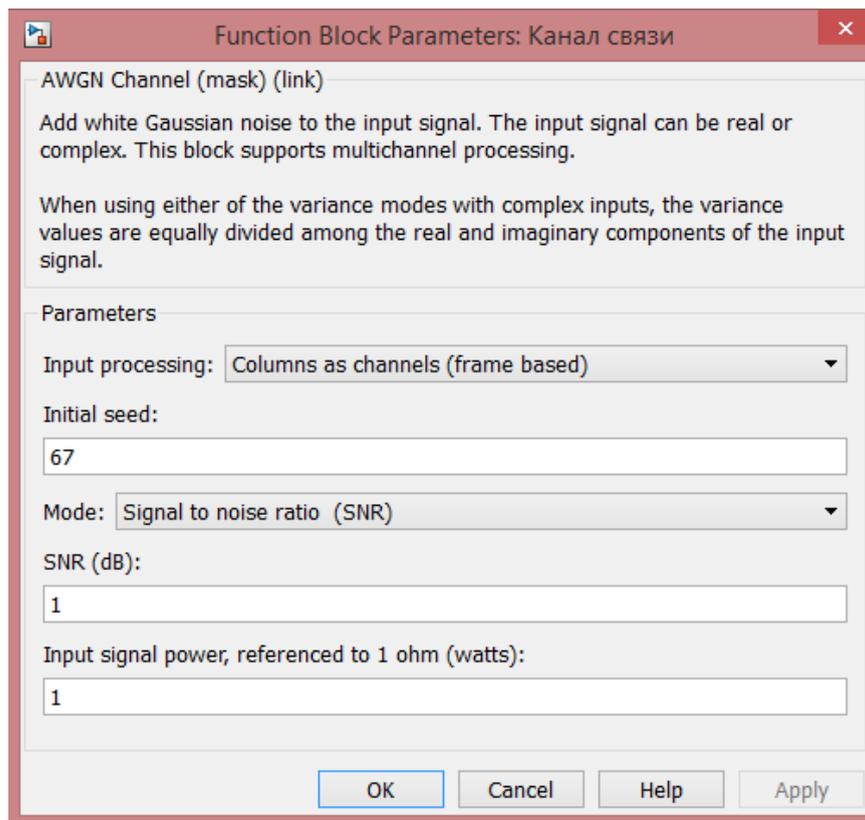


Рис. 3.46. Параметры блока «AWGN»

General CRC Syndrome Detector — циклический избыточный декодер. Все параметры декодера задаются аналогично параметрам блока «General CRC Generator».

Error Rate Calculation — вычислитель ошибок между переданной и принятой последовательностью.

Buffer — буфер. Переводит последовательность бит в один блок.

Add (сумматор) — суммирует ошибки от CRC-декодера.

Display — дисплей, отражающий ошибки.

Результаты моделирования

Исследование циклического избыточного кода

Задаем одинаковый генераторный полином в блоки CRC-кодер и CRC-декодер (рис. 3.47).

Общее число передаваемых символов составляет 8 192. Количество контрольных сумм изменяется от 2 до 8 192 с увеличением каждого предыдущего значения в 2 раза (2, 4, 8, 16...8 192).

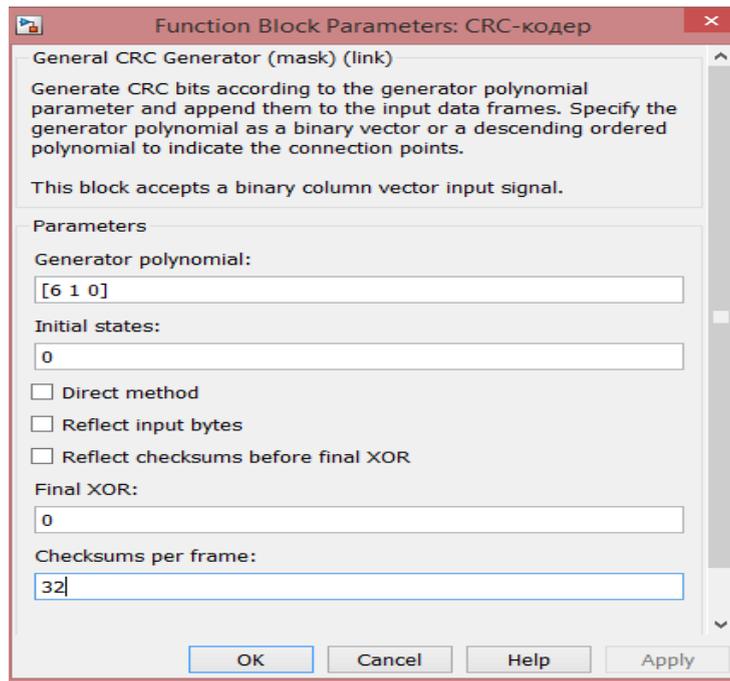


Рис. 3.47. Параметры блока CRC-кодер

Значение SNR в блоке «Канал связи» установлено в 1 дБ. Таким образом, битовая вероятность ошибки (BER) составит 0,05786.

На рис. 3.48 представлен график зависимости числа обнаруженных ошибок от числа контрольных сумм для различных полиномов CRC-кода.

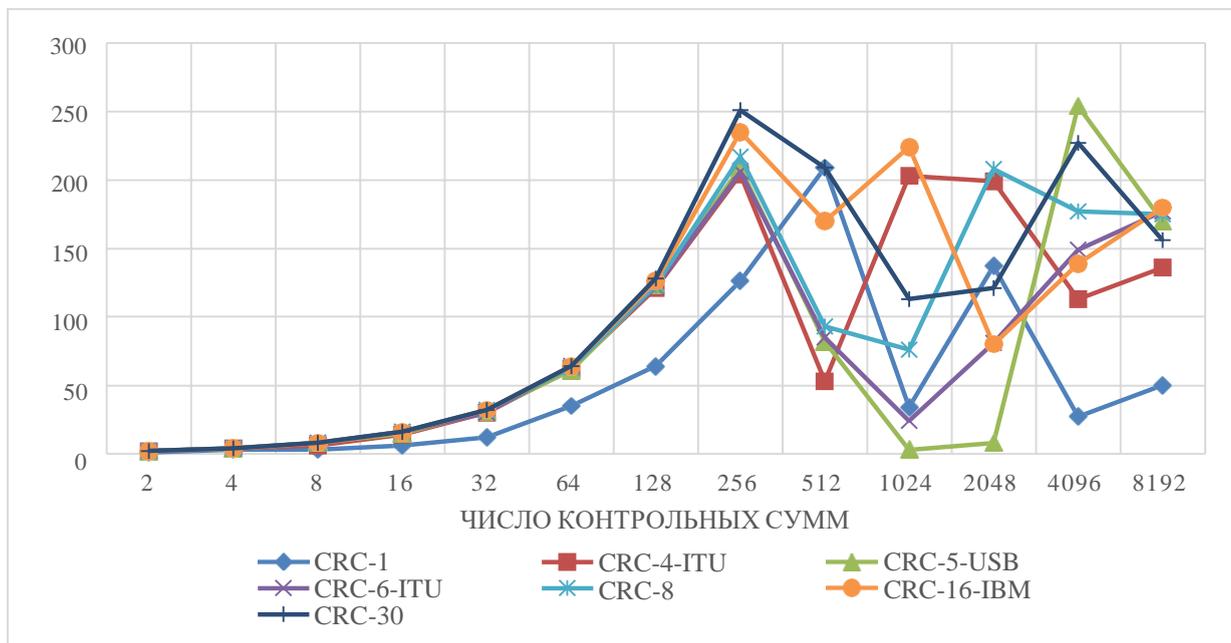


Рис. 3.48. График зависимости числа обнаруженных ошибок от числа контрольных сумм для различных полиномов CRC-кода

В данном разделе проведено исследование модели циклического избыточного кода (CRC).

Модель позволяет исследовать CRC-коды с возможностью задания любого генераторного полинома и изменения количества контрольных сумм во фрейме.

Получены следующие результаты и сделаны следующие **выводы**:

1) чем выше степень полинома, тем лучше его обнаруживающая способность;

2) для каждого полинома есть такое число контрольных сумм в блоке, при котором его обнаруживающая способность максимальна, причем у всех полиномов эти точки различны.

Однако при выборе полинома CRC-кода также необходимо учитывать и другие факторы:

1) увеличение степени полинома приводит к усложнению реализации кодера и декодера;

2) чем выше частота вычисления контрольных сумм, т. е. чем больше контрольных сумм добавляется в блок данных, тем меньше пропускная способность канала;

3) CRC-коды используют для обнаружения ошибок, что означает наличие канала переспроса. При выборе между кодом CRC/каналом переспроса и помехоустойчивым кодированием необходимо учитывать характеристики канала связи. При большом числе ошибок передача данных будет невозможна;

4) выбор полинома зависит от размера передаваемого блока данных: чем больше блок — тем выше степень полинома необходимо подбирать. Таким образом, существует ограничение на размер блока данных, иначе в любом блоке на приемном конце будет обнаруживаться ошибка.

3.4 СВЕРТОЧНЫЕ КОДЫ. ДЕКОДИРОВАНИЕ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ

Современная теория кодов достаточно развита и содержит детальную классификацию. Все применяемые коды можно разбить на две большие группы: блоковые, в которых кодирование и декодирование производится в пределах определенного участка кодовой последовательности — блока, и древовидные, в которых обработка символов производится непрерывно, без деления на блоки. Часть кодов относится к разряду линейных, в которых кодовые последовательности представлены как элементы линейного векторного пространства. Можно применить также разбиение на коды, исправляющие независимые случайные ошибки, и коды, исправляющие пакетные ошибки.

В отличие от блоковых, сверточные коды обладают следующими преимуществами:

- сверточные коды позволяют производить кодирование и декодирование потоков данных непрерывно во времени;
- сверточные коды не нуждаются в блоковой синхронизации;
- применение сверточных кодов позволяет достичь очень высокой надежности передаваемой информации.

Сверточные коды используются при низком отношении сигнал/шум, когда исправляющей способности блоковых кодов при разумной длине блока оказывается недостаточно.

Сверточное кодирование удобнее всего описывать, характеризуя действие соответствующего кодирующего устройства. **Сверточный кодер** представляет собой устройство, воспринимающее за каждый такт работы в общем случае k входных информационных символов и выдающее на выход за тот же такт n выходных символов, подлежащих передаче по каналу связи. Параметром сверточного кода, характеризующим его помехоустойчивость, является минимальное свободное расстояние — d_c , определяемое как минимальное расстояние по Хэммингу между последовательностями сверточного кода на длине кодовых ограничений по выходу. Кодовое ограничение по выходу — это число символов на выходе кодера, в формировании которых участвует один входной бит. Эффективность сверточного кода определяется в основном тем, каким образом соединены сумматоры с ячейками регистра сдвига.

Отношение $R = k/n$ называют относительной скоростью кода. Выходные символы, создаваемые кодером на данном такте, зависят от k информационных символов, поступивших на этом и предыдущем тактах. Таким образом, выходные символы сверточного кодера однозначно определяются его входным сигналом и состоянием, зависящим от $m - k$ предыдущих информационных символов.

По аналогии с блоковыми кодами сверточные коды можно классифицировать на *систематические* и *несистематические*.

Систематическим сверточным кодом является такой код, для которого в выходной последовательности кодовых символов содержится без изменения породившая ее последовательность информационных символов. В противном случае сверточный код является несистематическим.

Сверточный код создается прохождением передаваемой информационной последовательности через линейный сдвиговый регистр с конечным числом состояний. В общем, регистр сдвига состоит из M (m -битовых) ячеек и линейного преобразователя, состоящего из n функциональных генераторов и выполняющего алгебраические функции, как показано на рис. 3.49.

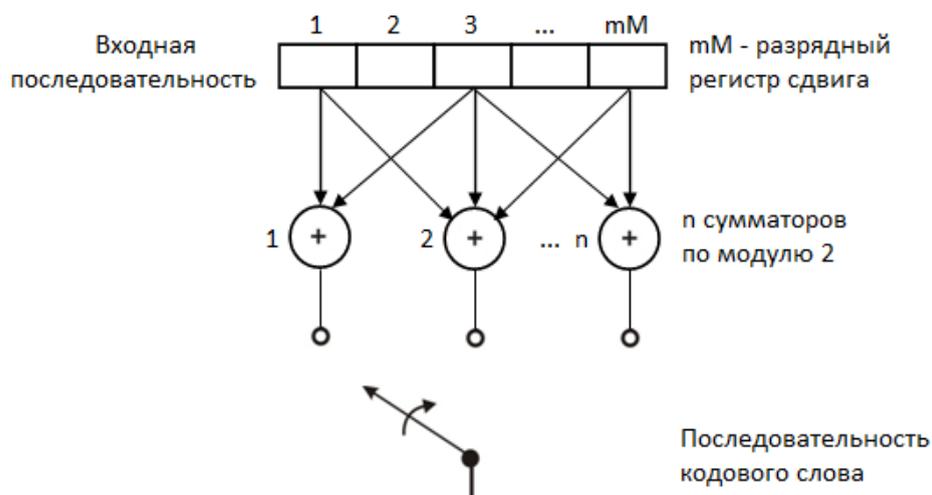


Рис. 3.49. Сверточный кодер

Входные данные к кодеру, которые считаются двоичными, продвигаются вдоль регистра сдвига по k бит за раз. Число выходных битов для каждой k -битовой входной последовательности равно n . Следовательно, кодовая скорость, определенная как $R = k/n$, согласуется с определением скорости блочного кода.

Представление сверточных кодов

Графическое представление

Рассмотрим сверточный кодер со скоростью кода $1/2$, его графическое представление показано на рис. 3.57. В этом кодере каждый раз информационный бит поступает на вход регистров сдвига, а на выходе генерируются два бита.

В качестве примера рассмотрена ситуация, когда на вход кодера подается некая последовательность информационных символов $V = 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1$, на выходе имеем последовательность $U = 11\ 10\ 00\ 10\ 00\ 01$. Процесс образования выходных символов легко воспроизвести в уме, глядя на рис. 3.50.

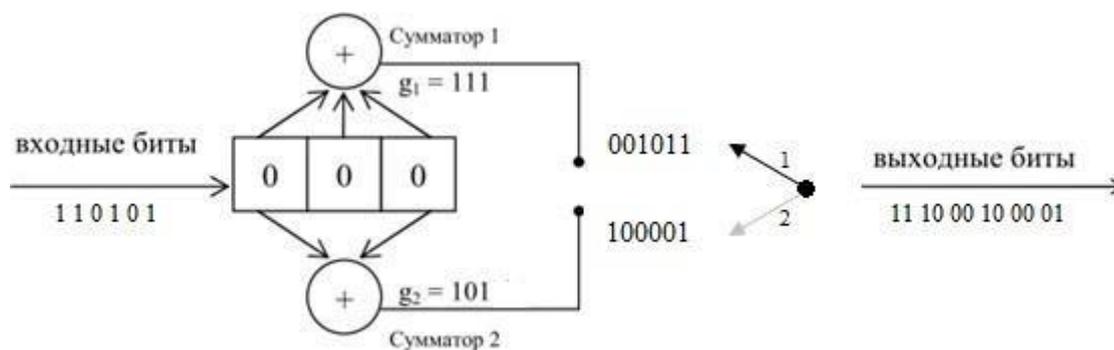


Рис. 3.50. Сверточный кодер с $K = 3$, $k = 1$, $n = 2$

Старшие разряды входных информационных бит для удобства располагаются справа и поступают в регистр сдвига первыми. При поступлении на вход регистра одного бита на выходах сумматора 1 и сумматора 2 образуется по одному биту, которые в дальнейшем поочередно считываются коммутатором и образуют выходную последовательность.

В данной таблице видно, как меняется состояние регистра сдвига с приходом нового информационного бита, показан и процесс образования выходных кодовых комбинаций, образуемых в результате считывания коммутатором символов с обоих сумматоров.

Полиномиальное представление

Иногда связи кодера описываются с помощью *полиномиального генератора*, аналогичного используемому для описания реализации обратной связи регистра сдвига циклических кодов. Сверточный кодер можно представить в виде набора из n полиномиальных генераторов, по одному для каждого из n сумматоров по модулю 2. Каждый полином имеет порядок $K - 1$ или меньше и описывает связь кодирующего регистра сдвига с соответствующим сумматором по модулю 2, почти так же, как и вектор связи. Коэффициенты возле каждого слагаемого полинома порядка $(K - 1)$ равны либо 1, либо 0, в зависимости от того, имеется ли связь между регистром сдвига и сумматором по модулю 2 [7].

Для кодера на рис. 3.50 можно записать полиномиальный генератор $g_1(X)$ для верхних связей и $g_2(X)$ — для нижних.

$$g_1(X) = 1 + X + X^2, \quad g_2(X) = 1 + X^2.$$

Здесь слагаемое самого нижнего порядка в полиноме соответствует входному разряду регистра. Выходная последовательность находится следующим образом: $U(X) = m(X)g_1(X)$, чередуется с $m_1(X)g_2(X)$.

Прежде всего, необходимо выразить вектор некоего сообщения $m = 1\ 0\ 1$ в виде полинома, т. е. $m(X) = 1 + X^2$. Для очистки регистра предполагается использование нулей, следующих за битами сообщения. Тогда выходящий полином $U(X)$ или выходящая последовательность U кодера (рис. 3.57) для входного сообщения m может быть найдена следующим образом:

$$m(X)g_1(X) = (1 + X^2)(1 + X + X^2) = 1 + X + X^3 + X^4$$

$$m(X)g_2(X) = (1 + X^2)(1 + X^2) = 1 + X^4$$

$$m(X)g_1(X) = 1 + X + 0X^2 + X^3 + X^4$$

$$m(X)g_2(X) = 1 + 0X + 0X^2 + 0X^3 + X^4$$

$$U(X) = (1,1) + (1,0)X + (0,0)X^2 + (1,0)X^3 + (1,1)X^4 \quad U = 11\ 10\ 00\ 10\ 11$$

В этом примере кодер был представлен в виде *полиномиальных генераторов*, с помощью которых описываются циклические коды. *Полиномиальные генераторы кодера также можно представить в виде векторов*: $g_1 = [111]$ и $g_2 = [101]$.

Методы декодирования сверточных кодов

Метод порогового декодирования

При пороговом декодировании сверточных кодов вычисляются синдромы (признаки места ошибочных символов), затем эти синдромы или последовательности, полученные посредством линейного преобразования синдромов, подаются на входы порогового элемента, где путем «голосования» (мажоритарный метод) и сравнения его результатов с порогом выносится решение о значении декодируемого символа. Основное достоинство этого метода декодирования — простота реализации. Однако он не полностью реализует потенциальные корректирующие способности сверточного кода. Кроме того, не все сверточные коды могут быть декодированы этим методом. Пороговое декодирование, как правило, применяется для систематических кодов [1]. Общая схема декодера для сверточного кода ($R = 1/2$) представлена на рис. 3.51.

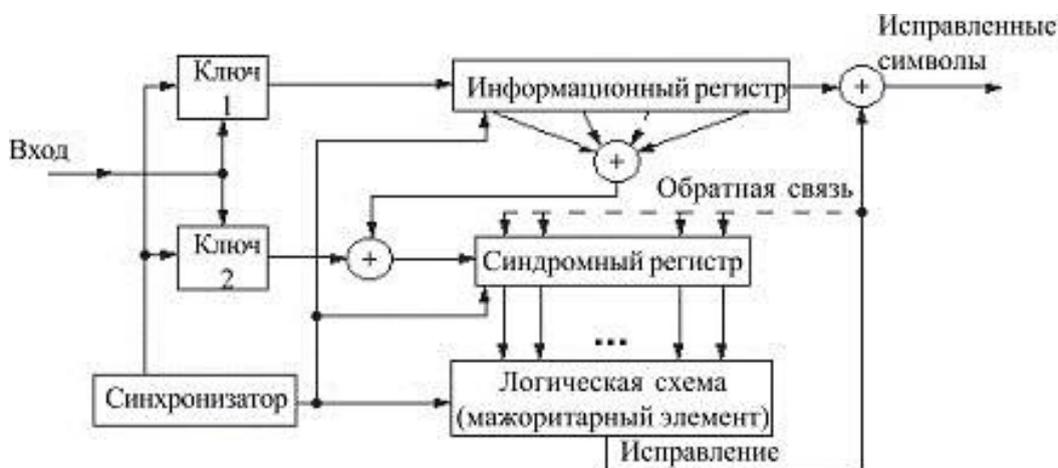


Рис. 3.51. Общая схема декодера для сверточного кода

Декодер содержит аналог кодера, в котором по принимаемым информационным символам в сдвигающем регистре формируется копия проверочной последовательности. С этой целью синхронизатор декодера с помощью ключей

1 и 2 «расфасовывает» входную последовательность символов на 2 потока — информационный и проверочный, синхронизатор управляет работой всего декодера.

В формирователе синдрома (сумматоре по модулю 2) образуется последовательность синдромов S , которая поступает на вход синдромного регистра. В отсутствие в канале ошибок последовательности на входах формирователя синдрома всегда совпадают, и синдромная последовательность состоит из одних нулей. Различным наборам ошибок соответствуют определенные конфигурации синдромных последовательностей, в которых на определенных позициях появляются единичные символы. Закон формирования проверочных символов выбирается таким образом, чтобы по структуре синдромной последовательности можно было определить искаженные символы.

Логическая схема определяет по синдрому правильность записанного в информационном регистре блока информационных символов. Если имеется комбинация ошибок, которая может быть исправлена, то логическая схема исправляет ошибки в этом блоке путем подачи единичных символов на выходную схему суммирования по модулю 2 в моменты выхода из информационного регистра искаженных символов.

Ошибки, исправляемые в очередном информационном блоке, могут влиять на символы синдромов, соответствующих последующим блокам, поскольку сверточные коды непрерывны. Для того чтобы декодер смог полностью реализовать свои корректирующие возможности, следует исключить влияние этих ошибок. Это может быть достигнуто за счет обратной связи, которая на схеме (рис. 3.51) представлена пунктирной линией.

Обратная связь преобразует синдромный регистр прямого действия в нелинейный регистр сдвига с обратной связью. Это может привести к явлению, называемому размножением ошибок. Неисправимые ошибки в канале могут вызвать переход синдромного регистра в такое состояние, что и при отсутствии аддитивных ошибок в канале декодер будет продолжать всегда декодировать неправильно. Причина этого состоит в том, что выход нелинейного регистра сдвига с обратной связью, когда на его вход поступает нулевая последовательность, а начальное состояние — ненулевое, может быть периодическим.

Последовательный алгоритм декодирования

При рассмотрении алгоритмов последовательного декодирования удобно представлять сверточный код в виде кодового дерева. Как уже отмечалось ранее, исходному нулевому состоянию сдвигающего регистра кодера соответ-

ствует начальный узел дерева. Если входной информационный символ, поступающий в регистр, равен 1, то ему приписывается линия (ребро дерева), идущая, как принято на этом рисунке, вниз, а если информационный символ равен 0 — то вверх. Тем самым получаем два новых узла, соответствующие следующему такту работы кодера, для каждого из которых дерево строится далее аналогичным образом, и так далее. Над каждым ребром дерева записываются кодовые символы, получаемые при этом на выходе кодера. Совокупность нескольких последовательных ребер, соединяющих какие-либо два узла, составляет ветвь дерева.

Каждая последовательность кодируемых информационных символов порождает определенный путь по кодовому дереву. Очевидно, задача декодера заключается в отыскании истинного (правильного) пути, то есть того пути, который в действительности был порожден кодером [1].

Таким образом, при алгоритмах последовательного декодирования декодер определяет наиболее правдоподобный путь по решетке, что позволяет исключить из анализа большую часть остальных путей, имеющих меньшее правдоподобие.

Для этого сначала необходимо передвигаться поочередно вдоль каждого пути кодовой решетки, сравнивая принятую последовательность со значением, соответствующим пути, по которому происходит движение. Если при этом удастся обнаружить некоторый путь, значение которого совпадает с принятой последовательностью, то естественно считать, что эта последовательность и передавалась.

Если быть точнее, происходит сравнение принятой комбинации с комбинациями, возможными для данного шага декодирования. Путь считается наиболее правдоподобным, если метрика между принятой последовательностью и последовательностью, соответствующей данному переходу, минимальна.

Сверточное декодирование. Практическая часть

ЗАДАНИЕ № 1

Вариант 1

Сверточный код: $g_1(X) = 1 + X^2 + X^3$, $g_2(X) = 1 + X + X^3$. Входная последовательность: $V = 10110$.

На рис. 3.52 представлен сверточный кодер.

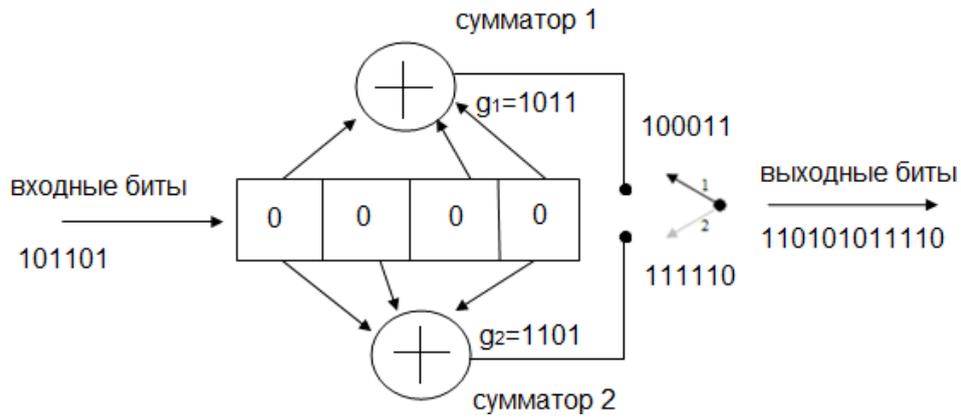


Рис. 3.52. Сверточный кодер

Построим решетку кодера (рис. 3.53).

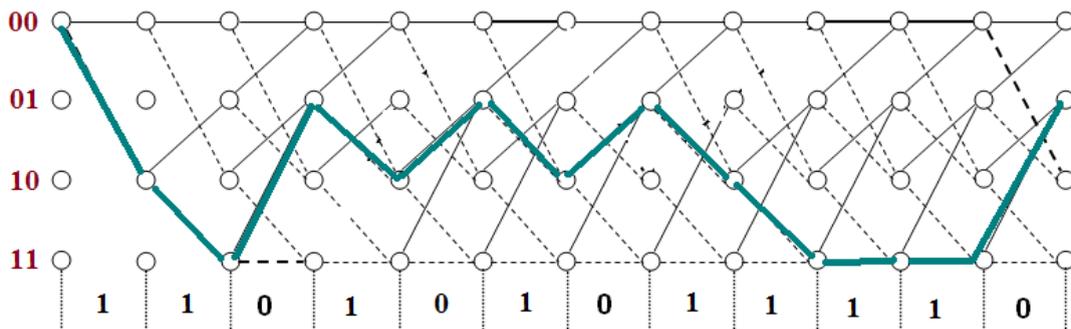


Рис. 3.53. Решетка кодера

Изобразим решетку декодера и произведем декодирование (рис. 3.54).

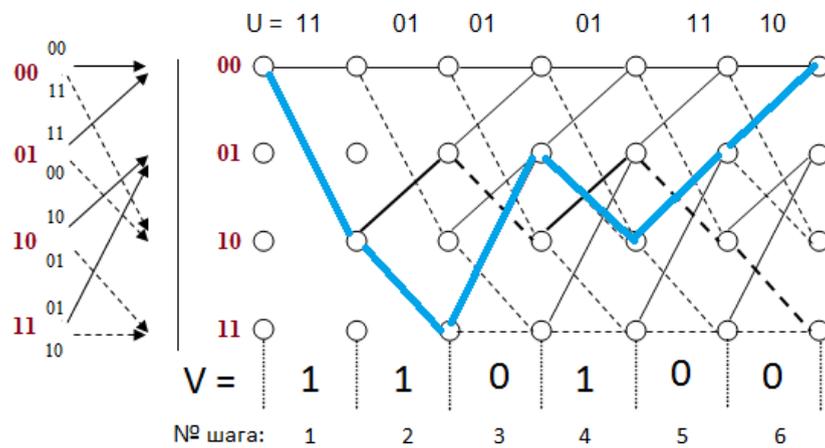


Рис. 3.54. Решетка декодера

В результате были выявлены 6 ошибок. После декодера был получен результат: 11 10 11 01 10 01. Подчеркиванием выделены места, где были совершены ошибки.

Вариант 2

Сверточный код: $g_1(X) = X + X^2 + X^3$, $g_2(X) = 1 + X + X^2$. Входная последовательность: $V = 010100$.

На рис. 3.55 представлен сверточный кодер.

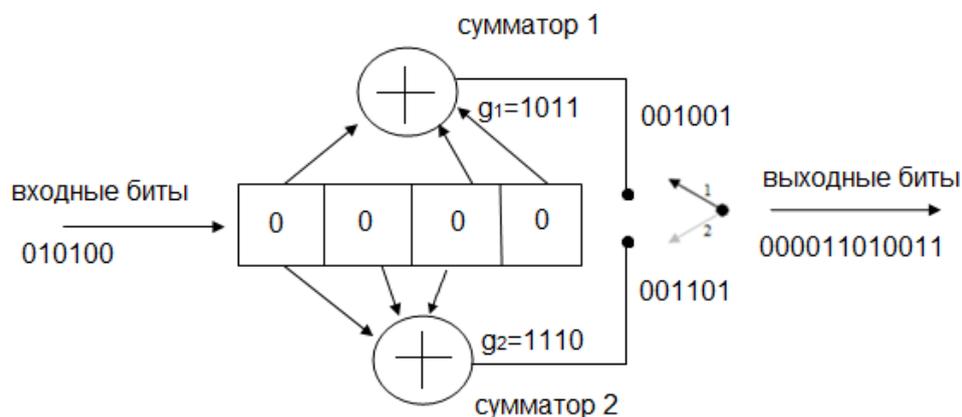


Рис. 3.55. Сверточный кодер

Построим решетку кодера (рис. 3.56).

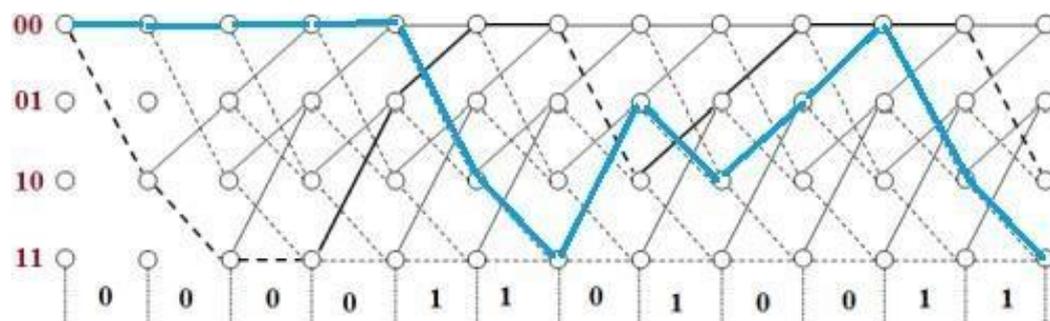


Рис. 3.56. Решетка кодера

Изобразим решетку декодера и произведем декодирование (рис. 3.57).

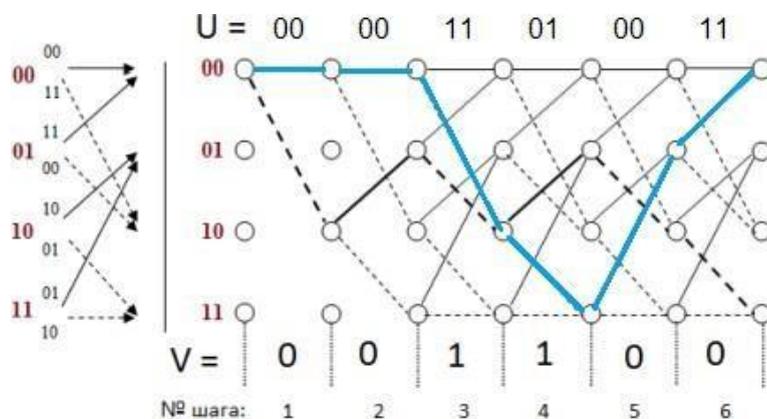


Рис. 3.57. Решетка декодера

В результате были выявлены 5 ошибок. После декодера был получен результат: 00 00 10 11 01 00. Подчеркиванием выделены места, где были совершены ошибки.

ЗАДАНИЕ № 2

Построить графики зависимости числа ошибок от вероятности ошибок для одиночной и двойной длины ошибок (рис. 3.58).



Рис. 3.58. Процесс кодирования и декодирования

График зависимости числа ошибок от вероятности ошибок для одиночной длины ошибок представлен на рис. 3.59, а для двойной длины ошибок — нарис. 3.60.

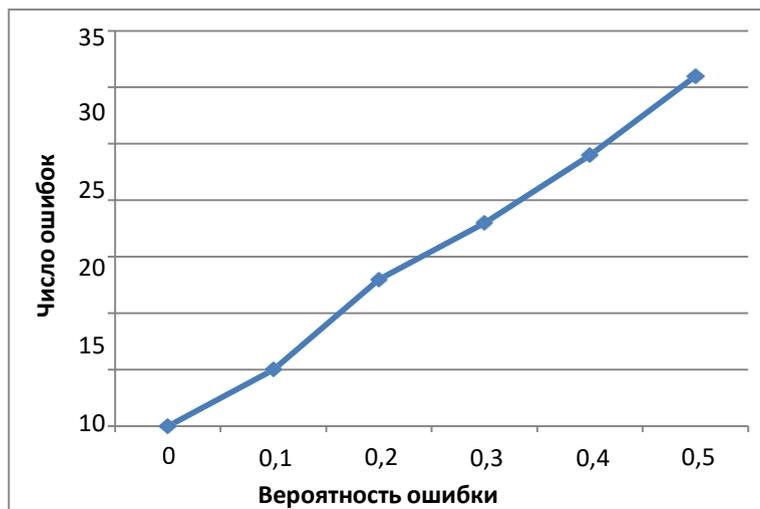


Рис. 3.59. График зависимости числа ошибок от вероятности ошибок для одиночной длины ошибок

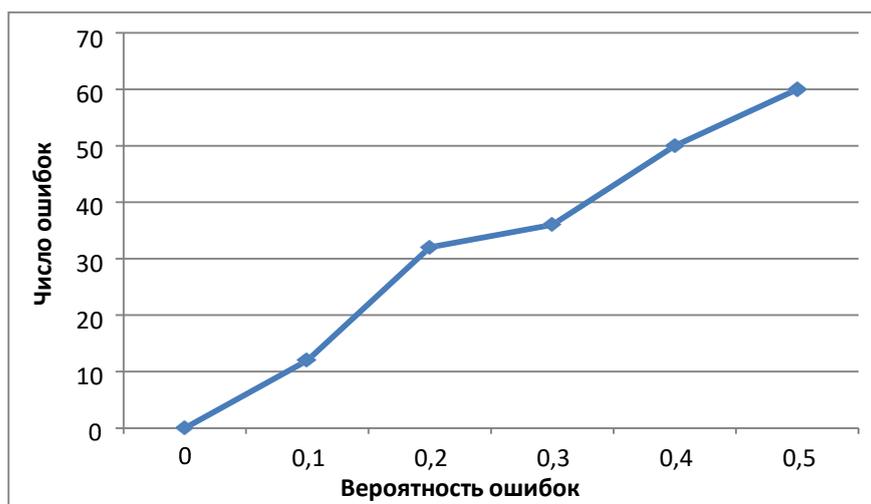


Рис. 3.60. График зависимости числа ошибок от вероятности ошибок для двойной длины ошибок

В процессе выполнения индивидуальной работы была осуществлена работа по созданию программного комплекса для визуализации и исследования метода сверточного декодирования на основе последовательного алгоритма. Программный комплекс выполнен в полном соответствии с техническим заданием и отвечает всем заявленным в нем требованиям.

Произведены лабораторные испытания программного комплекса, в ходе которых была отмечена высокая эффективность его использования в качестве макета, наглядно демонстрирующего процессы сверточного кодирования и последовательного алгоритма декодирования.

Декодирование сверточных кодов по методу Витерби

Алгоритм сверточного декодирования Витерби

В 1967 г. Витерби разработал и проанализировал алгоритм, в котором, по сути, реализуется декодирование, основанное на принципе максимального правдоподобия; однако в нем уменьшается вычислительная нагрузка за счет использования особенностей структуры конкретной решетки кода. Преимущество декодирования Витерби, по сравнению с декодированием по методу «грубой силы», заключается в том, что сложность декодера Витерби не является функцией количества символов в последовательности кодовых слов.

Алгоритм включает в себя вычисление *меры подобия* (или *расстояния*) между сигналом, полученным в момент времени t , и всеми путями решетки, входящими в каждое состояние в момент времени t_i . В алгоритме Витерби не

рассматриваются те пути решетки, которые, согласно принципу максимального правдоподобия, заведомо не могут быть оптимальными. Если в одно и то же состояние входят два пути, выбирается тот, который имеет лучшую метрику; такой путь называется *выживающим*. Отбор выживающих путей выполняется для каждого состояния. Таким образом, декодер углубляется в решетку, принимая решения путем исключения менее вероятных путей. Предварительный отказ от маловероятных путей упрощает процесс декодирования. В 1969 г. Омура (Omura) показал, что основу алгоритма Витерби составляет оценка максимума правдоподобия. Отметим, что задачу отбора оптимальных путей можно выразить как выбор кодового слова с *максимальной метрикой правдоподобия*, или *минимальной метрикой расстояния*.

Алгоритм Витерби является достаточно мощным алгоритмом декодирования, при этом сложность его аппаратной реализации невысока. В настоящее время алгоритм Витерби применяется во многих стандартах беспроводной связи, таких как IEEE 802.11a/g, WiMAX, DAB/DVB, WCDMA, GSM.

Наиболее подходящей элементной базой для аппаратной реализации декодера Витерби являются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС).

Модели декодера Витерби в MATLAB Simulink

Модели декодера Витерби в MATLAB Simulink представлены на рис. 3.61 и 3.62.

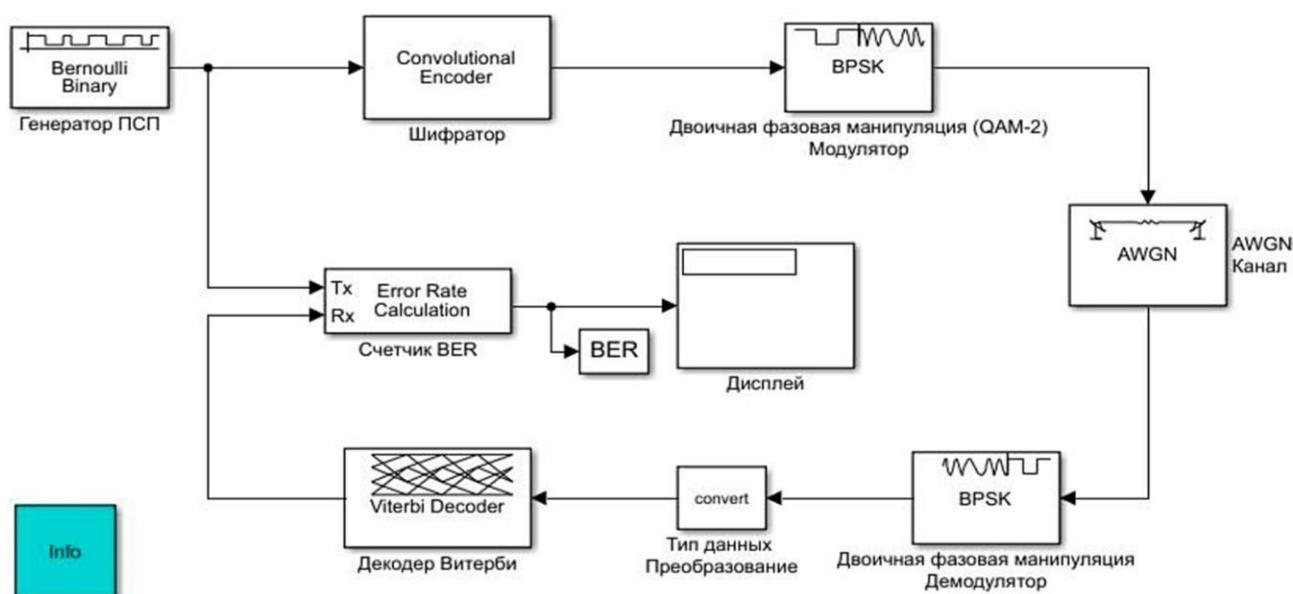


Рис. 3.61. Модель декодера Витерби с жестким решением

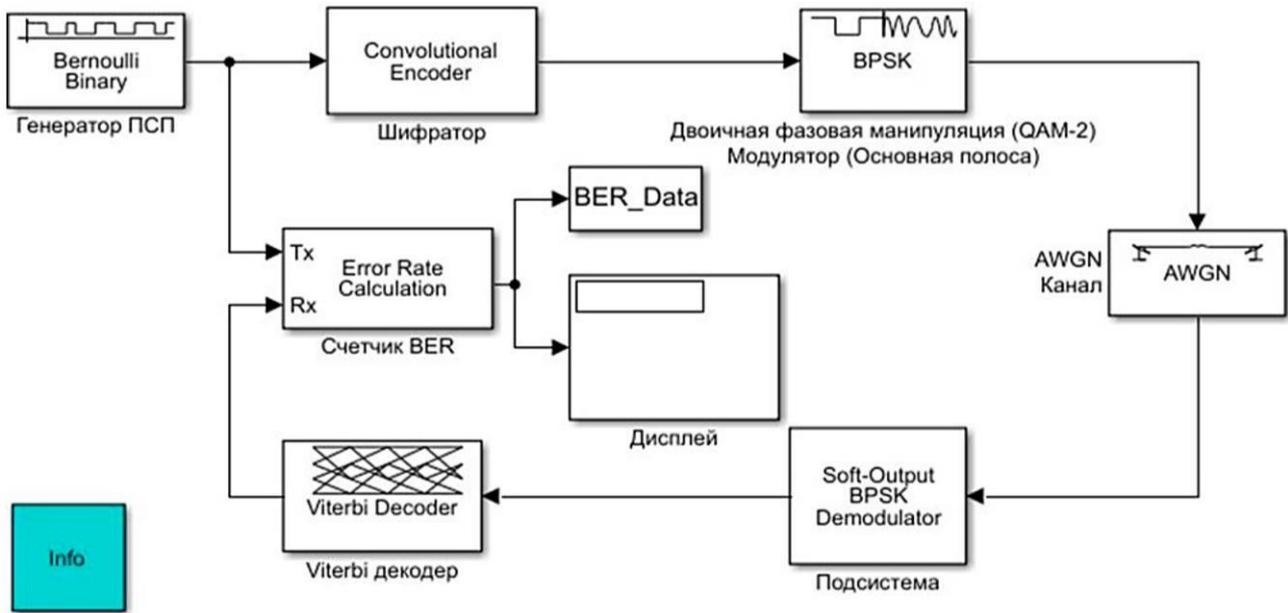


Рис. 3.62. Модель декодера Витерби с мягким решением

На рис. 3.63 приведена помехоустойчивость исследуемых моделей.

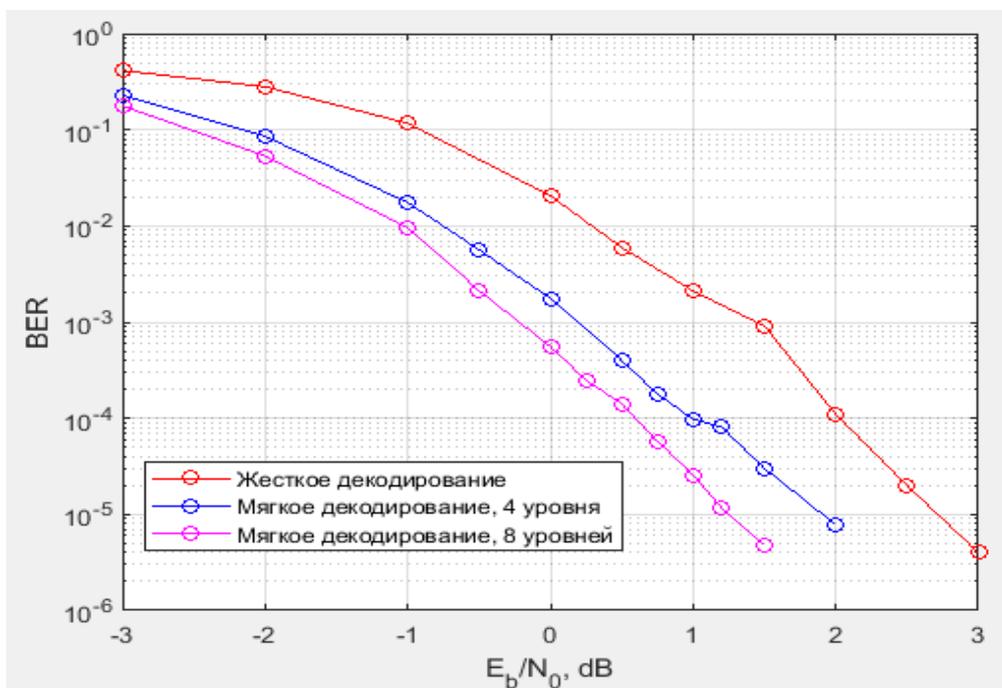


Рис. 3.63. Помехоустойчивость исследуемых кодов

Декодер Витерби является оптимальным декодером. Помехоустойчивость при мягком декодировании лучше, чем при жестком. Чем больше уровней квантования входного сигнала (на выходе демодулятора), тем больше помехоустойчивость, однако вместе с этим увеличиваются и задержки обработки, и вычислительная сложность.

3.4. НИЗКОПЛОТНОСТНЫЕ LDPC-КОДЫ

При передаче информации ее поток разбивается на блоки определенной (чаще всего) длины, которые преобразуются кодером (кодируются) в блоки, называемые ключевыми словами. Ключевые слова передаются по каналу, возможно, с искажениями. На принимающей стороне декодер преобразует ключевые слова в поток информации, исправляя (по возможности) ошибки передачи.

Теорема Шеннона утверждает, что при определенных условиях вероятность ошибки декодирования (то есть невозможность декодером исправить ошибку передачи) можно уменьшить, выбрав большую длину ключевого слова. Однако данная теорема (и работа вообще) не показывает, как можно выбрать большую длину, а точнее как эффективно организовать процесс кодирования и декодирования информации с большой длиной ключевых слов.

Если предположить, что в кодере и декодере есть некие таблицы соответствия между входным блоком информации и соответствующим кодовым словом, то такие таблицы будут занимать очень много места. Для двоичного симметричного канала без памяти (если говорить упрощенно, то на вход кодера поступает поток из нулей и единиц) количество различных блоков составляет 2^n , где n — количество бит (нулей или единиц), которые будут преобразовываться в одно кодовое слово. Для 8 бит это 256 блоков информации, каждый из которых будет содержать в себе соответствующее кодовое слово. Причем кодовое слово обычно большей длины, так как содержит в себе дополнительные биты для защиты от ошибок передачи данных. Поэтому одним из способов кодирования является использование проверочной матрицы, которая позволяет за одно математическое действие (умножение строки на матрицу) выполнить декодирование кодового слова.

Аналогичным образом каждой проверочной матрице соответствует порождающая матрица, аналогичным способом одной операцией умножения строки на матрицу генерирующая кодовое слово.

Таким образом, для сравнительно коротких кодовых слов кодеры и декодеры могут просто содержать в памяти все возможные варианты или даже реализовывать их в виде полупроводниковой схемы. Для большего размера кодового слова эффективнее хранить порождающую и проверочную матрицы. Однако при длинах блоков в несколько тысяч бит хранение матриц размером, соответственно, в мегабиты уже становится неэффективным.

Одним из способов решения данной проблемы становится использования **кодов с малой плотностью проверок на четность**, когда в проверяющей мат-

рице количество единиц сравнительно мало, что позволяет эффективнее организовать процесс хранения матрицы или же напрямую реализовать процесс декодирования с помощью полупроводниковой схемы.

Коды с низкой плотностью проверок на четность (LDPC) — это класс линейных блочных кодов, позволяющих получить превосходную эффективность с относительно малыми вычислительными затратами на их декодирование. Эти коды были предложены

Робертом Галлагером еще в 1963 г., однако были забыты на сорок лет в связи со сложностью реализации алгоритмов их декодирования.

Развитие цифровой техники позволило преодолеть многие проблемы, и в конце 20-го столетия исследования в области LDPC-кодов получили новый импульс.

LDPC-коды становятся востребованными в системах передачи информации, требующих максимальной скорости передачи при ограниченной полосе частот. Основным конкурентом LDPC-кодов на данный момент являются турбокоды, которые нашли свое применение в системах спутниковой связи, ряде стандартов цифрового телевидения и мобильных системах связи третьего поколения. Однако LDPC-коды по сравнению с турбокодами имеют ряд преимуществ.

Во-первых, LDPC-коды обгоняют турбокоды по скорости декодирования. Во-вторых, LDPC-коды более предпочтительны в каналах с меньшими вероятностями ошибок. С развитием методов передачи информации каналы передачи улучшаются, что дает хорошую перспективу для развития LDPC-кодов.

Применение методов итеративного декодирования к данным кодам позволяет практически вплотную приблизиться к пропускной способности канала при относительно небольшой сложности реализации. В связи с этим во многих новых стандартах передачи различного рода данных (DVB-S2, 802.11n, 802.16e) именно LDPC-коды рекомендованы для исправления ошибок. LDPC-коды представляют собой линейные блочные коды, задаваемые с помощью проверочной матрицы H , характеризуемой относительно малым (<10) числом единиц в строках и столбцах.

В 1981 г. Р. М. Таннером было предложено использовать двудольные неориентированные графы, впоследствии названные графами Таннера, для описания структуры итеративно декодируемых кодов. В принципе любой блочный код размерности (M, N) , где N — число битов, а M — число проверок в кодовом слове, можно представить в виде двудольного графа Таннера. Например, на рис. 3.64 изображен такой граф для кода Хэмминга $(7,4)$, проверочная матрица.

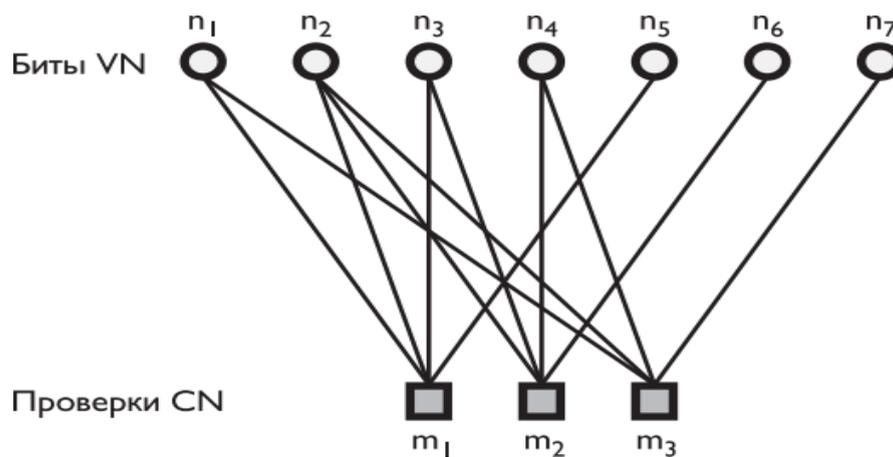


Рис. 3.64. Граф Таннера для кода Хэмминга (7,4)

Вершины графа называются проверочными (check nodes — CN) и битовыми узлами (variable nodes — VN), они обозначены на рисунке m и n соответственно.

При помощи графа Таннера большинство алгоритмов декодирования LDPC-кодов можно представить в виде процессов последовательного обмена сообщениями между соединенными ребрами вершинами. Для проверочных и битовых узлов графа вводится понятие степени — величины, показывающей число ребер, входящих в рассматриваемый узел. Степени битовых и проверочных узлов обозначаются dc и dr соответственно. Если dc и dr фиксированы для всех узлов, такой код называют регулярным, а если хотя бы один из этих параметров изменяется от узла к узлу — нерегулярным. Для описания нерегулярных кодов вводится ряд распределения степеней, показывающий долю узлов, имеющих конкретную степень.

В 1996 г. вышла в свет первая после Р. Галлагера работа, посвященная использованию LDPC-кодов в качестве кодов, способных вплотную приблизиться к границе Шеннона при достаточно большой длине кодового слова. Появление этой статьи породило целую волну исследований, посвященных поиску новых, более эффективных структур LDPC-кодов, а также альтернативных алгоритмов их декодирования с различными соотношениями эффективность/производительность.

В последнее время LDPC-коды получили широкое распространение благодаря превосходной эффективности. Использование LDPC-кодов предусматривает большинство современных стандартов передачи данных (например, стандарты IEEE 802.11, IEEE 802.16), стандартов цифрового вещания (например, стандарты DVB-S2, DVB-T2, DVB-C2).

Классификация LDPC-кодов

По определению, данному Р. Галлагером, низкоплотный код — это линейный код, проверочная матрица H которого размерности $(M \times N)$ содержит dc M единиц в каждом столбце и dr N единиц в каждой строке. Причем распределение единиц по столбцам и строкам в общем случае случайно.

На практике случайное распределение единиц крайне неудобно — для кодирования и декодирования приходится хранить проверочные и генераторные матрицы, что достаточно накладно, особенно при больших длинах кодов.

Очевидным средством борьбы с этой проблемой является переход к низкоплотным кодам, проверочная матрица которых обладает какой-то структурой. Простейший вариант структуризации проверочной матрицы — использование циклических кодов.

Формально проверочная матрица такого кода представляет собой циркулянтную матрицу размерности $N \times N$, в которой каждая строка получается циклическим сдвигом вправо предыдущей строки. Значение влияния цикличности проверочной матрицы на сложность декодера LDPC-кода сложно переоценить, поскольку каждая из строк матрицы однозначно определяется предыдущей строкой, в связи с чем реализация декодера может быть существенно упрощена по сравнению со случайной структурой проверочной матрицы. Как известно, кодер циклического кода достаточно просто реализовать с использованием сдвигового регистра и набора сумматоров.

К недостаткам циклических кодов можно отнести фиксированный для всех скоростей кодирования размер проверочной матрицы $N \times N$, что подразумевает более сложный декодер, а также высокий Хэммингов вес строк, что усложняет структуру декодера. Дополнительно стоит заметить, что циклический код всегда регулярен.

К достоинствам помимо упрощения кодирования/декодирования следует отнести большое минимальное расстояние и очень низкий порог при итеративном декодировании.

$$H = \begin{bmatrix} A_{11} & \cdots & A_{1N} \\ \vdots & & \vdots \\ A_{M1} & \cdots & A_{MN} \end{bmatrix}$$

Желание преодолеть недостатки циклических LDPC-кодов привело к появлению квазициклических LDPC-кодов. Квазициклические коды также имеют

хорошую структуру, позволяющую упростить кодер и декодер. В дополнение к этому они позволяют более гибко подойти к разработке кода, в частности позволяют синтезировать нерегулярные коды. Проверочная матрица такого кода представляет собой не что иное, как набор циркулянтных подматриц:

Очевидно, что для получения низкоплотностного кода циркулянтные матрицы должны быть разреженными, что на практике означает использование в качестве циркулянтов единичных матриц. Для того чтобы получить нерегулярный код, какие-то подматрицы просто объявляются нулевыми.

Методы построения проверочных матриц

Методы построения LDPC-кодов также можно разбить на классы. К первому классу относятся все алгоритмические способы и способы, использующие вычислительную технику. А ко второму — способы, основанные на теории графов, математике конечных полей, алгебре и комбинаторике.

При этом стоит заметить, что первый класс методов позволяет получать как случайные, так и структурированные LDPC-коды, в то время как второй нацелен на получение только структурированных LDPC-кодов, хотя бывают и исключения.

В отличие от других линейных блочных кодов, таких как БЧХ или кодов Рида — Соломона, имеющих строгий алгоритм синтеза кодов с заданными параметрами, для LDPC-кодов существует множество способов построения кодов.

Существуют способы построения LDPC-кодов, предложенные Галлагером и МакКеем, о которых ниже и пойдет речь.

Для начала будет рассмотрен метод, предложенный *Р. Галлагером*.

Р. Галлагер предложил следующий алгоритм построения низкоплотностных кодов. Пусть проверочная матрица кода имеет вид:

$$H = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ \vdots \\ H_{d_c} \end{bmatrix}$$

В ней подматрицы H_a , $a = 1, 2, \dots$ имеют структуру, которая может быть описана следующим образом.

Важной характеристикой матрицы LDPC-кода является отсутствие циклов определенного размера (кратности). Под циклом кратности 4 понимается

наличие в двух разных столбцах проверочной матрицы ненулевых элементов на совпадающих позициях. Отсутствие цикла кратности 4 определяется вычислением скалярного произведения столбцов матрицы: если всевозможные скалярные произведения всех столбцов матрицы не превосходят 1, то это означает отсутствие в матрице циклов кратности 4. Цикл кратности 4 является минимально возможным и встречается существенно чаще циклов большей длины (6, 8, 10 и т. д.). Присутствие в матрице LDPC-кода циклов любой кратности свидетельствует о заложенной в структуру матрицы избыточности, не приводящей к улучшению помехоустойчивых свойств кода. Пример циклов кратности 4 приведен на рис. 3.65.

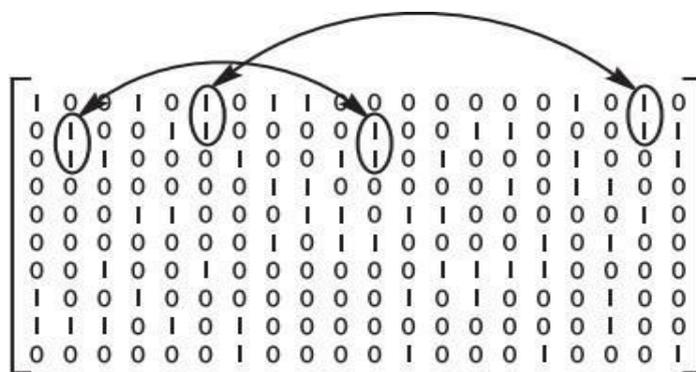


Рис. 3.65. Циклы кратности 4 в матрице LDPC-кода

Рассмотренный выше алгоритм не гарантирует отсутствие циклов кратности 4, однако они могут быть удалены впоследствии. Галлагер показал, что ансамбль таких кодов обладает прекрасными свойствами. Также была показана возможность реализации достаточно простых кодеров, поскольку проверочные биты такого кода могут быть найдены по проверочной матрице кода как функция информационных узлов.

По прошествии тридцати пяти лет *МакКей*, будучи незнакомым с работой Галлагера, повторно открыл преимущества кодов с разреженными матрицами и был первым, кто при помощи компьютерного моделирования показал возможность этих кодов вплотную приблизиться к границе Шеннона как для двоичного симметричного канала, так и для канала с аддитивным белым гауссовским шумом. МакКей предложил несколько компьютерных алгоритмов построения проверочных матриц низкоплотностных кодов. Приведем некоторые из них в порядке увеличения сложности реализации.

Проверочная матрица H синтезируется путем случайного генерирования столбцов веса i , насколько это возможно, равномерным распределением весов строк.

Проверочная матрица H синтезируется путем случайного генерирования столбцов веса и строк веса с дополнительной проверкой на отсутствие циклов кратности 4.

Проверочная матрица H синтезируется по алгоритму 2 с дополнительным удалением циклов кратности 4.

Проверочная матрица H синтезируется по алгоритму 3 с дополнительным условием, что проверочная матрица имеет вид $H = [1 \ 2]$, где 2 — обратимая матрица.

Недостатком алгоритмов МакКея является отсутствие какой-либо структуры в проверочных матрицах, что усложняет процесс кодирования.

Кодирование осуществляется приведением матрицы H к виду $H = P$, из которого можно получить генераторную матрицу в систематической форме $G = [PI]$. Проблема при кодировании по матрице G заключается в том, что подматрица P в общем случае не является разреженной. То есть для кодов, представляющих интерес, сложность кодирования оказывается достаточно высокой.

Декодирование LDPC-кодов

Наибольший интерес для исследователей представляет процедура декодирования, ввиду того что она является более времязатратной и ресурсоемкой.

Декодирование — это процедура поиска и исправления ошибки, наложенной каналом на кодовое слово, по принятому из канала вектору или собственно поиск кодового слова по вектору, принятому из канала.

Декодирование по максимуму правдоподобия кода C обозначает нахождение по заданному принятому вектору y такого кодового слова c из C (множества всех кодовых слов), которое максимизирует вероятность того, что передавалось слово c при условии принятия вектора y . Задача декодирования по максимуму правдоподобия является NP-полной.

Для оценки качества работы различных декодеров используется оценка вероятности ошибки декодирования (BER) на информационный бит, вычисляемая как отношение количества ошибочных информационных бит после декодирования к общему количеству переданных информационных бит. Итеративные схемы декодирования кодов с низкой плотностью проверок на четность не являются декодерами по максимуму правдоподобия, но позволяют получить разумный баланс по сложности и вероятности ошибки декодирования по сравнению с декодированием по максимуму правдоподобия. Итеративное декодирование подразумевает, что нахождение кодового слова будет производиться не за один проход, а за несколько, с последовательным уточнением результата на

каждом шаге. Применяются следующие основные схемы декодирования: «жесткое» декодирование, быстрое декодирование, многопороговое декодирование.

«Жесткое» декодирование — это схема декодирования для двоичного симметричного канала при небольшом количестве ошибок в канале. «Жесткое» декодирование инвертированием битов — самая простая схема декодирования кодов с низкой плотностью проверок на четность.

Под проверкой понимается любая строка из проверочной матрицы кода с низкой плотностью проверок на четность. Будем говорить, что проверка для некоторого вектора $y = \{y, y_1, y_{-1}\}$ выполняется тогда, когда скалярное произведение вектора y на проверку дает нуль. Будем говорить, что элемент y принятого вектора y участвует в проверке тогда, когда соответствующий элемент проверки не равен нулю.

Одна итерация «жесткого» декодирования инвертированием битов производится следующим образом:

1. Для принятого вектора вычисляются все проверки.
2. Если некоторый бит принятого вектора участвовал более чем в половине не выполнившихся проверок, бит инвертируется.
3. После такого анализа всех символов принятого вектора вектор проверяется на принадлежность коду. Если вектор является кодовым словом, декодирование заканчивается, в противном случае выполняется следующая итерация алгоритма.

Такая процедура декодирования применима для кодов с низкой плотностью проверок на четность потому, что большинство проверок в таком случае будут содержать одну ошибку или не будут содержать ошибок вообще, и тогда невыполнение большого количества проверок для символа принятого слова будет обозначать наличие в нем ошибки.

Декодирование по вероятностям является «мягким» декодированием, т. е. декодированием на основе вектора, состоящего не из дискретных значений (0 и 1), а из вещественных величин, полученных на выходе канала путем пересчета вероятностей (англ. *belief propagation decoding*).

На основе принятого из канала вектора формируются два (для двоичного случая) вектора вероятностей того, что в принятом векторе на данной позиции находился заданный символ.

Каждому ненулевому элементу проверочной матрицы кода с низкой плотностью проверок на четность приписываются две величины: q^x и r^x .

i,j Величина q^x является i, j вероятностью того, что j -й символ принятого вектора имеет значение x по информации, полученной из всех проверок, кроме i -й. Величина r^x является вероятностью того, что проверка i выполняется, если

j -й символ принятого вектора равен x , а все остальные символы проверок имеют распределение вероятностей, заданное величинами $\{q^x_j \text{ из } N(i)/j\}$, где $N(i)$ — множество символов, входящих в i -ю проверку.

Перед началом работы алгоритму требуется инициализация, далее алгоритм работает по принципу пересчета вероятностей символов принятого вектора (*belief propagation*), используя для пересчета вероятностей правило Байеса для апостериорной вероятности события. Одна итерация алгоритма представляет собой следующую последовательность действий: если вектор является кодовым словом, декодирование заканчивается, в противном случае выполняется следующая итерация алгоритма.

Сложность данного алгоритма выше, чем сложность «жесткого» декодирования инвертированием битов, но качество декодирования повышается за счет использования дополнительной информации на выходе канала. Однако точность работы такого алгоритма зависит от инициализации: чем точнее она произведена, тем точнее будет конечный результат. Для канала с гауссовским шумом инициализация может быть произведена при помощи информации о дисперсии шума в канале. Для других распределений шума в канале или при неизвестных характеристиках шума точная инициализация алгоритма может оказаться сложной задачей.

Несмотря на то что декодирование пересчетом вероятностей является эффективным методом для каналов с непрерывным выходом, тот факт, что сложность его значительно выше, чем сложность «жесткого» декодирования, создает предпосылки для поиска более быстрых алгоритмов декодирования, обладающих приемлемым качеством.

Среди известных алгоритмов **быстрого декодирования** кодов с низкой плотностью проверок на четность для каналов с непрерывным выходом наиболее известен алгоритм «min-sum», являющийся упрощением декодера «*belief propagation*», а также алгоритм UMP (Uniformly Most Powerful).

Сложность декодера UMP (быстрого декодирования по надежностям) значительно ниже, чем сложность декодера, пересчитывающего вероятности, за счет того, что пересчет надежностей выполняется по упрощенной схеме (схеме «взвешенного» мажоритарного голосования, в качестве «весов» используется надежность проверок), а также за счет возможности использования исключительно целочисленных операций сложения и сложения по модулю два. Также к достоинствам быстрого декодера по надежностям можно отнести то, что декодеру не требуется знать характеристики шума в канале (дисперсию и т. д.), следовательно, такой декодер может работать в любом симметричном канале с двоичным входом.

Недостатком быстрого декодера по надежностям является оценка вероятности ошибки декодирования, которая для канала с аддитивным гауссовским шумом оказывается на 0,5 дБ хуже, чем вероятность ошибки декодирования вероятностного декодера.

Далее будет рассмотрено многопороговое декодирование. Основная идея **многопорогового декодирования** по надежностям состоит в том, чтобы изменять значения порогов инвертирования символов от одной итерации к другой следующим образом: на первых итерациях порог инвертирования символов выбирается так, чтобы количество инвертированных символов было минимальным (вплоть до инвертирования только одного символа на первой итерации); на последующих итерациях пороги инвертирования постепенно повышаются.

При многопороговом декодировании, если на первой итерации была исправлена хотя бы одна ошибка, декодирование на последующих итерациях становится значительно проще и общее качество декодирования улучшается. По-прежнему для работы декодеру не требуется информация о шуме в канале, достаточно лишь задать надежности.

Декодер, работающий по многопороговой схеме, позволяет получить вероятность ошибки декодирования на 0,1–0,4 дБ лучше, чем обеспечивает быстрый декодер по надежностям UMP, практически приближаясь к вероятности ошибки, получаемой при вероятностном декодировании кодов с низкой плотностью проверок на четность. Помимо независимости от характеристик канала многопороговый декодер обладает свойством декодеров кодов с низкой плотностью проверок на четность, а именно универсальностью и применимостью для любой конструкции таких кодов.

Следует отметить, что эффективность нерегулярных LDPC-кодов оказывается выше эффективности регулярных кодов. Это объясняется тем, что в нерегулярных кодах из-за различного числа единиц в строках и столбцах информационные символы защищены по-разному. В результате при декодировании проявляется так называемый эффект волны, когда более защищенные биты декодируются быстрее и затем как бы помогают при декодировании менее защищенных бит.

Экспериментальная часть

Задание на лабораторную работу:

1. Изучить работу приложения «LDPC Кодер-Декодер».
2. Установить параметры матрицы, выставив значения $n = 100$, $m = 50$, $j = 3$, Message Bits = 1000.

3. Меняя значение параметра Noise, выписать показания контроллеров BER с использованием кодирования и без него.

4. По полученным данным построить соответствующие графики.

5. Привести рисунки, демонстрирующие исходное сообщение, закодированное сообщение, декодированное сообщение и разницу между исходным и декодированным сообщением.

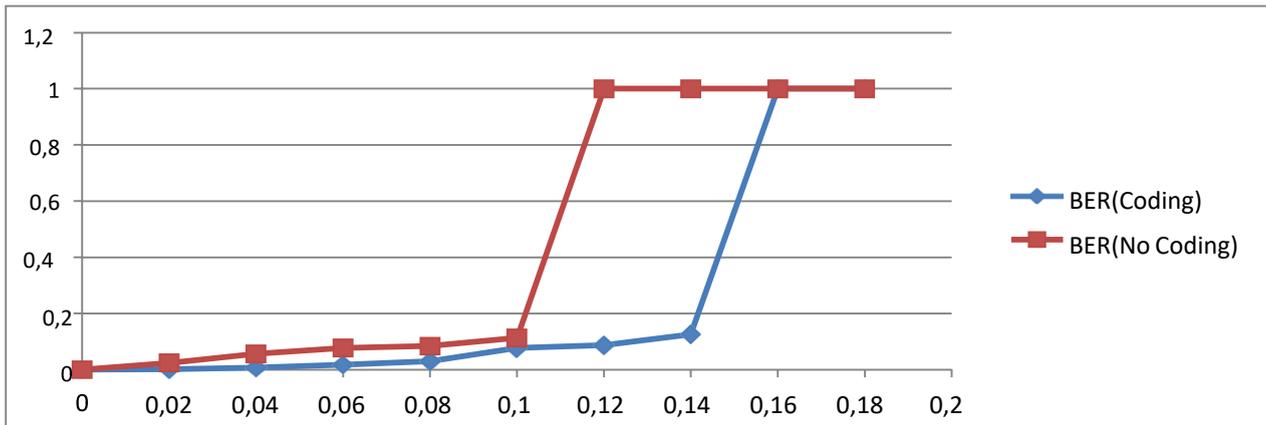


Рис. 3.66. График зависимости BER от Noise

На графике (рис. 3.66) видно, что быстрее единицы достиг счетчик, который считал BER в канале без кодирования LDPC.

На рис. 3.67–3.79 представлены примеры работы LDPC кодера-декодера.

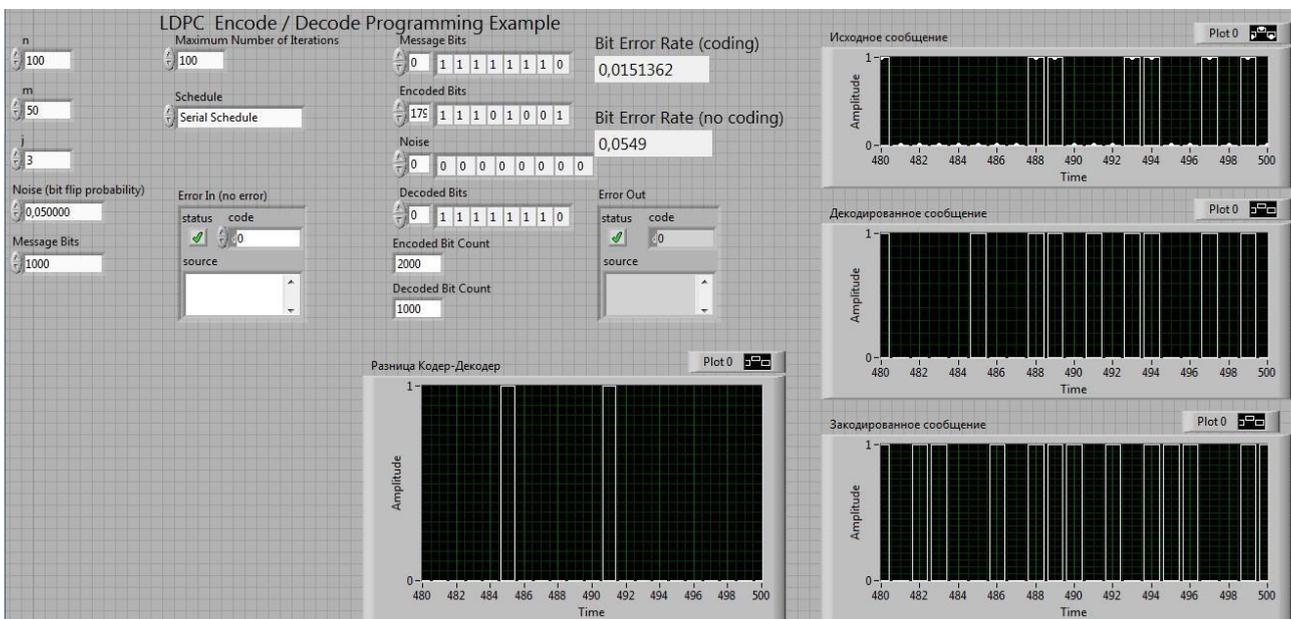


Рис. 3.67. Панель управления аппаратно-программного комплекса LDPC кодера-декодера

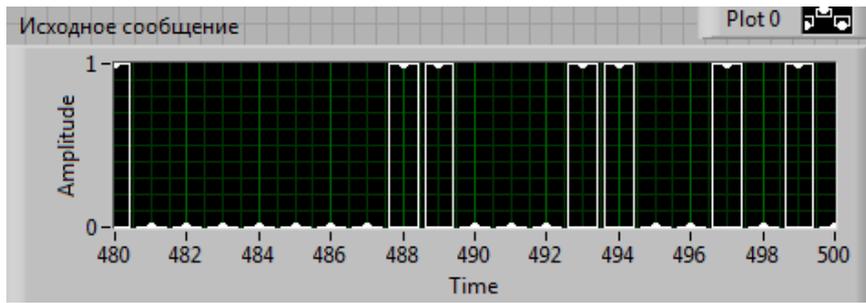


Рис. 3.68. Исходное сообщение

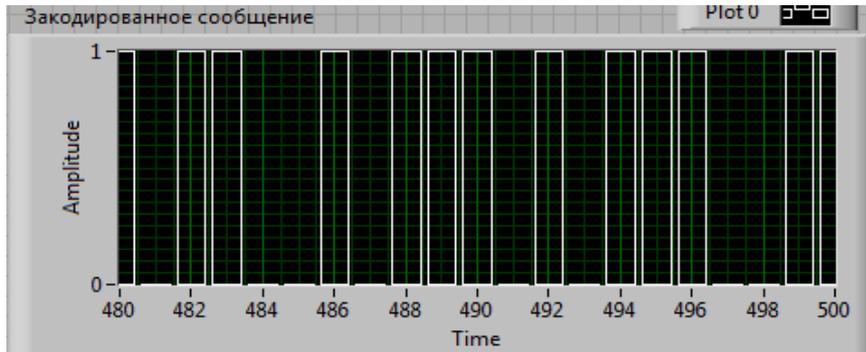


Рис. 3.69. Закодированное сообщение

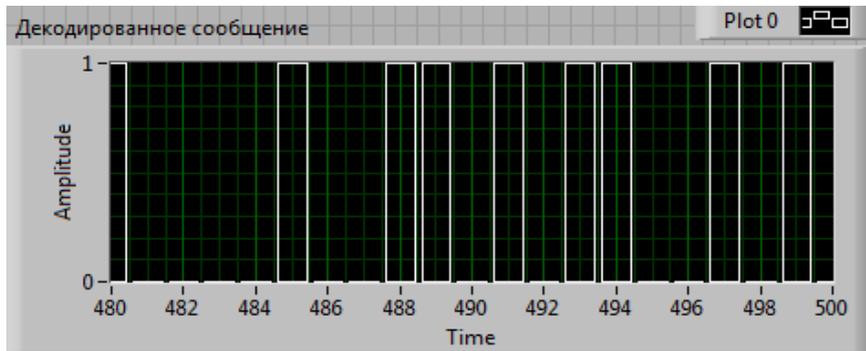


Рис. 3.70. Декодированное сообщение

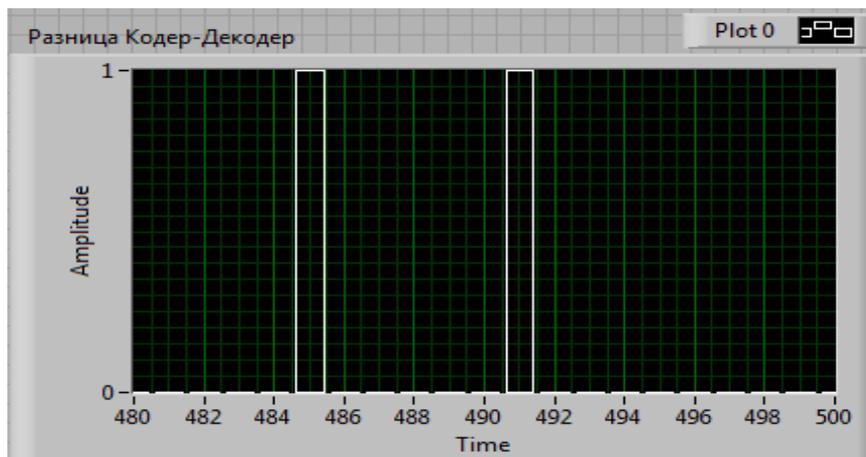


Рис. 3.71. Разница между исходным и декодированным сообщением

В ходе данной лабораторной работы были закреплены навыки работы с ПО LabVIEW, изучен учебный аппаратно-программный комплекс для визуализации и исследования методов канального кодирования/декодирования в беспроводных системах цифрового вещания и связи. Данный комплекс позволяет проводить исследование кодов LDPC. Были сделаны выводы о том, что в канале с кодированием LDPC стопроцентная ошибка возникнет лишь при значении шума, равном 0,16. Тогда как в канале без кодирования стопроцентная ошибка достигается уже при 0,1.

Моделирование LDPC-кодов в MATLAB Simulink

В рабочем поле необходимо собрать схему для работы кода LDPC. Схема представлена на рис. 3.72.

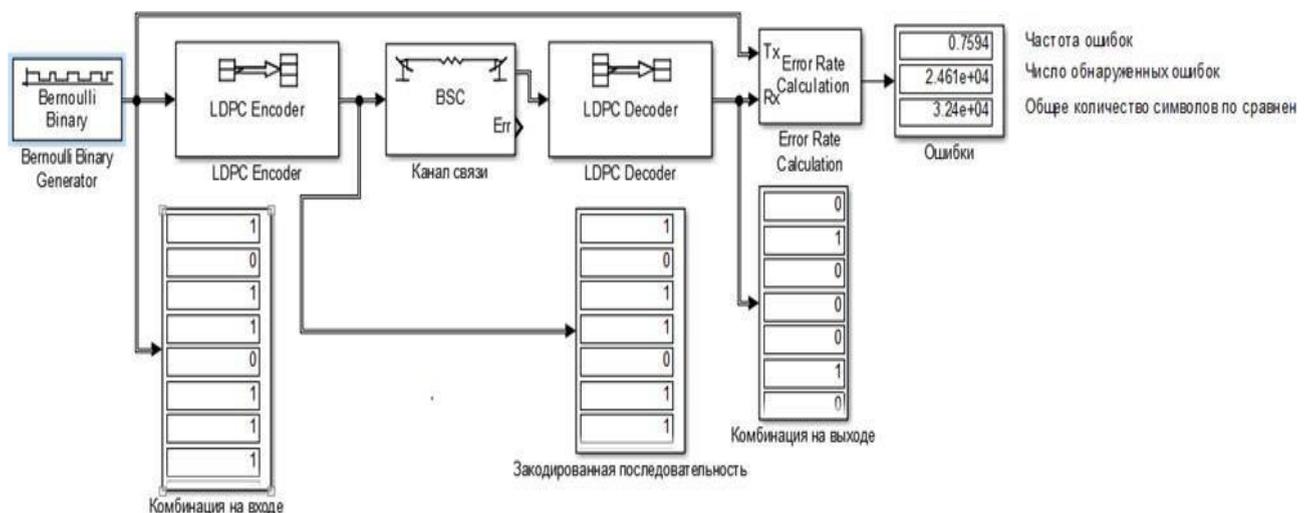


Рис. 3.72. Линия передачи с применением кода LDPC

В состав линии с кодированием входят:

- Bernoulli Binary Generator;
- LDPC Encoder;
- Binary Symmetric Channel (канал передачи);
- LDPC Decoder;
- Error Rate Calculation (анализатор ошибок);
- Display.

Данные блоки необходимо найти в окне «Simulink Library», представленной на рисунке.

Для упрощения поиска можно воспользоваться окошком поиска элементов. Характеристики блоков выставить следующие (рис. 3.73–3.77).

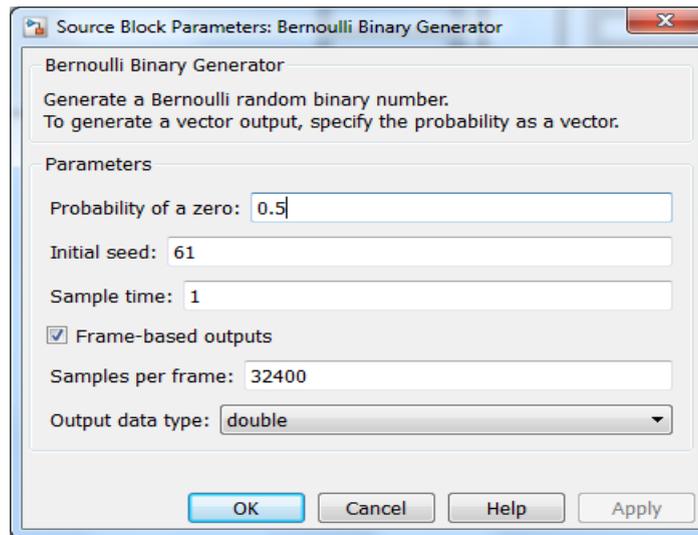


Рис. 3.73. Bernoulli Binary Generator

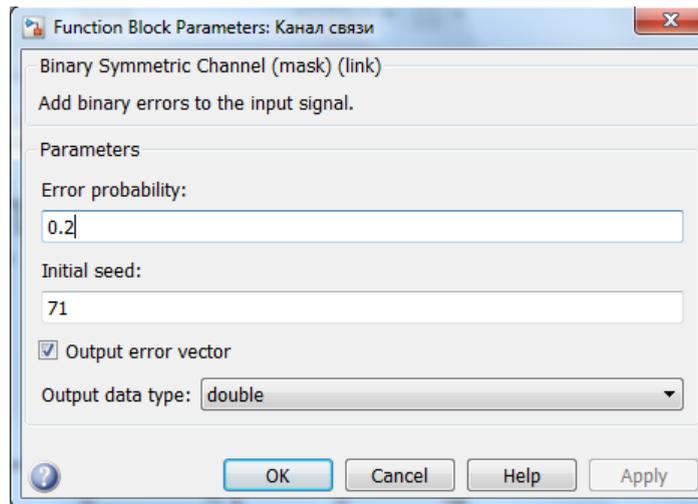


Рис. 3.74. LDPC Encoder

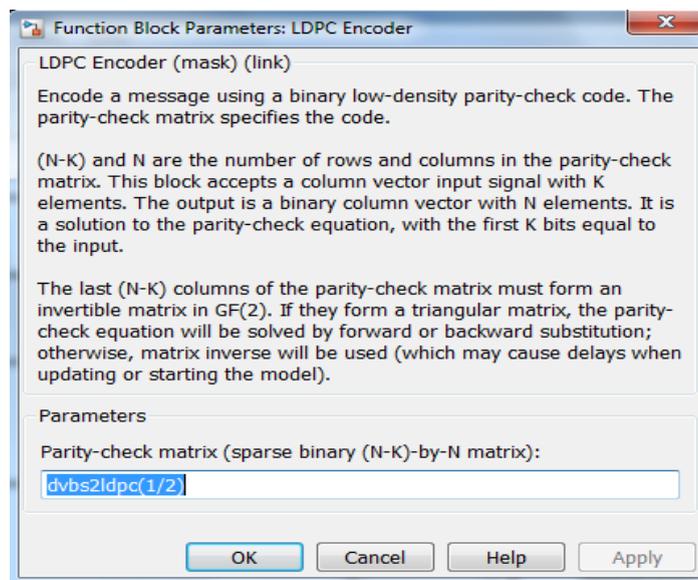


Рис. 3.75. Binary Symmetric Channel

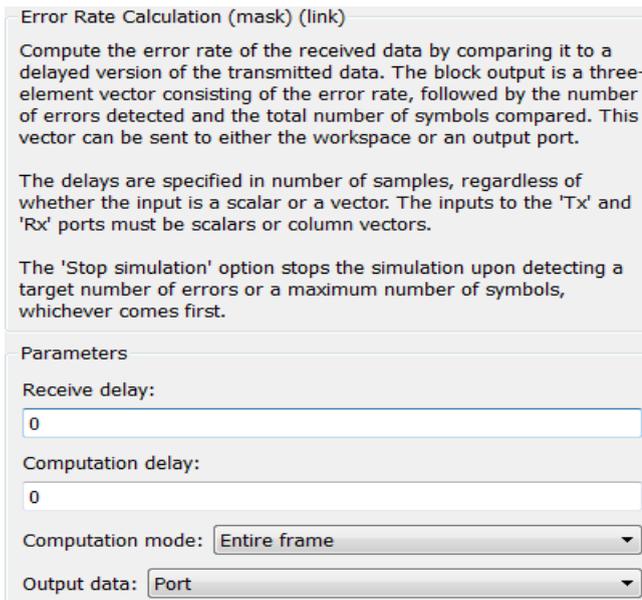


Рис. 3.76. BCH Decoder

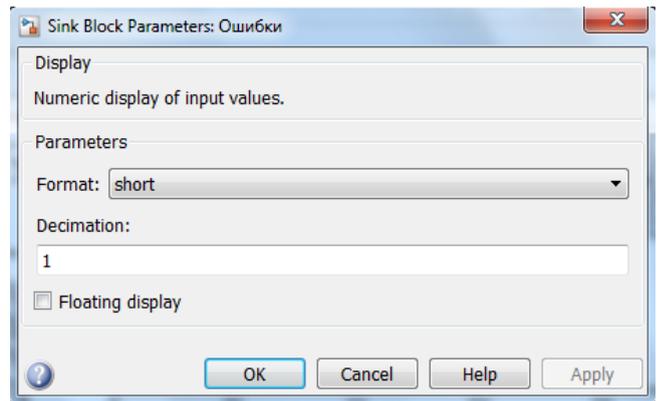


Рис. 3.77. Error Rate Calculation (анализатор ошибок)

Представим полученные результаты (рис. 3.78–3.82).

1	0	1	1	0	1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1
0	0	0	0	1	1	0	1
0	1	0	0	0	1	1	1
0	1	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	1	1	0	0
1	0	1	1	0	0	1	0
1	0	0	0	1	1	0	1
1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	0	0	0	0	1
1	1	1	0	0	0	0	0
0	1	0	1	1	1	1	0
1	0	1	1	1	0	0	1
0	1	0	1	0	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1
1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	1	1	1	1	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	1	1	1	0	0	1
1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	1	0	0	1
0	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	1	1	0	0	1
0	1	1	1	0	1	1	1

Рис. 3.78. Комбинация на входе

1	0	1	1	0	1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1
0	0	0	0	1	1	0	1
0	1	0	0	0	1	1	1
0	1	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	1	1	0	0
1	0	1	1	0	0	1	0
1	0	0	0	1	1	0	1
1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	0	0	0	0	1
1	1	1	0	0	0	0	0
0	1	0	1	1	1	1	0
1	0	1	1	1	0	0	1
0	1	0	1	0	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1
1	1	1	1	1	0	0	1
1	0	1	1	1	1	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	1	1	1	0	0	1
1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	1	0	1
0	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	1	1	0	0	1
0	1	1	1	0	1	0	1

Рис. 3.79. Закодированная последовательность

0	1	0	0	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	1	0
1	0	1	1	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0	0	0
0	0	0	0	0	1	0	1
0	0	1	0	1	0	0	0
0	0	1	1	0	1	0	0
1	0	1	1	0	0	1	0
0	0	0	1	1	1	1	0
0	1	1	0	0	0	1	1
0	1	0	1	0	0	0	0
1	0	1	1	1	1	1	0
0	1	1	0	1	0	1	1
1	0	0	0	0	1	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	1	0	0	1
1	0	0	0	0	1	1	0
0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	1	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	0	1	0	0

Рис. 3.80. Последовательность на выходе

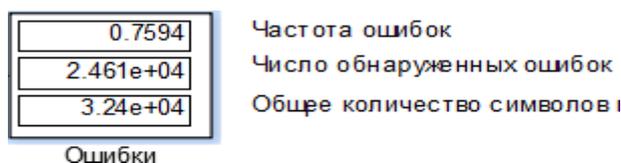


Рис. 3.81. Работа блока оценки ошибки в канале

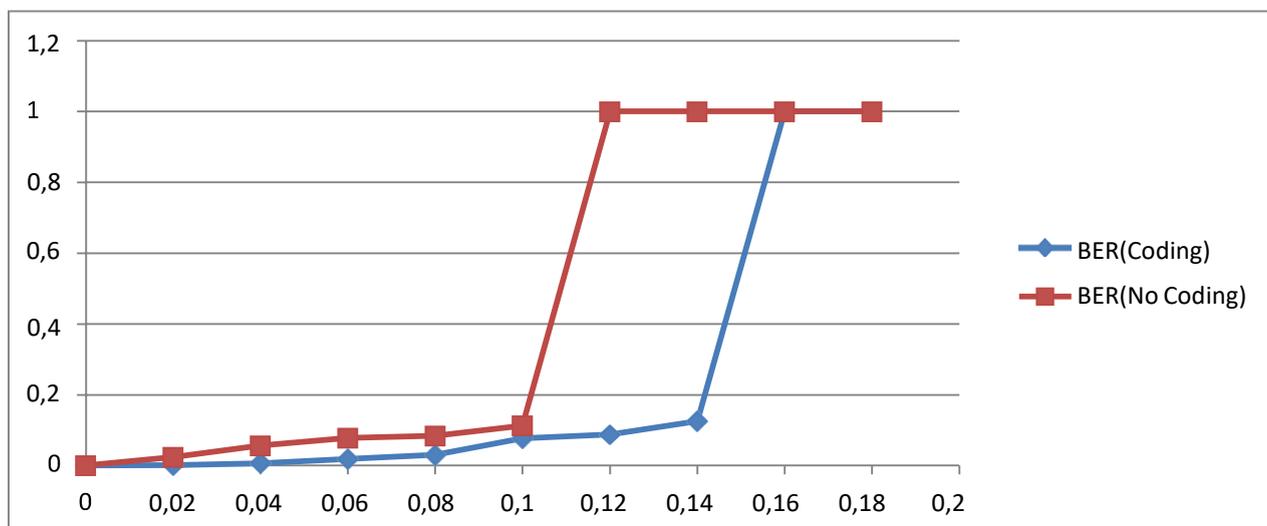


Рис. 3.82. График зависимости BER от Noise

3.5. КАСКАДНЫЕ КОДЫ. ТУРБО КОДЫ

Каскадными называют коды, в которых кодирование осуществляется в два уровня; имеется внутренний и внешний коды, с помощью которых и достигается желаемая надежность передачи сообщений. Внутренний код связан с модулятором. Демодулятор, как правило, настраивается для исправления большинства канальных ошибок. Внешний код, чаще всего высокоскоростной (с низкой избыточностью), снижает вероятность появления ошибок до заданного значения. Основной причиной использования каскадного кода является низкая степень кодирования и общая сложность реализации, меньше той, которая потребовалась бы для осуществления отдельной процедуры кодирования.

В одной из наиболее популярных систем каскадного кодирования для внутреннего кода применяется сверточное кодирование по алгоритму Витерби, а для внешнего кода — Рида — Соломона с чередованием между двумя этапами кодирования [1]. В этой системе демодулятор выдает мягко квантованные кодовые символы на внутренний сверточный декодер, который, в свою очередь, выдает жестко квантованные кодовые символы с пакетными ошибками на декодер Рида — Соломона.

Внешний код Рида — Соломона образуется из m -битовых сегментов двоичного потока данных. Производительность такого (недвоичного) кода Рида — Соломона зависит только от числа *символьных ошибок* в блоке. Код не искажается пакетами ошибок внутри m -битового символа. Иными словами, для данной символьной ошибки производительность кода Рида — Соломона такова, как если бы символьная ошибка была вызвана одним битом или m бит. Тем не менее производительность каскадных систем несколько ухудшается за счет коррелирующих ошибок в последовательных символах. Поэтому чередование между кодированиями нужно выполнять на уровне символов (а не битов). Работа представляет собой обзор каскадных кодов, которые были разработаны для дальней космической связи. Обобщенная структурная схема исследования каскадных кодов приведена на рис. 3.83.

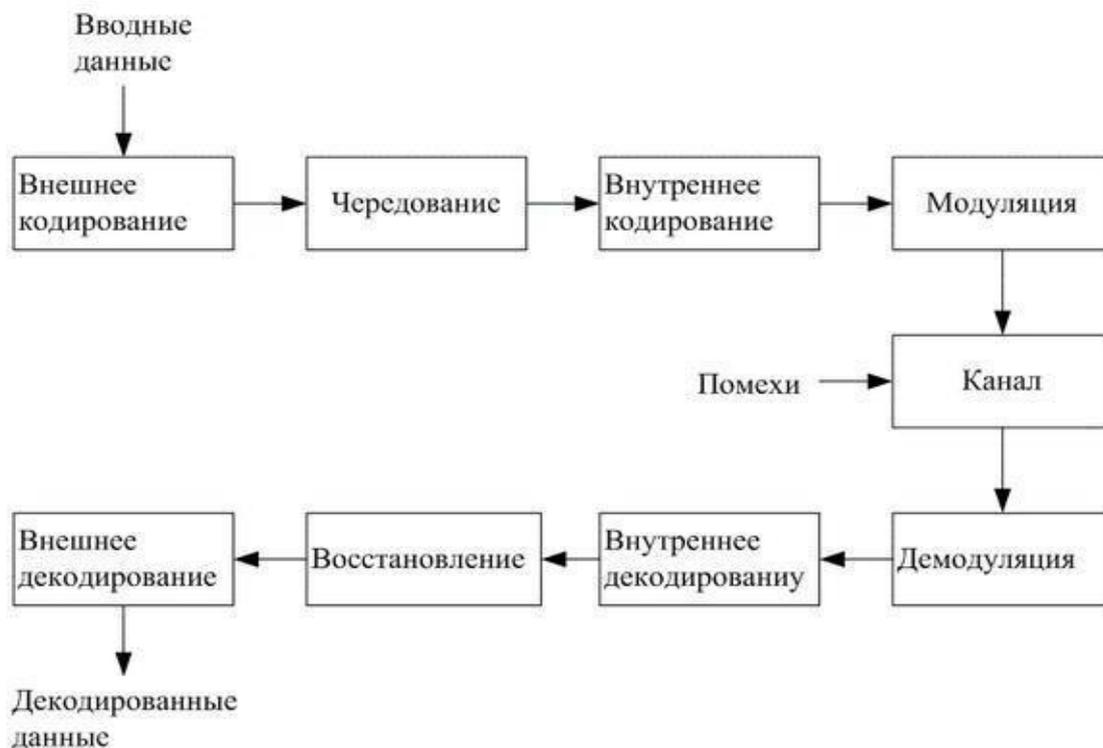


Рис. 3.83. Обобщенная структурная схема исследования каскадных кодов

Однако в данной работе исследуется случай, когда в качестве внутреннего кодирования используются турбокоды.

Турбокод — параллельный каскадный блочный систематический код, способный исправлять ошибки, возникающие при передаче информации.

Схема каскадного кодирования впервые была предложена Форни [23] как метод получения высокоэффективного кода посредством комбинаций двух или более компонентных кодов (иногда называемых составными). В результате та-

кие коды могут корректировать ошибки в значительно более длинных кодах и имеют структуру, которая позволяет относительно легко осуществить декодирование средней сложности. Последовательные каскадные коды часто используются в системах с ограничением мощности, таких как космические зонды. Самая распространенная из этих схем содержит внешний код Рида — Соломона (выполняется первым, убирается последним), который следует за сверточным внутренним кодом (выполняется последним, убирается первым). Турбокод можно считать обновлением структуры каскадного кодирования с итеративным алгоритмом декодирования связанной кодовой последовательности.

Турбокоды впервые были введены в 1993 г. Берру, Главье и Цитимаджимой. В описываемой схеме достигалась вероятность появления ошибок при степени кодирования $1/2$ и модуляции BPSK в канале с белым аддитивным гауссовым шумом с E_b/N_0 , равным 0,7 дБ. Коды образуются посредством компоновки двух или более составных кодов, являющихся разными вариантами чередования одной и той же информационной последовательности. Тогда как для сверточных кодов на финальном этапе декодер выдает жестко декодированные биты (или в более общем случае — декодированные символы), в каскадной схеме, такой как турбокод, для хорошей работы алгоритм декодирования не должен ограничивать себя, подавая на декодеры жесткую схему решений. Для лучшего использования информации, получаемой с каждого декодера, алгоритм декодирования должен применять, в первую очередь, мягкую схему декодирования вместо жесткой. Для систем с двумя составными кодами концепция, лежащая в основе турбодекодирования, заключается в том, чтобы передать мягкую схему принятия решений с выхода одного декодера на вход другого и повторять эту процедуру до тех пор, пока не будут получены надежные решения.

Турбокоды представляют собой сравнительно новый тип кодов для исправления ошибок, возникающих при передаче цифровой информации по каналам связи с шумами. Впервые они были введены в рассмотрение в 1993 г. и сразу же привлекли к себе пристальное внимание специалистов в области помехоустойчивого кодирования. Причина этому — уникальная способность турбокодов обеспечивать характеристики помехоустойчивости передачи информации, близкие к теоретически достижимым значениям при умеренной сложности реализации кодеков. Разработка турбокодов развивается по двум направлениям: сверточные турбокоды, образованные путем параллельного соединения двух или более сверточных кодеров, и блочные турбокоды, образованные путем последовательного соединения двух или более блочных кодеров. Как показали исследования, блочные турбокоды являются более эффективными при относительно высоких кодовых скоростях.

Кодирование

На рис. 3.84 представлена структурная схема турбокодера.

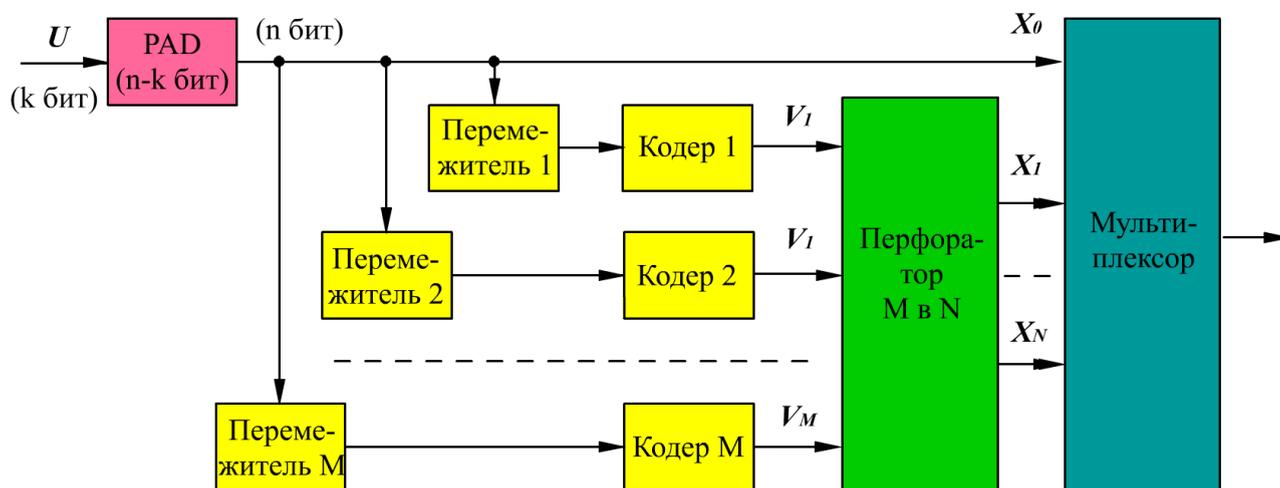


Рис. 3.84. Структурная схема турбокодера

Сначала на вход формирователя пакетов (PAD) поступает блок данных U длиной k бит. В формирователе пакетов к данным прибавляется еще $(n-k)$ дополнительных бит служебной информации, соответствующих используемому стандарту формирования пакета и включающих в себя символы его начала и окончания. То есть получается пакет X_0 , состоящий из n бит.

Далее последовательность бит X_0 поступает параллельно на M ветвей, содержащих последовательно соединенные перемежитель и компонентный кодер. Таким образом, X_0 используется в качестве входных данных сразу всеми компонентными кодерами.

В перемежителях по псевдослучайному закону происходит перемешивание поступающих бит. В отличие от посимвольного прямоугольного перемежителя, используемого в кодах Рида — Соломона, в турбокодах используется перемежение отдельных бит, которое подобно случайным перестановкам. Причем впоследствии при операциях декодирования этот закон перемежения будет считаться известным. Полученные последовательности поступают на входы кодеров.

Задача перемежителя — преобразовать входную последовательность так, чтобы комбинации бит X_0 , соответствующие кодовым словам с низким весом (весом называется число ненулевых бит кодового слова) на выходе первого кодера, были преобразованы в комбинации, дающие кодовые слова с высоким весом на выходах остальных кодеров. Таким образом, кодеры получают на выходе кодовые слова с различными весами. При кодировании формируются кодо-

вые слова так, чтобы получалось максимально возможное среднее расстояние между ними (расстоянием между двумя кодовыми словами называется число бит, в которых они различаются). Из-за того, что кодовые блоки формируются из почти независимых частей, на выходе турбокодера среднее расстояние между кодовыми словами больше, чем минимальное расстояние для каждого компонентного кодера, а следовательно, растет эффективность кодирования.

Кодовая скорость — отношение длины кодового блока на входе к длине преобразованного кодового блока на выходе кодера.

В отсутствие перфоратора исходная последовательность X_0 мультиплексируется с последовательностями проверочных бит, образуя кодовое слово, подлежащее передаче по каналу.

Для увеличения кодовой скорости применяется выкалывание (перфорация) определенных проверочных битов выходной последовательности. Таким образом, кодовая скорость возрастает.

Если учесть, что турбокоды оперируют с блоками большой длины $k > 10\,000$, то $k \approx n$.

С помощью перфоратора, выкалывая разное число проверочных бит, возможно регулирование кодовой скорости. То есть можно построить кодер, адаптирующийся к каналу связи. При сильном зашумлении канала перфоратор выкалывает меньше бит, чем вызывает уменьшение кодовой скорости и рост помехоустойчивости кодера. Если же канал связи хорошего качества, то выкалывать можно большое число бит, вызывая рост скорости передачи информации.

Алгоритм декодирования по максимуму апостериорной вероятности

Алгоритм Бала дает «мягкую» оценку достоверности декодированного бита. То есть предъявляет на выходе степень доверия результату декодирования. В противоположность «жесткой» структуре, при которой на выходе декодера формируется лишь наиболее вероятное значение декодированного бита («0» или «1»), при вынесении «мягкого» решения используется более подробная дискретизация выходного сигнала, характеризующая вероятность правильного приема бита. Благодаря использованию «мягких» решений в турбодекодерах оказывается эффективным использование нескольких итераций декодирования. Апостериорная информация, полученная о кодовом слове на выходе первой итерации декодирования, поступает на вход блока следующей итерации и является для него уже априорной вероятностью. Такой подход позволяет

улучшать качество декодирования от итерации к итерации. Таким образом, изменяя число итераций декодирования, можно адаптировать декодер к текущему состоянию канала передачи и достичь требуемой вероятности ошибки на бит.

На рис. 3.85 представлена структурная схема одной итерации турбодекодера при двухкаскадном кодировании.

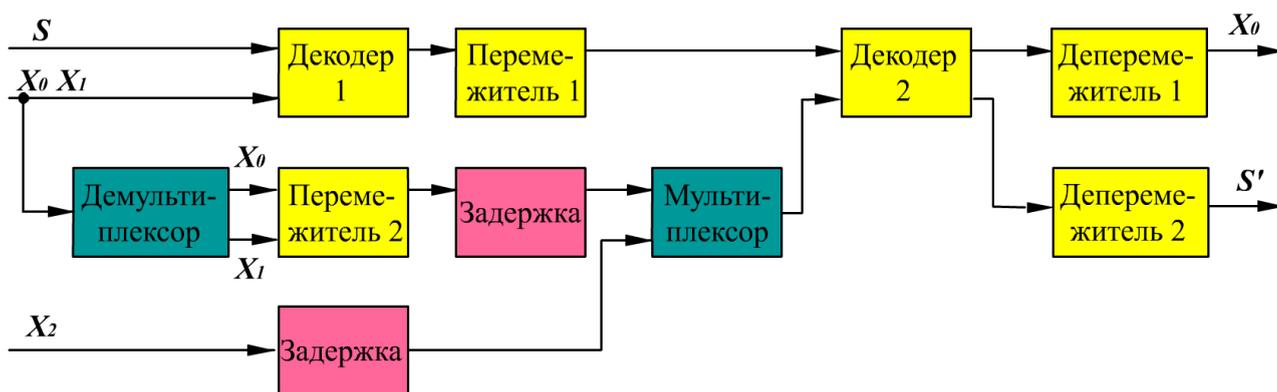


Рис. 3.85. Структурная схема одной итерации турбодекодера при двухкаскадном кодировании

На рис. 3.85 для простоты понимания представлен вариант схемы одной итерации турбодекодирования при двухкаскадном кодировании. Эта схема несложно обобщается на случай произвольного количества каскадов кодирования.

Декодер для одной итерации содержит каскадное соединение двух элементарных декодеров, каждый из которых, основываясь на критерии максимума апостериорной вероятности, выносит «мягкое» решение о переданном символе. На первый декодер первой итерации с выхода демодулятора поступают «мягкие» решения символов последовательностей X_0 и X_1 . Таким образом, на выходе первого декодера появляется оценка информационного символа, которая после последующего перемежения попадает на вход второго декодера и является для него априорной информацией. Используя «мягкое» решение о последовательности X_2 , второй декодер формирует свою оценку.

На рис. 3.86 представлена структурная схема трех итераций турбодекодера при двухкаскадном кодировании:

С выхода каждой итерации решение переходит на вход следующей. От итерации к итерации происходит уточнение решения. При этом каждая итерация работает с «мягкими» оценками и на выход отдает также «мягкие». Поэтому такие схемы получили название декодеров с мягким входом и мягким выходом. Процесс декодирования прекращается либо после выполнения всех итераций, либо когда вероятность ошибки на бит достигнет требуемого значения.

После декодирования из полученного «мягкого» решения производится окончательное «жесткое».

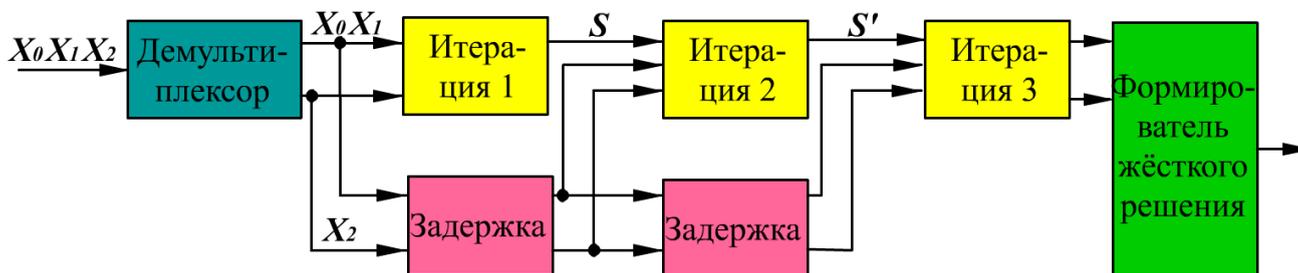


Рис. 3.86. Структурная схема трех итераций турбодекодера при двухкаскадном кодировании

Преимущества и недостатки турбокодов

Преимущества. Среди всех практически используемых современных методов коррекции ошибок турбокоды и коды с низкой плотностью проверок на четность наиболее близко подходят к границе Шеннона, теоретическому пределу максимальной пропускной способности зашумленного канала. Турбокоды позволяют увеличить скорость передачи информации, не требуя увеличения мощности передатчика, или они могут быть использованы для уменьшения требуемой мощности при передаче с заданной скоростью. Важным преимуществом турбокодов является независимость сложности декодирования от длины информационного блока, что позволяет снизить вероятность ошибки декодирования путем увеличения его длины.

Недостатки. Основной недостаток турбокодов — это относительно высокая сложность декодирования и большая задержка, которые делают их неудобными для некоторых применений. Но, например, для использования в спутниковых каналах этот недостаток не является определяющим, так как длина канала связи сама по себе вносит задержку, вызванную конечностью скорости света.

Еще один важный недостаток турбокодов — сравнительно небольшое кодовое расстояние (то есть минимальное расстояние между двумя кодовыми словами в смысле выбранной метрики). Это приводит к тому, что, хотя при большой входной вероятности ошибки (то есть в плохом канале) эффективность турбокода высока, при малой входной вероятности ошибки эффективность турбокода крайне ограничена. Поэтому в хороших каналах для дальнейшего уменьшения вероятности ошибки применяют не турбокоды, а LDPC-коды. Хотя сложность используемых алгоритмов турбокодирования и недоста-

ток открытого программного обеспечения препятствуют внедрению турбокодов, в настоящее время многие современные системы используют турбокоды.

Применение турбокодов

Компании France Telecom и Telediffusion de France запатентовали широкий класс турбокодов, что ограничивает возможность их свободного применения и в то же время стимулирует развитие новых методов кодирования, таких как, например, LDPC.

Турбокоды активно применяются в системах спутниковой и мобильной связи, беспроводного широкополосного доступа и цифрового телевидения. Турбокоды утверждены в стандарте спутниковой связи DVB-RCS. Турбокоды также нашли широкое применение в мобильных системах связи третьего поколения (стандарты CDMA2000 и UMTS).

Моделирование каскадных кодов в MATLAB Simulink

Виртуальная модель передачи данных с исправлением ошибок при помощи каскадного кода была реализована в среде Simulink Matlab. Модель демонстрирует работу кодера Рида — Соломона (внешний код) и кодера Турбокодов (внутренний код), позволяет исследовать исправляющую способность кодов для разных видов модуляции и сравнить ее характеристики с работой указанных выше кодеров в отдельности.

На рис. 3.87 приведена разработанная модель. В ее основу положены следующие элементы, встроенные в библиотеку Simulink:

- Bernoulli Binary Generator;
- Binary Input RS Encoder;
- Turbo Encoder;
- Rectangular QAM Modulator Baseband;
- AWGN Channel;
- Rectangular QAM Demodulator Baseband;
- Unipolar to Bipolar Converter;
- Turbo Decoder;
- Binary Output RS Decoder;
- Error Rate Calculation;
- Discrete Time Scatter Plot Scope;
- Gain;
- Display (Дисплей, отражающий ошибки).

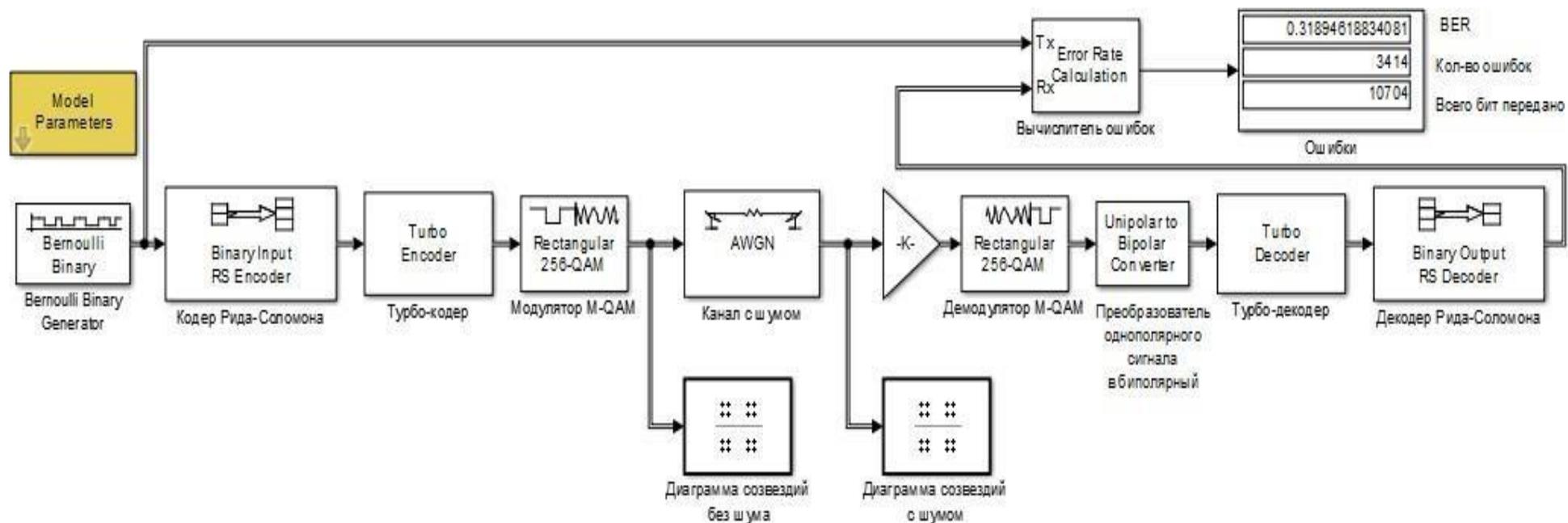


Рис. 3.87. Разработанная модель исследования каскадных кодов

Далее представлено описание основных блоков.

Bernoulli Binary Generator (генератор псевдослучайной последовательности) — генерирует случайную бинарную последовательность (рис. 3.88).

«Probability of a zero» — вероятность появления нуля;

«Initial seed» — начальное значение для генерации;

«Sample time» — длительность сэмпла;

«Samples per frame» — размер фрейма.

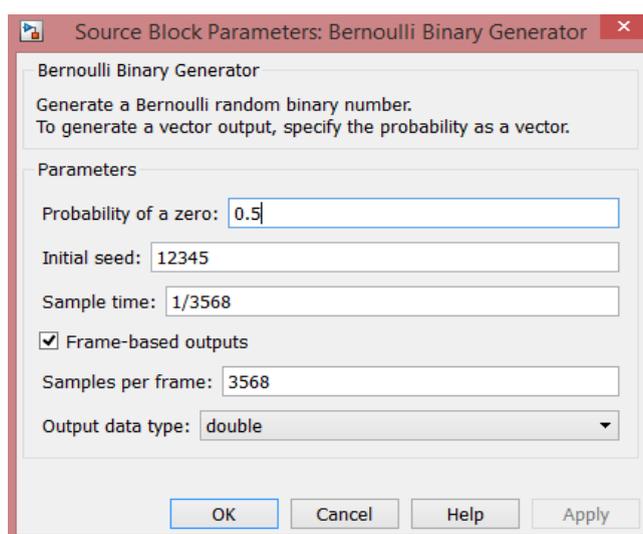


Рис. 3.88. Параметры блока «Bernoulli Binary Generator»

Binary Input RS Encoder — кодер Рида — Соломона (рис. 3.89).

«Codeword length N» — общее количество бит;

«Message length K» — количество информационных бит.

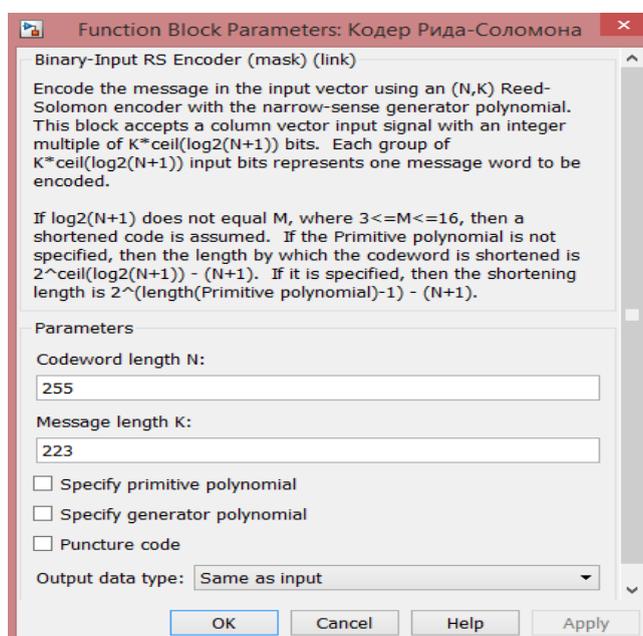


Рис. 3.89. Параметры блока «Binary Input RS Encoder»

Данный блок имеет следующую структуру внутри (рис. 3.90).

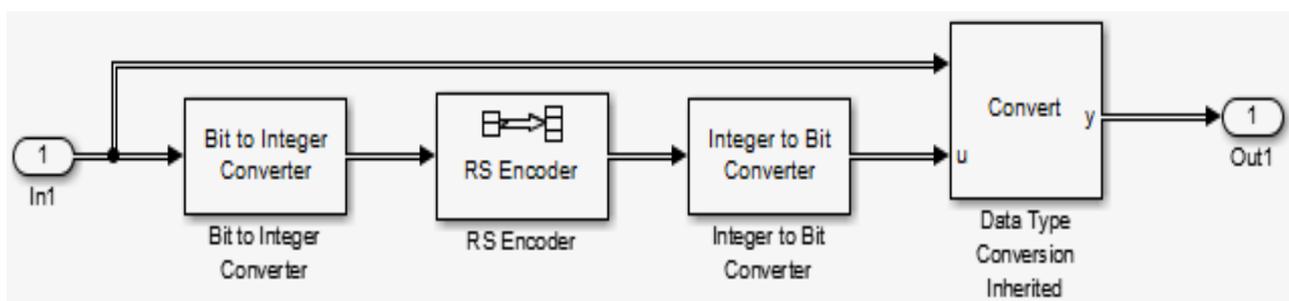


Рис. 3.90. Состав блока «Binary Input RS Encoder»

Таким образом, информационные биты, поступающие со входа генератора, преобразуются в тип «Integer», кодируются и преобразуются обратно, затем полученные биты конвертируются в тот тип данных, который изначально был на входе кодера.

Turbo Encoder — Турбокодер (рис. 3.91).

«Trellis structure» — структура треллис-модуляции.

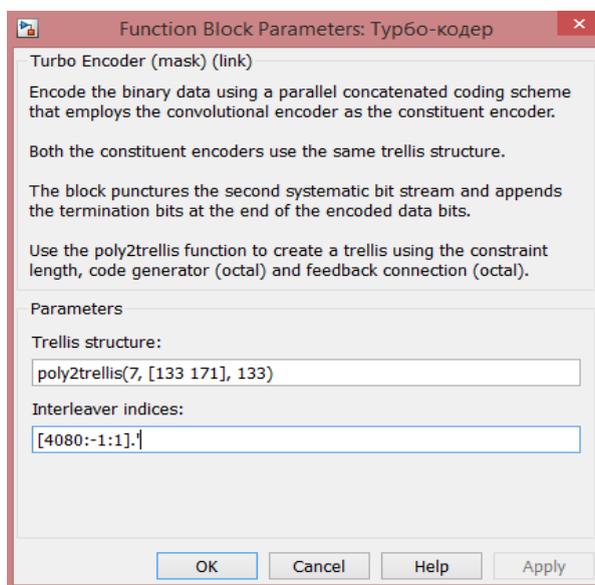


Рис. 3.91. Параметры блока «Turbo Encoder»

Треллис-модуляция (TCM — Trellis Coded Modulation) представляет собой способ, который позволяет повысить скорость передачи сообщения с сохранением уровня помехоустойчивости. Этот способ отличается тем, что помехоустойчивое кодирование и тип модуляции используются совместно. Выбранная соответствующим образом пара помехоустойчивый код — способ модуляции часто также носит название «сигнально-кодовая конструкция» (СКК).

Для кодирования использован один из наиболее часто употребляемых сверточных кодов — код (171,133,7), который кодирует последовательность со скоростью 1/2.

«Interleaver indices» — входные параметры перемежителя.

Схема турбокодера имеет следующую структуру (рис. 3.92).

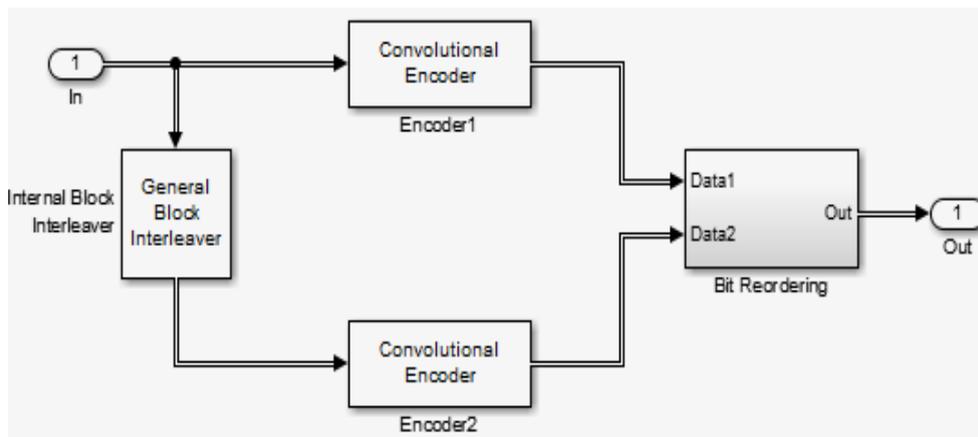


Рис. 3.92. Структура блока «Turbo Encoder»

Поток бит распараллеливается на два. В первом случае биты поступают на сверточный кодер (133, 171), а во втором потоке биты сначала проходят перемежитель, затем поступают на аналогичный сверточный кодер. Блок «Bit Reordering» выстраивает биты в последовательный поток.

Rectangular QAM Modulator Baseband — модулятор QAM-M (рис. 3.93).

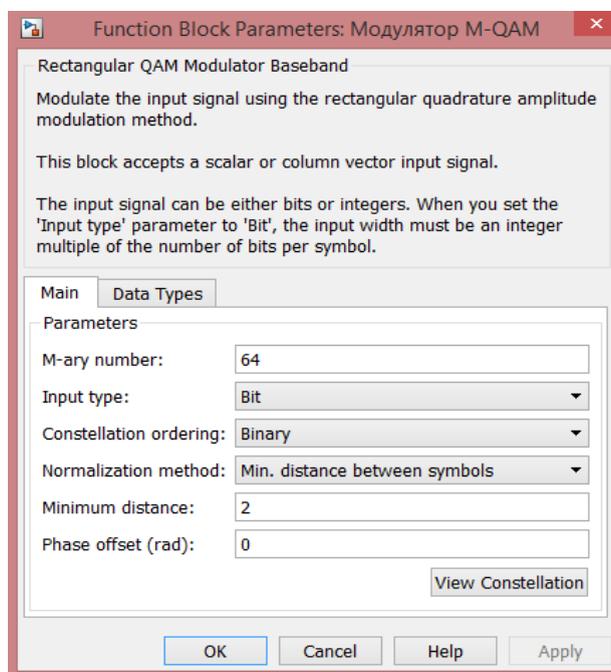


Рис. 3.93. Параметры блока «Turbo Encoder»

«M-ary number» — количество позиций в QAM-M;
 «Input type» — тип входных данных;
 «Constellation ordering» — порядок построения созвездия (рис. 3.94).
 Остальные параметры по умолчанию.

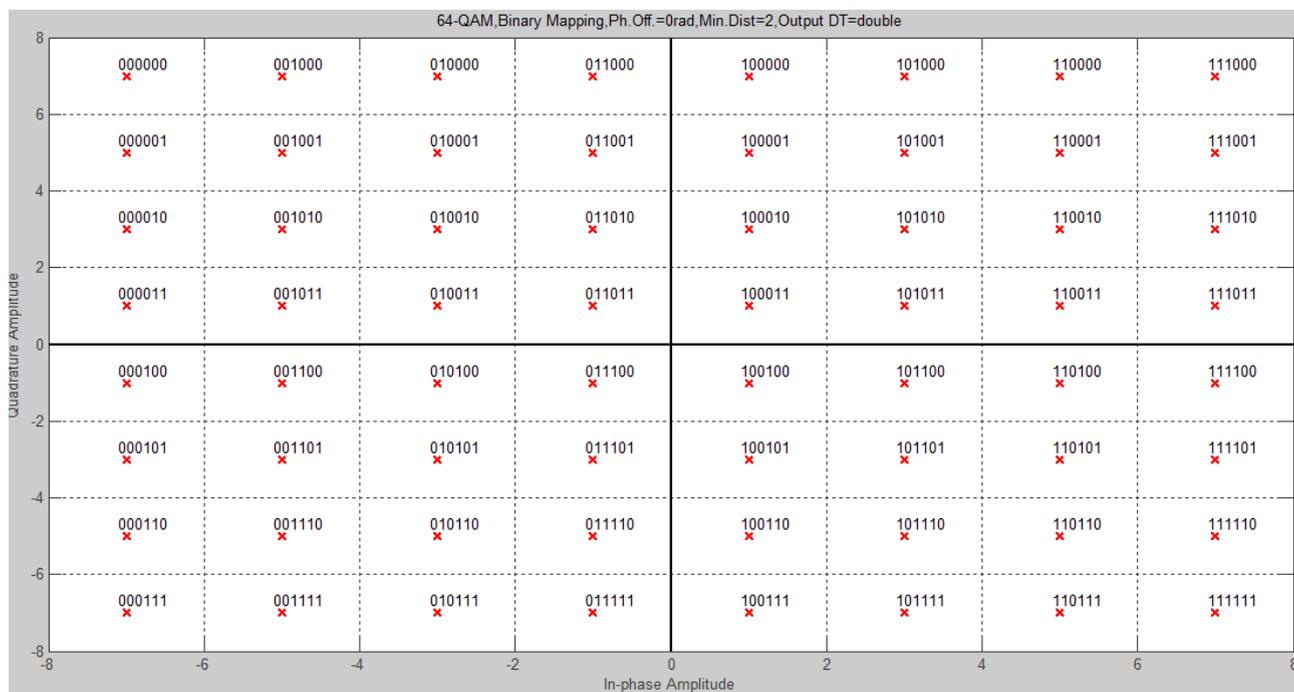


Рис. 3.94. Диаграмма построения созвездий

AWGN Channel (Канал связи) — добавляет «белый» гауссовский шум в канале (рис. 3.95).

«Variance» — считывает параметр E_b/N_0 из блока Model Parameters.

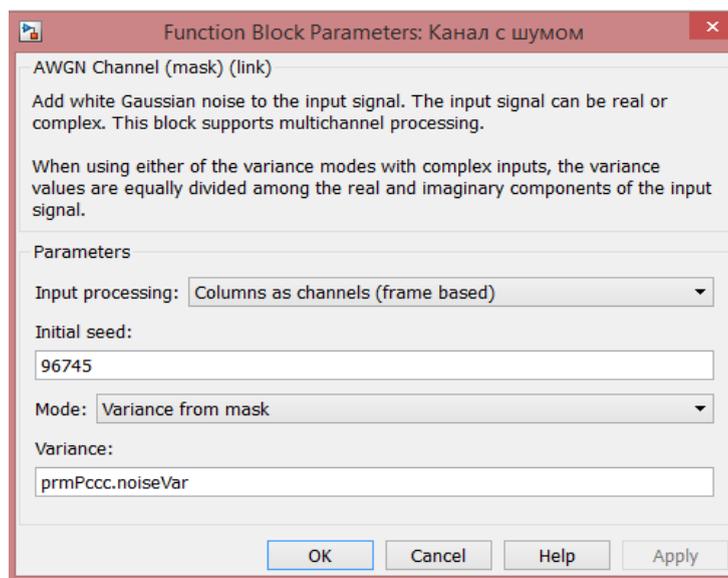


Рис. 3.95. Параметры блока «AWGN»

Discrete Time Scatter Plot Scope — блок для отражения диаграммы созвездий.

Rectangular QAM Demodulator Baseband — демодулятор QAM-M, обладает теми же параметрами, что и модулятор.

Unipolar to Bipolar Converter — преобразователь сигнала из однополярного в биполярный.

На вход турбодекодера необходимо подавать биполярный сигнал.

Turbo Decoder — Турбодекодер (рис. 3.96).

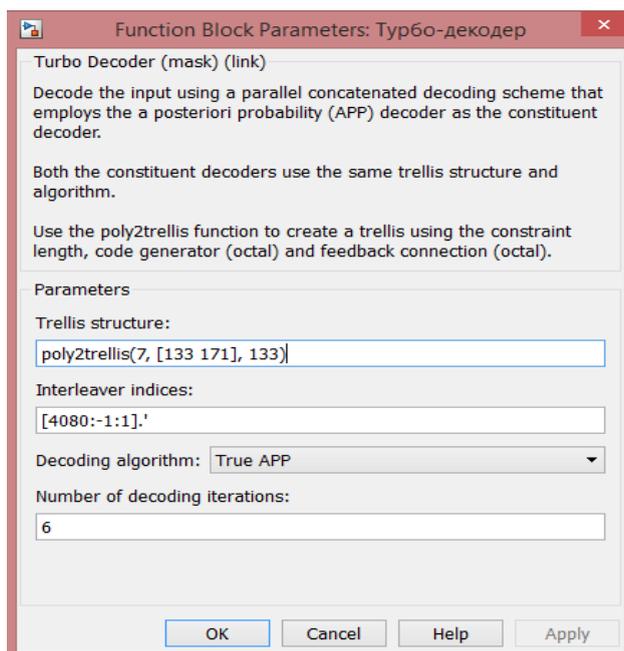


Рис. 3.96. Параметры блока «Turbo decoder»

Первые два параметра задаются аналогично параметрам кодера.

«Number of decoding iterations» — количество итераций декодирования. Декодирование в турбодекодере происходит в несколько итераций. Чем больше итераций, тем точнее декодирование. Однако большое количество не дает результата, а лишь увеличивает длительность вычислений и может даже ухудшить помехоустойчивость.

Схема блока имеет следующую структуру (рис. 3.97).

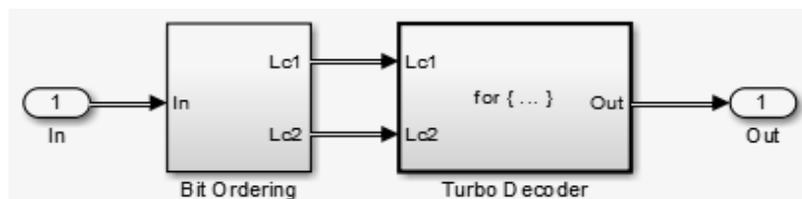


Рис. 3.97. Структура блока «Turbo-decoder»

«Bit Ordering» — выстраивание потока бит в параллельный поток.

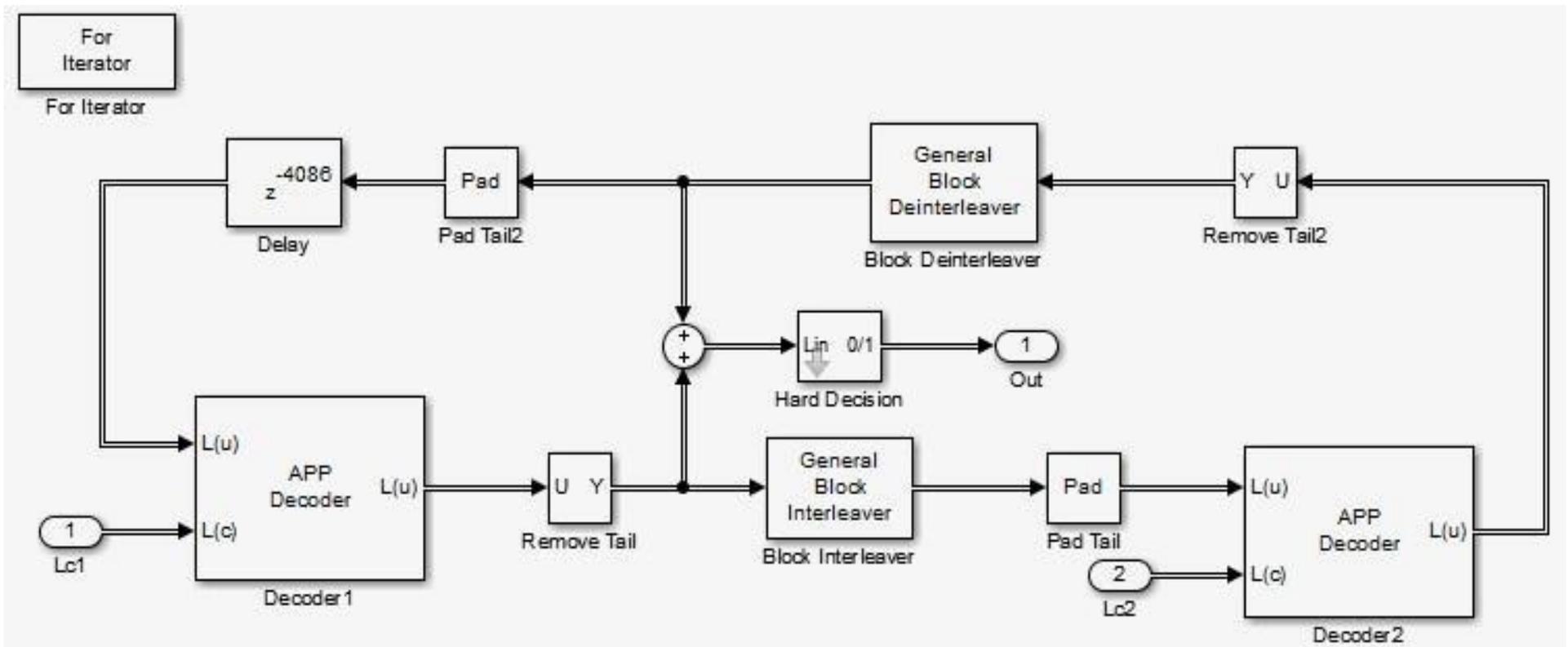


Рис. 3.98. Схема турбодекодера

Схема самого турбодекодера представлена на рис. 3.98.

Декодер имеет сложную структуру. Параллельный поток приходит на входы (1) и (2). Данные с входа (2) декодируются и поступают на вход блока на деперемежитель. Затем данные поступают на сумматор и через задержку на декод «Decoder1». Выход этого декодера поступает на сумматор и на перемежитель, данные с которого поступают на второй декодер. Таким образом, декодеры влияют друг на друга и на помехоустойчивость, и сумма их выходных значений поступает на блок принятия жестких решений «Hard Decision». Операция декодирования повторяется столько раз, сколько указано в блоке турбодекодера в параметре «количество итераций».

Binary Input RS Decoder — декодер Рида — Соломона. Параметры и структура аналогичны блоку кодера.

Error Rate Calculation — вычислитель ошибок между переданной и принятой последовательностью.

Display — дисплей, отражающий ошибки.

Исследование каскадных кодов

Спроектированная модель передачи данных демонстрирует работу каскадного кодирования. Данная модель позволяет исследовать применение последовательно-параллельного кодирования на примере использования кодера Рида — Соломона (внешний код) и турбокодера (внутренний код), а также позволяет исследовать исправляющую способность кодов для разных видов модуляции и сравнить ее характеристики с работой указанных выше кодеров в отдельности.

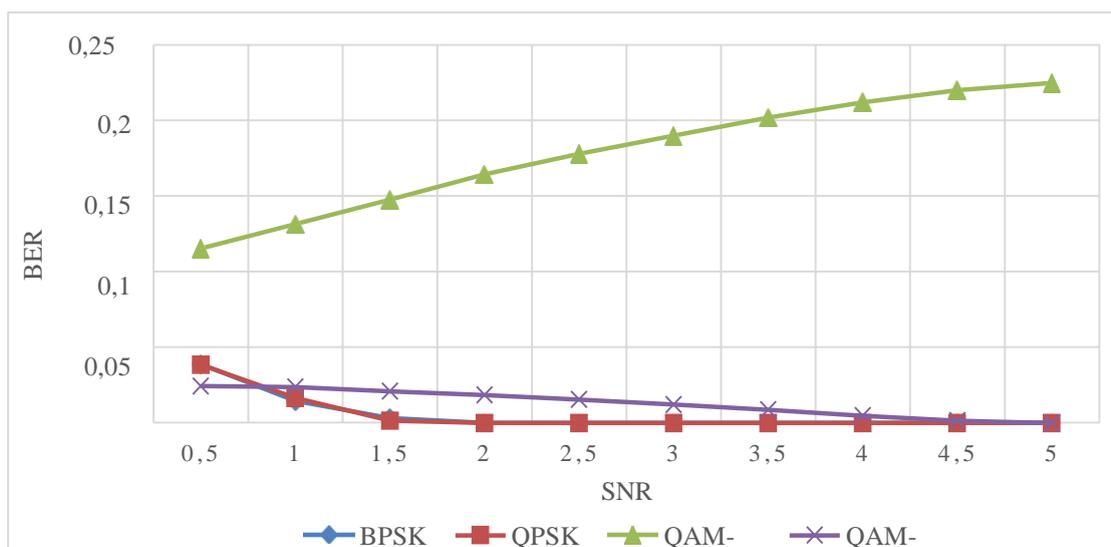


Рис. 3.99. График зависимости BER от SNR для разных видов модуляции

В качестве турбокода используются два параллельных сверточных кодера с треллис-модуляцией (для ускорения передачи данных).

На рис. 3.99 представлен график зависимости битовой вероятности ошибки (BER) от отношения сигнал/шум в канале (SNR) для разных видов модуляции. Можно заметить, что зависимость BER от SNR является неправильной в явном виде. Предположительно, данное явление связано с ошибочным программным кодом самого блока QAM-Modulator, поэтому данную зависимость рассматривать не будем. На рис. 3.100 представлен график зависимости BER от SNR в каскадных кодах для видов модуляции BPSK, QPSK и QAM-64.

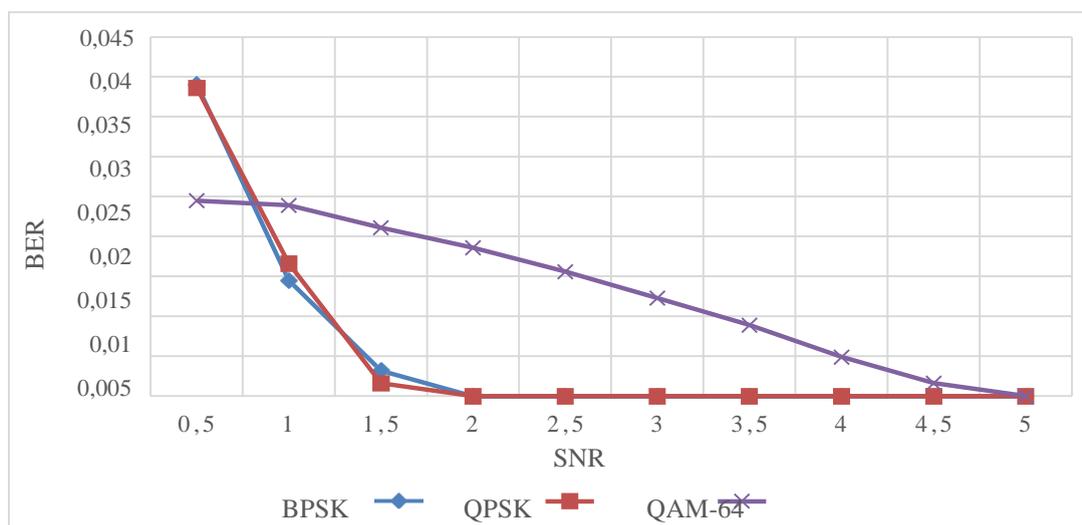


Рис. 3.100. График зависимости BER от SNR для разных видов модуляции

На рис. 3.101 приведена диаграмма созвездий QAM-64 сигнала на выходе передатчика.

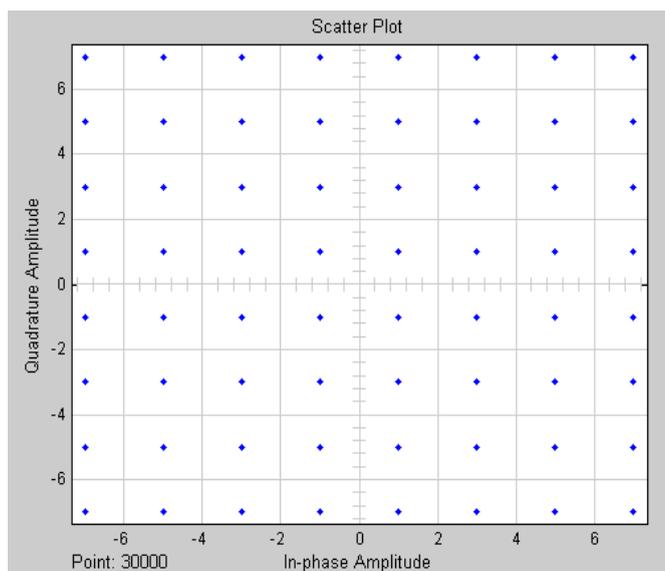


Рис. 3.101. Диаграмма созвездий QAM-64 сигнала на выходе передатчика

На рис. 3.102 представлена диаграмма созвездий QAM-64 сигнала на приемном конце после канала с шумом ($\text{SNR} = 3$ дБ).

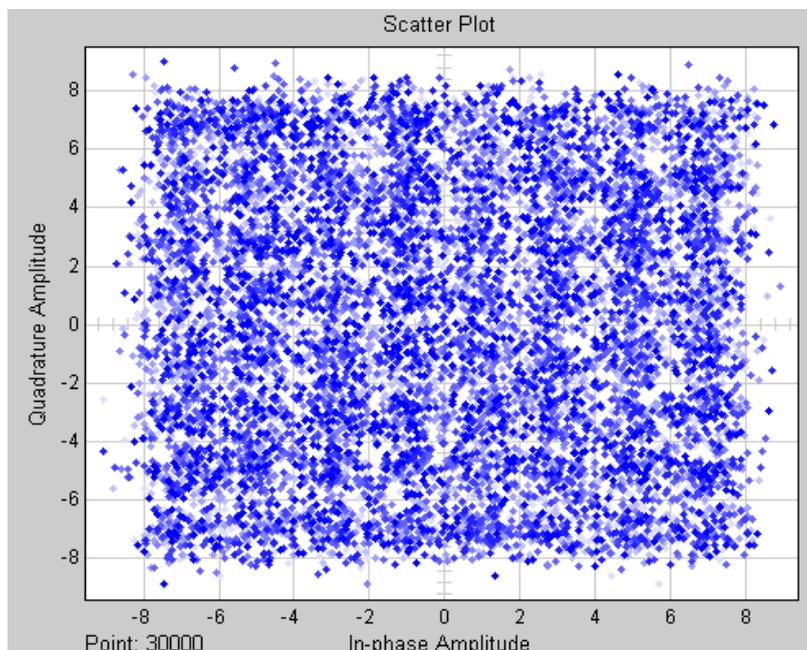


Рис. 3.102. Диаграмма созвездий QAM-64 сигнала на входе приемника

На рис. 3.103 приведена диаграмма созвездий QAM-64 сигнала после исправления ошибок каскадным декодером ($\text{SNR} = 10$ дБ).

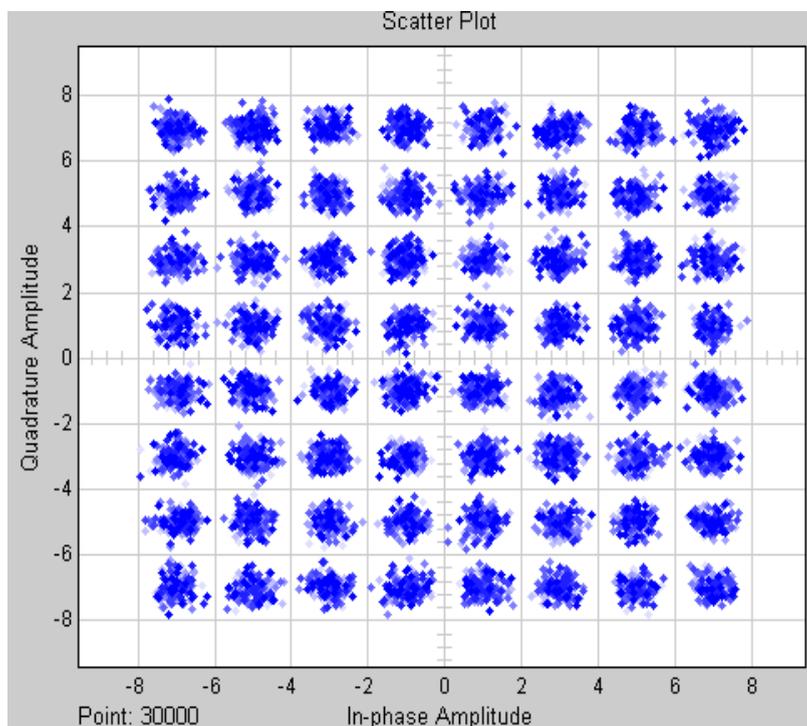


Рис. 3.103. Диаграмма созвездий QAM-64 сигнала после декодирования

На рис. 3.104 представлены временные формы сигнала QAM-64 с каскадным кодированием ($\text{SNR} = 3 \text{ дБ}$).

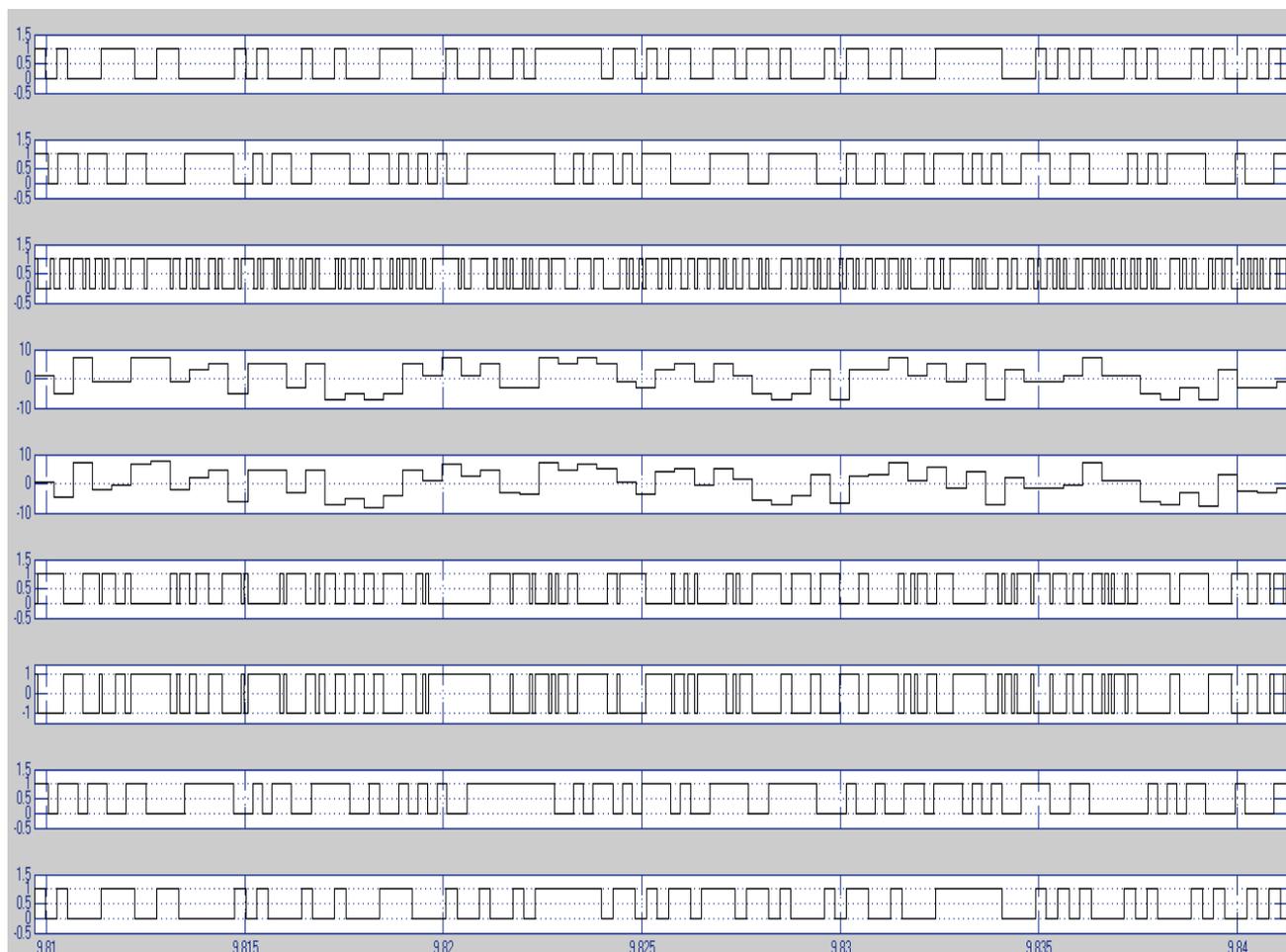


Рис. 3.104. Временные формы сигналов (сверху вниз):

- 1 — на выходе генератора псевдослучайной последовательности;
- 2 — на выходе внешнего кодера (PC); 3 — на выходе внутреннего кодера (турбокодера);
- 4 — на выходе QAM-модулятора; 5 — на входе QAM-демодулятора;
- 6 — на выходе QAM-демодулятора; 7 — на выходе преобразователя сигнала из однополярного в биполярный; 8 — на выходе внутреннего декодера (турбодекодера);
- 9 — на выходе внешнего декодера (PC)

На рис. 3.105 представлен график зависимости BER от SNR при модуляции QAM-64 для каскадного кода, внешнего кода и внутреннего кода. Как видно из рисунка, применение каскадного кодирования неоправданно по сравнению с применением простого турбокодирования, однако он имеет гораздо лучшую характеристику, чем применение простого помехоустойчивого кодирования (PC).

Также данная модель позволяет исследовать исправляющую способность каскадного кода в зависимости от количества итераций декодирования.

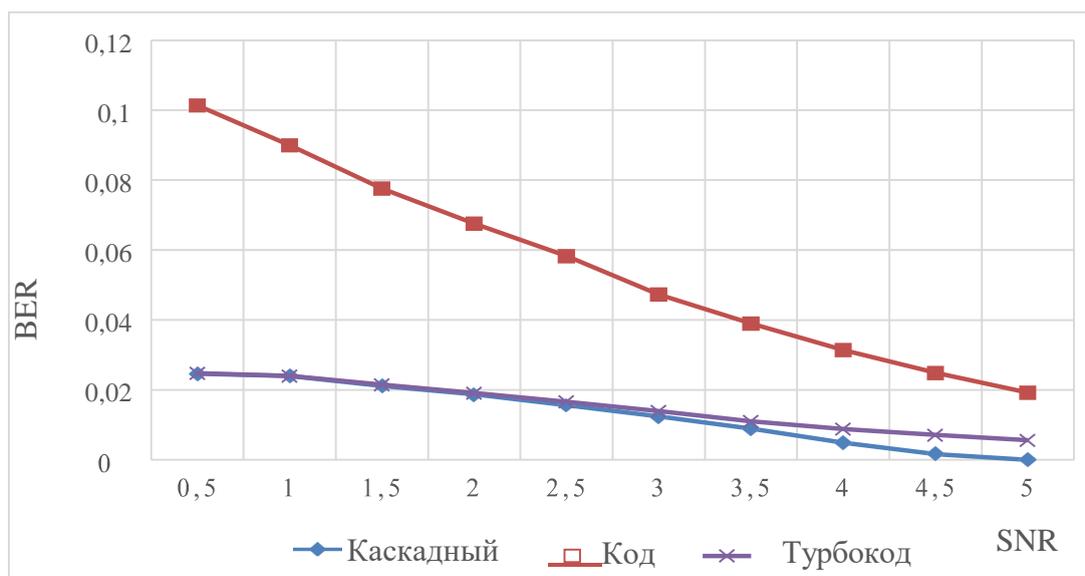


Рис. 3.105. График зависимости BER от SNR для каскадного кода, кода Рида — Соломона и Турбокода

Как видно из графика, повышение количества итераций декодирования не улучшает помехоустойчивость, а даже делает ее чуть хуже и к тому же приводит к повышению времени декодирования каждой посылки, кратное количеству этих итераций.

Можно сделать предположение, что повышение количества итераций необходимо при увеличении размера фрейма.

В результате работы спроектирована модель исследования каскадных кодов.

Модель позволяет исследовать работу каскадных кодов. В качестве внешнего кода используется код Рида — Соломона, в качестве внутреннего — Турбокод на базе свёрточного кодирования и треллис-модуляции. Данная модель позволяет исследовать зависимость битовой вероятности ошибки (BER) системы от отношения сигнал/шум (SNR) в канале.

Получены следующие **результаты и выводы**.

Как видно из рис. 3.105, применение каскадного кодирования неоправданно по сравнению с применением простого турбокодирования.

Повышение количества итераций декодирования не улучшает помехоустойчивость при одинаковой характеристике канала и к тому же приводит к повышению времени декодирования каждой посылки, кратное количеству этих итераций.

Повышение количества итераций необходимо при изменении параметров канала.

Эффективность от применения каскадного кодирования заметна лишь при значительном размере фрейма ($k > 10\ 000$).

Методические указания позволяют использовать данные модели на лабораторных работах студентами для исследования помехоустойчивых кодов.

ГЛАВА 4. СИГНАЛЬНО-КODOVЫЕ КОНСТРУКЦИИ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

4.1. СИГНАЛЬНО-КODOVЫЕ КОНСТРУКЦИИ НА ОСНОВЕ ТРЕЛЛИС КОДОВОЙ МОДУЛЯЦИИ (ТСМ)

В цифровых системах связи обычно повышают скорость передачи данных путем уменьшения энергетической емкости бита, т. е. количества энергии сигнала, приходящейся на один бит информации. Но чем меньше энергия, тем больше вероятность того, что бит будет искажен в канале при передаче. Поэтому при повышении скорости передачи разработчики всегда сталкиваются со снижением уровня помехоустойчивости.

Для повышения помехоустойчивости канала передачи данных в цифровых системах применяются коды, исправляющие ошибки. Однако действие таких кодов не всегда эффективно, так как снижается скорость передачи данных.

Треллис-модуляция (ТСМ — Trellis Coded Modulation) представляет собой способ, который позволяет повысить скорость передачи сообщения с сохранением уровня помехоустойчивости. Этот способ отличается тем, что помехоустойчивое кодирование и тип модуляции используются совместно. Выбранная соответствующим образом пара помехоустойчивый код — способ модуляции часто также носит название «сигнально-кодовая конструкция» (СКК).

В данной работе описан способ включения сверточного кодека, используемого для передачи данных с помощью радиорелейных систем связи, в режим треллис-модуляции. Такой способ повышает скорость передачи в два раза при сохранении уровня помехоустойчивости.

В цифровых системах связи обычно повышают скорость передачи данных путем уменьшения энергетической емкости бита, т. е. количества энергии сигнала, приходящейся на один бит информации. Но чем меньше энергия, тем больше вероятность того, что бит будет искажен в канале при передаче. Поэтому при повышении скорости передачи разработчики всегда сталкиваются со снижением уровня помехоустойчивости.

Корректирующие коды

Наряду с многопозиционными сигналами для повышения эффективности системы электрической связи (СЭС) широко используются помехоустойчивые коды. Применение корректирующих кодов позволяет повысить верность пере-

дачи сообщений или при заданной верности повысить энергетическую эффективность системы. Это особенно важно для систем с малой энергетикой, например систем спутниковой связи.

На практике используются как блочные, так и непрерывные коды. На рис. 4.1 приведены кривые эффективности для циклического кода Боуза — Чоудхури — Хоквингема (БЧХ) и для сверточного кода (СК) с декодированием по алгоритму Витерби.

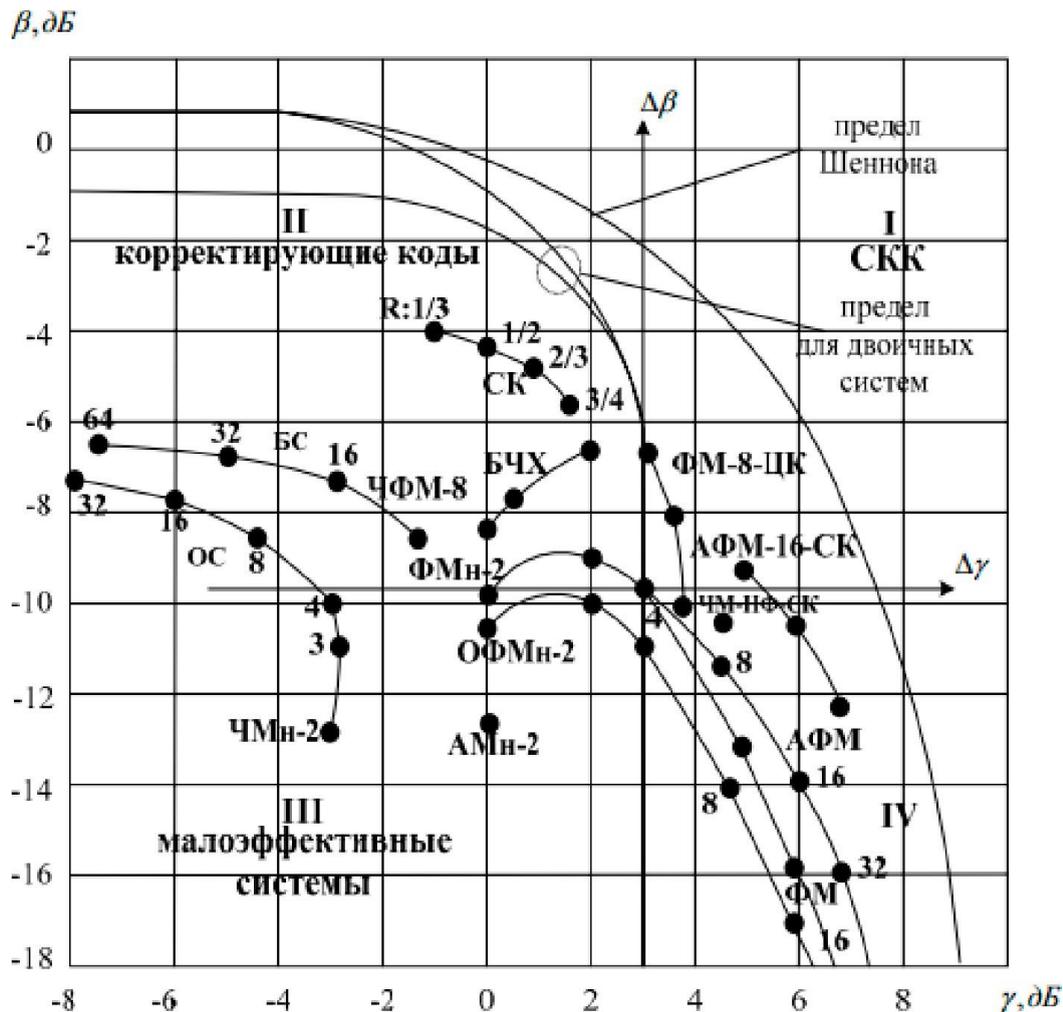


Рис. 4.1. Графики зависимости энергетической и частотной эффективности цифровых систем связи

Применение циклического кода позволяет получить энергетический выигрыш $\Delta\beta = 2-4$ дБ, а сверточного кода — $\Delta\beta = 4-6$ дБ в обмен на снижение частотной эффективности примерно в 2 раза (3 дБ).

Энергетический выигрыш $\Delta\beta$ от применения помехоустойчивого кодирования тем больше, чем выше требуемая верность передачи. Для непрерывного

канала с белым гауссовским шумом при требуемой вероятности ошибки 10–5 предельный энергетический выигрыш кодирования по сравнению с ФМн-2 без кодирования при оптимальном когерентном приеме составляет примерно 10 дБ. Расчетные кривые на рис. 4.1 показывают, что применение циклического кода в канале с фазовой манипуляцией (ФМн) или сверточного кода в канале с АФМ позволяет повысить одновременно энергетическую и частотную эффективности. Построение таких высокоэффективных систем на основе сигнально-кодовых конструкций ведет к неизбежному увеличению сложности системы. Не пропускная способность, а сложность является ограничивающим фактором при построении высокоэффективных систем. Задача состоит в том, чтобы построить систему, удовлетворяющую высоким показателям эффективности при допустимой сложности [6–12].

При современной элементной базе затраты на реализацию кодирующих и декодирующих устройств значительно сократились. В то же время стоимость энергетики канала практически не изменилась. Таким образом, «цена» выигрыша $\Delta\beta$ за счет кодирования может быть существенно меньше цены того же выигрыша, полученного за счет увеличения энергетики канала (мощности сигнала или размеров антенн).

Отметим, что выбор способов кодирования и модуляции зависит от характеристик канала. Улучшение этих характеристик, например, путем адаптации к помехам, и оценивания искажений сигнала, и их последующей компенсации снижает потери в канале и создает лучшие условия для применения корректирующих кодов.

Оптимизация систем связи

Повышение таких важнейших показателей систем электрической связи, как скорость и верность передачи, связано со значительными частотными и энергетическими затратами. Сравнение между собой различных СЭС осуществляется по степени использования ими основных ресурсов канала связи (пропускной способности, мощности, занимаемой полосы частот), выражаемой через показатели информационной, энергетической и частотной эффективности. Создание СЭС, в которых достигаются близкие к предельным показателям эффективности, требует совместного согласования кодека и модема с учетом статистических свойств непрерывного канала.

Согласование методов модуляции и кодирования

Эффективный путь повышения удельной скорости передачи информации заключается в увеличении числа используемых сигналов m на интервале T . Однако увеличение m приводит к уменьшению расстояния между ближайшими сигналами ансамбля и снижению энергетической эффективности.

При высоких требованиях к верности передачи целесообразным становится применение помехоустойчивых кодов, которые позволяют повысить энергетическую эффективность за счет снижения частотной. Помехоустойчивое кодирование позволяет снизить необходимую величину мощности сигнала, поскольку расстояние между кодовыми комбинациями увеличивается. Одновременное требование большой скорости и верности передачи в условиях ограниченного частотного и энергетического ресурса может быть выполнено при использовании многопозиционных сигналов и помехоустойчивых кодов.

При многопозиционной модуляции, когда по каналам связи передается блок из n кодовых символов, важно также правильно выбрать манипуляционный код, определяющий правило сопоставления с каждым передаваемым сигналом определенного блока кодовых символов. Общий принцип заключается в том, что большему расстоянию по Хэммингу между кодовыми блоками должно соответствовать большее расстояние по Евклиду между отображающими их сигналами.

Создание СЭС, в которых достигаются близкие к предельным показателям эффективности, требует совместного согласования кодека и модема с учетом статистических свойств непрерывного канала. Это означает, что кодирование и модуляцию необходимо рассматривать как единый процесс формирования сигнала, а демодуляцию и декодирование — как процесс оптимального приема сигнально-кодированного блока в целом.

Согласование модуляции и кодирования сводится к поиску такого заполнения сигнального пространства, при котором обеспечивается высокая удельная скорость (сигналы расположены достаточно плотно) и одновременно высокая помехоустойчивость (сигналы достаточно далеко друг от друга).

Комбинирование различных ансамблей m -ичных сигналов, помехоустойчивых и манипуляционных кодов порождает множество конструкций. Однако только согласованные варианты обеспечивают повышение частотно-энергетической эффективности СЭС.

Эти варианты называют **сигнально-кодированными конструкциями (СКК)**. Рассмотрим обобщенную схему передачи дискретных сообщений, приведенную на рис. 4.2.



Рис. 4.2. Обобщенная схема передачи дискретных сообщений

Последовательность символов с выхода кодера канала разбивается на блоки по n символов. Отображение блоков в сигналы, формируемые модулятором, осуществляется по правилу манипуляционного кодирования, т. е. манипуляционный код определяет правило соответствия блоков кодовых символов m -ичным сигналам. Например, в случае двоичного канального кода каждому из $m = 2^n$ кодовых блоков ставится в соответствие один из 2^n сигналов.

Оптимальная процедура приема СКК заключается в обработке сигнально-кодového блока в целом. Поэтому демодулятор, декодеры канала и манипуляционный декодер рассматриваются как единое устройство — декодер СКК (рис. 4.2).

Декодер СКК строится так, чтобы минимизировалась вероятность ошибки приема. Оптимальный декодер реализует принцип максимального правдоподобия. При белом гауссовском шуме выбирается кодовое слово, находящееся на минимальном евклидовом расстоянии от принятого.

Декодирование МК можно рассматривать как последний этап обработки сигнально-кодového блока оптимальным декодером СКК. При этом декодер канала работает в метрике Евклида с сигналами, а не с их двоичными представлениями по правилу манипуляционного кода. Схема поэлементного приема, наоборот, ориентирована на применение декодера канала в метрике Хемминга, т. е. обработку двоичных величин после декодера манипуляционного кода.

Следовательно, достижение наибольшей эффективности возможно при декодировании по алгоритму максимального правдоподобия сигнально-кодového блока в целом. Необходимо отметить, что в принципе любой сигнальный ансамбль на выходе последовательно соединенных кодека и модема может быть отнесен к СКК. Введение понятия СКК отражает подход к модуляции и кодированию как процессу объединения сигналов и кодов в единую эффективную конструкцию.

Классификация сигнально-кодовых конструкций

В основе формирования СКК лежат операции отображения информационной последовательности в кодовую путем внесения избыточности и кодовой последовательности в канальную заданием манипуляционного кода. Помехоустойчивое кодирование, повышающее энергетическую эффективность СЭС, является одной из важнейших операций формирования СКК. Получаемый при этом энергетический выигрыш от кодирования зависит от степени увеличения минимального сигнального расстояния между разрешенными кодовыми блоками. В качестве сигнального для канала АБГШ используется расстояние Евклида. Асимптотический энергетический выигрыш определяется формулой:

$$\text{ЭВК[ДБ]} = 20 \lg \left(\frac{d_{ef}}{d_e} \right), \quad (4.1)$$

где d_{ef} — минимальное евклидово расстояние между разрешенными кодовыми блоками; d_e — минимальное евклидово расстояние между различными некоди-

рованными последовательностями канальных символов одинаковой мощности с кодированными символами.

Согласно (4.1) для получения больших величин энергетического выигрыша при построении СКК необходимо подбирать коды, максимизирующие минимальное евклидово расстояние между разрешенными кодовыми комбинациями. В основу классификации СКК можно положить отличительные особенности по типам помехоустойчивого кода, по типам ансамблей сигналов и по способам согласования модуляции и кодирования.

По типу помехоустойчивых кодов все СКК могут быть поделены на два больших класса: СКК на основе блочных кодов и СКК на основе непрерывных кодов. Кроме того, отдельный класс составляют СКК на основе каскадных кодов, в которых применяются одновременно блочные и непрерывные коды. Каждый из классов делится на группы по конкретным видам кода.

Среди блочных наиболее известными являются коды Хэмминга, Голея, БЧХ, Рида — Соломона, Рида — Маллера и др. Непрерывные коды на практике представлены сверточными кодами, которые обладают дополнительными свойствами линейности и постоянства во времени.

При использовании сверточного кода практически удобным является случай, когда при объеме ансамбля сигналов $m = 2k + 1$ скорость сверточного кода выбирается равной $R_{\text{СКК}} = k/k + 1$. Тогда частотная эффективность у системы с кодированием и без него одна и та же. Поскольку каждый кодовый блок длиной $(k + 1)$ переносится одним двумерным сигналом, то и СКК считается также двумерной.

Декодирование СКК ведется обычно по алгоритму Витерби, реализующему принцип максимального правдоподобия. Одно из важнейших преимуществ СКК заключается в простоте применения алгоритма Витерби для мягкого решения на выходе демодулятора.

Любая СКК вне зависимости от способа согласования модуляции и кодирования представляет собой каскадный код с ансамблем сигналов на внутренней ступени и одним или несколькими помехоустойчивыми кодами на внешней. При использовании нескольких помехоустойчивых кодов говорят о построении СКК на основе обобщенного каскадного кода.

По типу ансамблей сигналов СКК делятся на конструкции с одномерными, двумерными и многомерными сигналами. Многомерные сигналы составляются из более простых (одномерных, двумерных) сигналов. При использовании в качестве составляющих двумерных сигналов число позиций M , соответствующих каждому n -мерному сигналу, определяется выражением $M = m^n/2$, где m — позиционность двумерного сигнала.

Каждый n -мерный сигнал в этом случае образуется последовательностью $n/2$ двумерных сигналов. Например, для получения многомерного сигнала с $n = 6$ требуется последовательность из трех двумерных сигналов, например ФМн-4.

Способы согласования модуляции и кодирования условно можно разделить на две группы: согласование кодом Грея и согласование на основе разбиения ансамбля на вложенные подансамбли.

Сигнально-кодовые конструкции, принадлежащие *первой группе*, представляют собой результат согласования известных двоичных помехоустойчивых кодов с многопозиционным ансамблем сигналов путем использования кода Грея в качестве манипуляционного кода. Поскольку ошибки происходят за счет переходов в области соседних сигналов, то кодовые блоки, соответствующие соседним сигналам, должны различаться наименьшим числом двоичных символов.

Вторая группа включает в себя достаточно большое число типов СКК, различающихся модификациями методов согласования. Разбиение осуществляется таким образом, что подансамбли содержат равное количество сигналов, расстояния между соседними сигналами подансамблей одинаковы, а минимальные расстояния между сигналами подансамблей увеличиваются с каждым шагом разбиения. Широкое практическое применение получило согласование путем разбиения ансамбля на вложенные подансамбли, когда внешними кодами являются сверточные коды. В основе синтеза СКК со сверточными кодами лежит поиск кодов, максимизирующих евклидово расстояние, причем обычно эти коды не являются оптимальными в метрике Хэмминга. У решетчатой диаграммы, описывающей сверточные коды в метрике Евклида, переходы между состояниями промаркированы не двоичными блоками, а сигнальными точками.

Таким образом, достижение близких к предельным показателям частотно-энергетической эффективности цифровых систем связи предполагает согласование кодека и модема с учетом статистических свойств непрерывного канала. Одно из решений подобного согласования представляют сигнально-кодовые конструкции сверточного кодирования. Мягкое декодирование по алгоритму Витерби обеспечивает энергетический выигрыш порядка 3–7 дБ без расширения занимаемой полосы частот.

Характеристики основных типов СКК

Согласование канала кодом Грея

Рассмотрим СКК, представляющие собой результат согласования известных двоичных помехоустойчивых кодов с многопозиционным ансамблем сиг-

налов путем использования в качестве манипуляционного кода Грея (табл. 4.1).

Комбинации кода в табл. 4.1 получены по следующему правилу. Кодовая комбинация натурального кода складывается по модулю 2 с такой же комбинацией, сдвинутой на один разряд вправо, при этом младший разряд сдвинутой комбинации отбрасывается.

Таблица 4.1

**Результат согласования
двоичных помехоустойчивых кодов с кодом Грея**

Десяточное число	Натуральный двоичный код	Код Грея
0	000	000
1	001	001
2	010	011
3	011	010
4	100	110
5	101	111
6	110	101
7	111	100

Поскольку ошибки чаще происходят за счет переходов в области соседних сигналов, то кодовые блоки, соответствующие соседним сигналам, должны различаться наименьшим числом двоичных символов.

На рис. 4.3 приведены примеры кода Грея для ансамблей одномерных (АМ-4) и двумерных (ФМ-4, КАМ-16) сигналов.

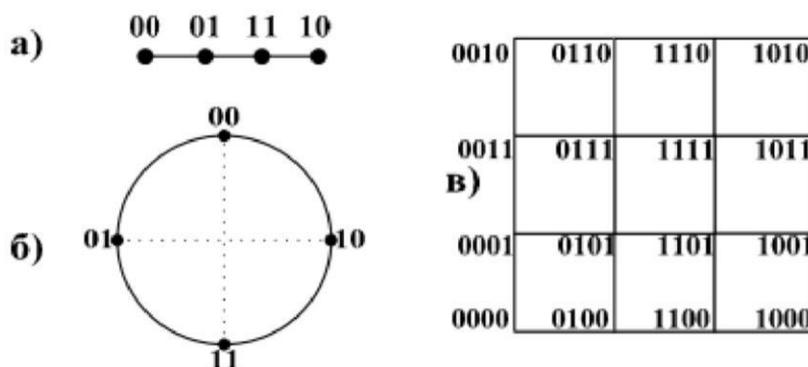


Рис. 4.3. Коды Грея ансамблей:
одномерных: а — АМ-4; б — ФМ-4; двумерных: в — КАМ-16

Несмотря на достаточно высокие показатели энергетической эффективности при мягком решении в демодуляторе и декодировании алгоритмом Витерби, согласование кодом Грея не является оптимальным.

Двоичные коды, оптимальные по критерию максимума хэммингова расстояния, будут оптимальны и по критерию максимума свободного евклидова расстояния, если при отображении двоичных подблоков в сигнальные точки ансамбля выполняется принцип: большему расстоянию Хэмминга dh тах соответствует большее расстояние по Евклиду de тах.

Простейшие ансамбли сигналов АМн-2, ФМн-2, ФМн-4 этому условию для кода Грея удовлетворяют. На рис. 4.4 показаны комбинации (подблоки) двоичного кода длиной $n = 3$, а также расстояния dh и de при использовании кода Грея для ФМн-8.

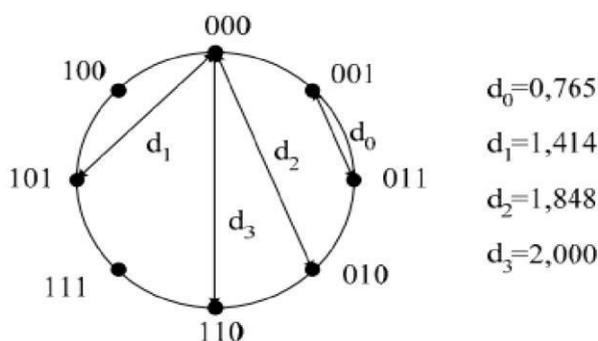


Рис. 4.4. Расстояние между сигнальными точками ФМн-8

Таблица 4.2

Соответствие расстояний Хэмминга и Евклида для сигналов ФМн-8

Кодовые комбинации	000	001	011	010	110	111	101	100
d_h	0	1	2	1	2	3	2	1
d_e	0	0,765	1,414	1,848	2,000	1,848	1,414	0,765

Как следует из табл. 4.2, сформулированный принцип соответствия большему расстоянию Хэмминга большего расстояния Евклида для всех вариантов отображения не выполняется. Например, для комбинации 111 большему расстоянию Хэмминга $dh = 3$ соответствует не самое большое расстояние Евклида $dh = 1,848$ и т. д.

Таким образом, поскольку манипуляционный код Грея для сложных сигналов не обеспечивает оптимального согласования кодека и модема, необходимо найти методы дальнейшего повышения свободного евклидова расстояния de и, соответственно, энергетической эффективности β .

Согласование на основе разбиения ансамбля на вложенные подансамбли

В начале 80-х гг. Унгербок (Ungerboeck G.) опубликовал статью, в которой, анализируя СКК на базе ансамбля ФМн-8 и сверточного кода со скоростью $R_{\text{КК}} = k/k + 1$, сформулировал ряд правил построения СКК. Поэтому СКК, построенные по этим правилам (Trellis-Coded Modulation — TCM), часто называют СКК Унгербока.

По способу согласования модуляции и кодирования СКК Унгербока относятся к конструкциям, полученным на основе разбиения ансамбля сигналов на вложенные подансамбли. Разбиение осуществляется таким образом, что подансамбли содержат равное количество сигналов, расстояния de между соседними сигналами подансамблей одинаковы, минимальные расстояния de_{min} между сигналами подансамблей увеличиваются с каждым шагом разбиения; при этом левая ветвь разбиения кодируется символом «0», а правая — «1». Считывание кодовой комбинации, соответствующей сигнальной точке на амплитудно-фазовой плоскости, осуществляется снизу вверх. Разбиение для ансамбля сигналов ФМн-8 представлено на рис. 4.5.

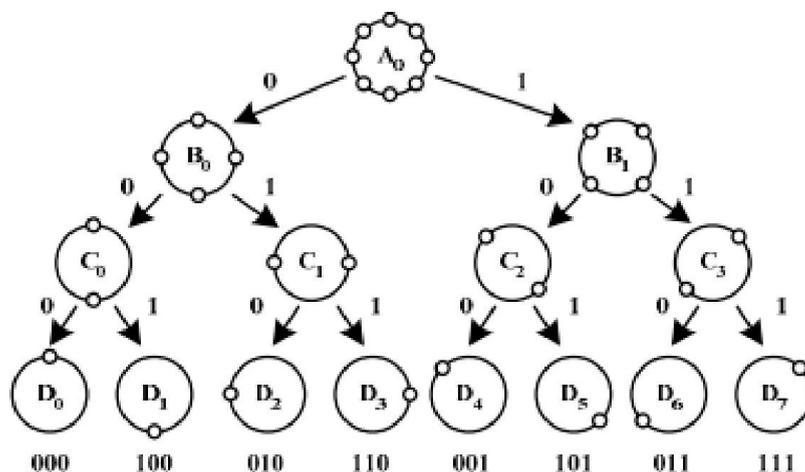


Рис. 4.5. Разбиение ансамбля сигналов ФМн-8

Как следует из рис. 4.5, исходный ансамбль разбивается на подансамбли при максимальном увеличении наименьших расстояний de_{min} между сигналами внутри подансамблей $d_0 < d_1 < d_2 < d_3$. Разбиение осуществляется поэтапно.

В данном примере три этапа, заключающиеся в разбиении каждого из подансамблей пределов предыдущего этапа на 2 равноэлементных подансамбля.

В общем случае количество этапов i полного разбиения ансамбля из m сигналов на вложенные подансамбли определяется выражением:

$$i_{\text{max}} = \log_2 m, \quad (4.2)$$

т. е. совпадает с кратностью ансамбля n . В ансамбле из m сигналов кратности n каждой сигнальной точке соответствует блок двоичных символов $b = [b_{n-1}, b_{n-2}, \dots, b_0]$. Соответствие между кодовым блоком b и сигнальной точкой на плоскости определяет манипуляционный код.

Достижение наибольшей помехоустойчивости непосредственно связано с увеличением евклидова расстояния между передаваемыми сигнальными последовательностями. Решетчатая диаграмма сверточного кода (5.6.3), ребра которой промаркированы сигнальными точками, полностью отображает весь набор разрешенных сигнальных последовательностей.

Таким образом, величина свободного евклидова расстояния $d_{\text{эф}}$ зависит от маркировки ребер решетчатой диаграммы сигнальными точками (канальными символами).

Унгербок на примере ансамбля сигналов ФМн-8 (см. рис. 4.6) сформулировал четыре необходимых правила маркировки ребер сигнальными точками: все сигнальные точки используемого ансамбля сигналов должны встречаться с одинаковой частотой и с определенной степенью регулярности и симметричности; переходы из одного и того же состояния соответствуют сигналам из подансамблей B_0 или B_1 ; переходы в одно и то же состояние соответствуют сигналам из подансамблей B_0 или B_1 ; параллельные переходы между состояниями соответствуют сигналам из подансамблей C_0 или C_1 , или C_2 , или C_3 . Как показывает анализ, СКК Унгербока имеют несколько более высокие частотно-энергетические характеристики по сравнению с традиционными СКК при той же сложности реализации. Это определило их бурное внедрение в технике связи. Но известные правила построения СКК Унгербока, хотя и снижают размерность переборной задачи синтеза, не обеспечивают гарантированное построение СКК с максимальными частотно-энергетическими характеристиками. В то же время основной целью работ в области синтеза систем сигналов и СКК является поиск таких способов их формирования и обработки, которые при заданных ограничениях на сложность устройств формирования и приема, временные задержки позволяли бы приблизиться к известной шенноновской границе.

При построении многомерных СКК возникает проблема выбора манипуляционного кода, поскольку известные методы его построения (правила построения кодов Грея и разбиения ансамбля на вложенные подансамбли Унгербока) не всегда позволяют согласовать евклидовы и хемминговы расстояния. Именно с этим связаны многие проблемы построения многомерных СКК.

Синтез многопозиционных ансамблей сигналов и СКК, построенных на их основе, является одним из направлений решения более общей задачи стати-

стического согласования вероятностных характеристик передаваемого информационного сигнала и вероятностных характеристик канала. В рамках этих традиционных задач такое согласование осуществляется на уровне канальных символов или их блоков (супербукв канала). При этом подходы к построению алфавита таких супербукв (ансамблей сигналов и СКК) могут существенно отличаться между собой, но направлены на решение этой общей проблемы.

Известно, что ансамбль сигналов, соответствующий полному двоичному коду длины n в пространстве соответствующей размерности n , построенный заменой «1» на «-1», а «0» на «+1», соответственно, обладает практически идеальным манипуляционным кодом. Минимальным хемминговым расстояниям таких ансамблей соответствуют ребра n -мерного куба, которые характеризуются и минимальными евклидовыми расстояниями.

Кодовые комбинации и соответствующие им координаты сигнальных векторов приведены в табл. 4.3. При приеме сигналов такого ансамбля минимальная ошибка (ошибочный прием одной координаты сигнальной точки) приводит к неправильному приему одного бита информации. Ошибочный прием двух координат сигнальной точки приводит к искажению двух бит информации и так далее. Однако если рассмотреть зависимость между хемминговыми $dh(i, j)$ и евклидовыми $de(i, j)$ расстояниями для такого ансамбля, то можно выявить следующую закономерность, связывающую эти две величины:

$$de(i, j) = 2r \sqrt{dh(i, j)},$$

где r — радиус сферы.

Таблица 4.3

**Взаимосвязь кодовых комбинаций манипуляционного кода
и координат сигнальных векторов**

Манипуляционный код	Координаты сигнальных векторов
000	+1, +1, +1
001	+1, +1, -1
010	+1, -1, +1
011	+1, -1, -1
100	-1, +1, +1
101	-1, +1, -1
110	-1, -1, +1
111	-1, -1, -1

Таким образом, взаимосвязь между евклидовыми и хемминговыми расстояниями в многомерном ансамбле сигналов нелинейная, хотя большему хемминговому расстоянию будет соответствовать большее евклидово расстояние. Если мощность и энергия сигналов являются постоянными величинами, не зависящими от номера, то ансамбли таких сигналов считают сигналами поверхностно-сферической упаковки.

В противном случае ансамбли сигналов рассматривают как объемные упаковки. Сохранение манипуляционного кода, принятого для простого трехмерного куба, в значительной мере сохраняет пропорциональность между евклидовыми и хемминговыми расстояниями и поэтому будет наилучшим и для наиболее плотного ансамбля. Для других комбинаций манипуляционных кодов для сигнальных векторов изначально не будет соблюдаться взаимная пропорциональность между евклидовыми и хемминговыми расстояниями.

Таким образом, практически невозможно создать идеальный манипуляционный код и, следовательно, целесообразно строить манипуляционные коды, у которых хотя бы частично выполняется взаимосвязь между евклидовыми и хемминговыми расстояниями.

Практическая часть работы в MatLab

Перед началом выполнения работы необходимо с папки TCM скопировать код в командную строку, который подгрузит необходимую схему для треллис-модуляции (рис. 4.6 и 4.7).

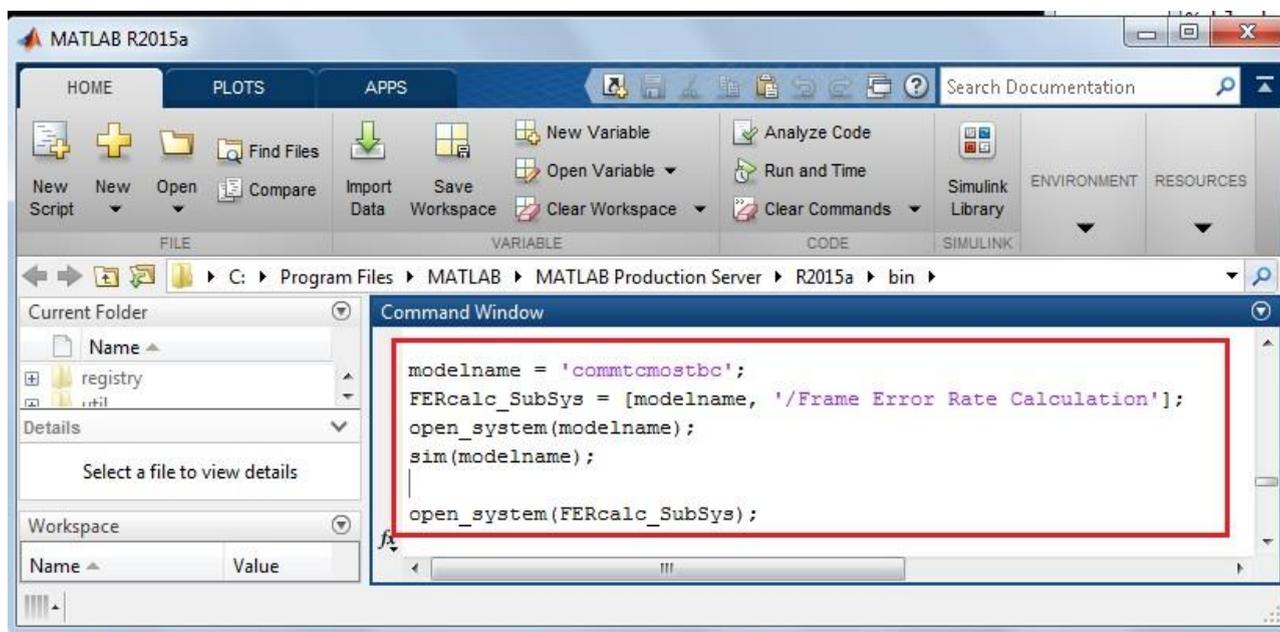


Рис. 4.6. Панель MatLab

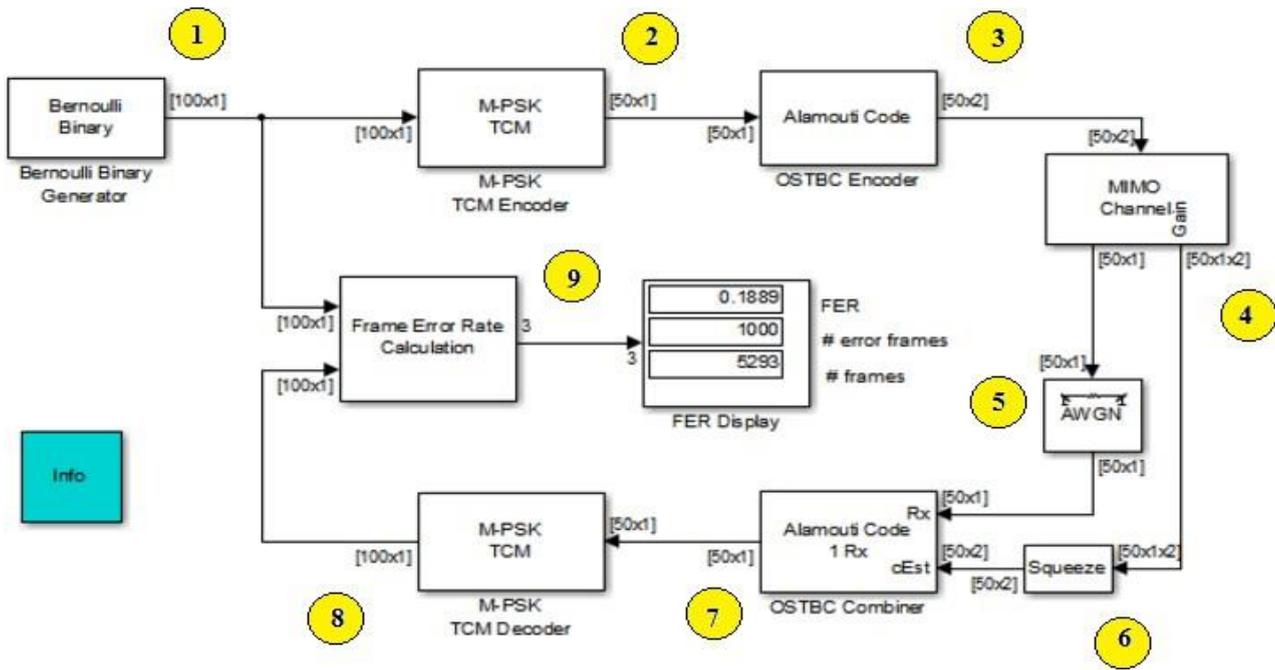


Рис. 4.7. Схема для исследования TCM в Simulink MATLAB

1. Блок Двоичный генератор Бернулли генерирует случайные двоичные числа, используя распределение Бернулли. Выставьте ниже представленные параметры (рис. 4.8).

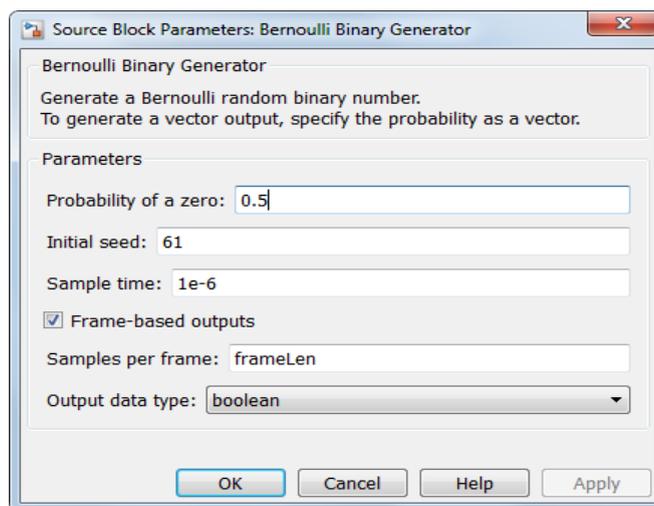


Рис. 4.8. Параметры источника (Source Block Parameters)

2. Блок M-PSK TCM кодер преобразовывает данные, полученные от блока Бернулли, в PSK созвездия с заданной его средней энергией. В этом примере мы используем схему TCM 8-PSK созвездия для 8 решетчатых состояний. Выставьте ниже представленные параметры (рис. 4.9).

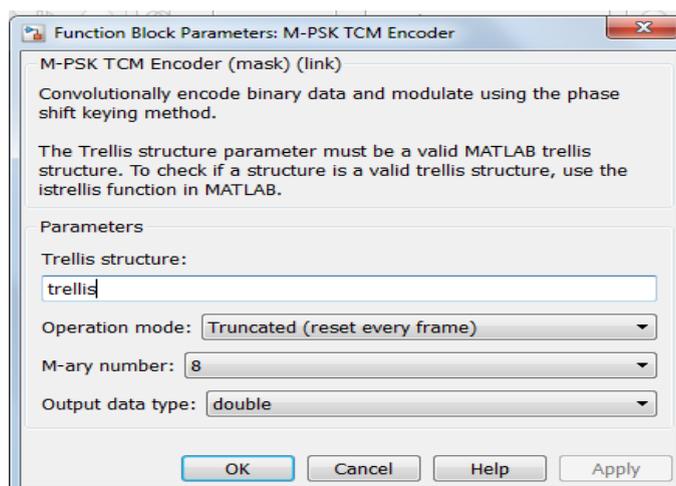


Рис. 4.9. Параметры блока: M-PSK TCM Encoder

После 2-го блока нужно добавить диаграмму созвездий, которая расположена в панели программы Matlab. Выставьте ниже представленные параметры (рис. 4.10 и 4.11).

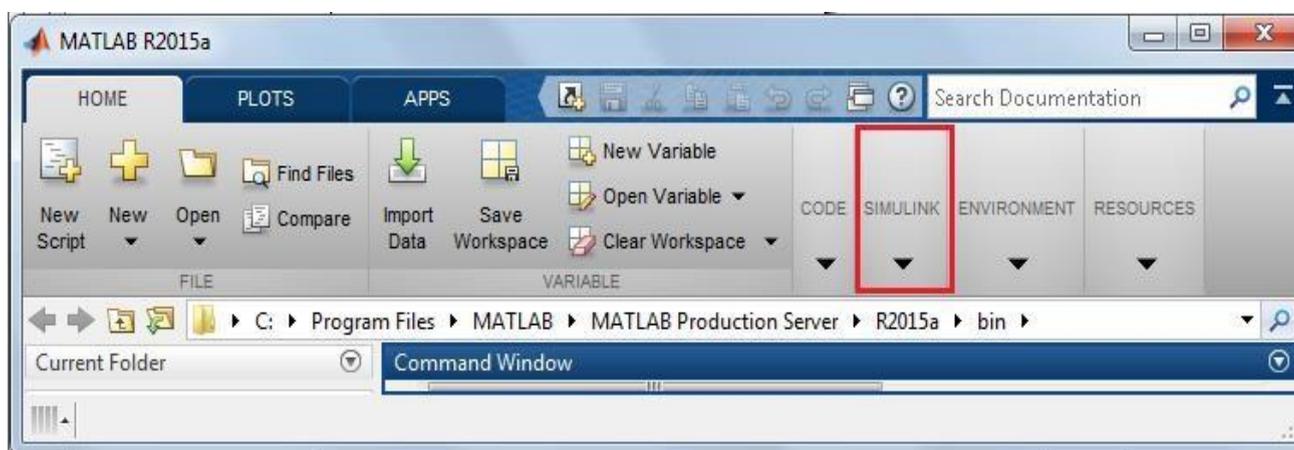


Рис. 4.10. Панель MatLab

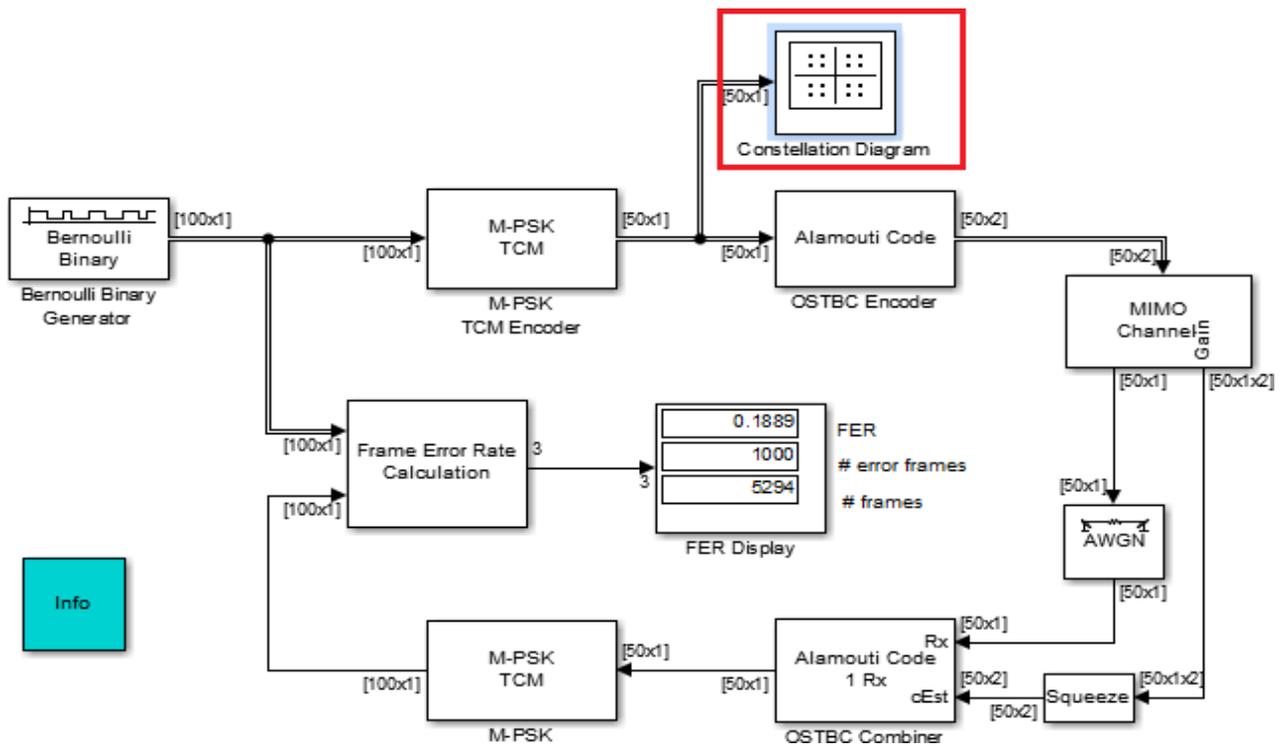


Рис. 4.11. Схема для исследования TCM в Simulink MatLab

3. Блок OSTBC (ортогонально пространственно-временные блочные коды) кодирует информационные символы из TCM-кодировщика, используя код Alamouti для 2-х передающих антенн. Выходом этого блока является матрица размером 50×2 , элементы которой соответствуют данным колонки, передаваемым по одной антенне.

Блок OSTBC сочетает в себе полученные сигналы от приемной антенны с информацией о состоянии канала (CSI), которые затем подают в M-PSK TCM-декодера. CSI известно на стороне приемника. Выставьте ниже представленные параметры (рис. 4.12).

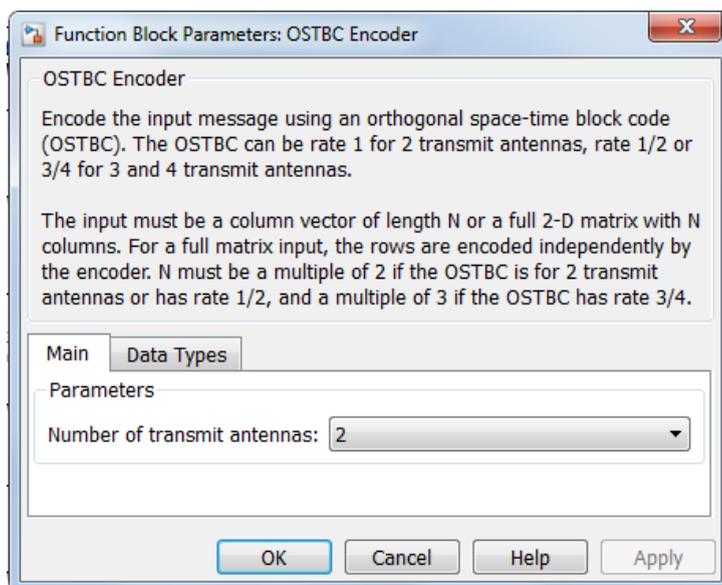


Рис. 4.12. Параметры блока: OSTBC Encoder

4. MIMO канал разносит передающие и приемные антенны так, чтобы корреляция между соседними антеннами была слабой. Выставьте ниже представленные параметры (рис. 4.13).

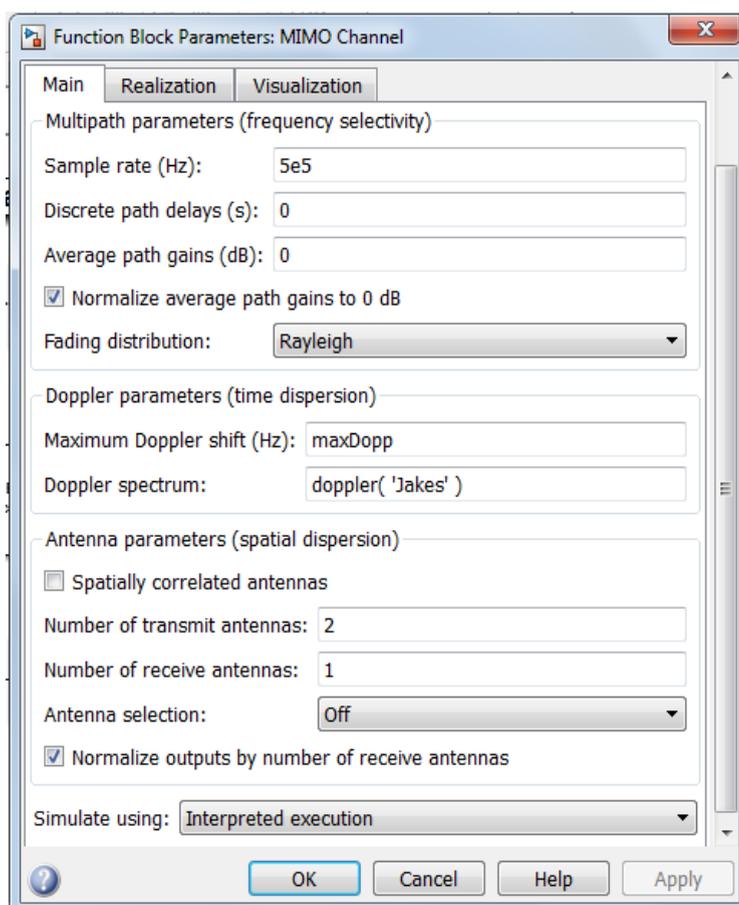


Рис. 4.13. Параметры блока: MIMO Channel

5. Блок AWGN добавляет белый гауссовский шум на приемной стороне. Выставьте ниже представленные параметры (рис. 4.14).

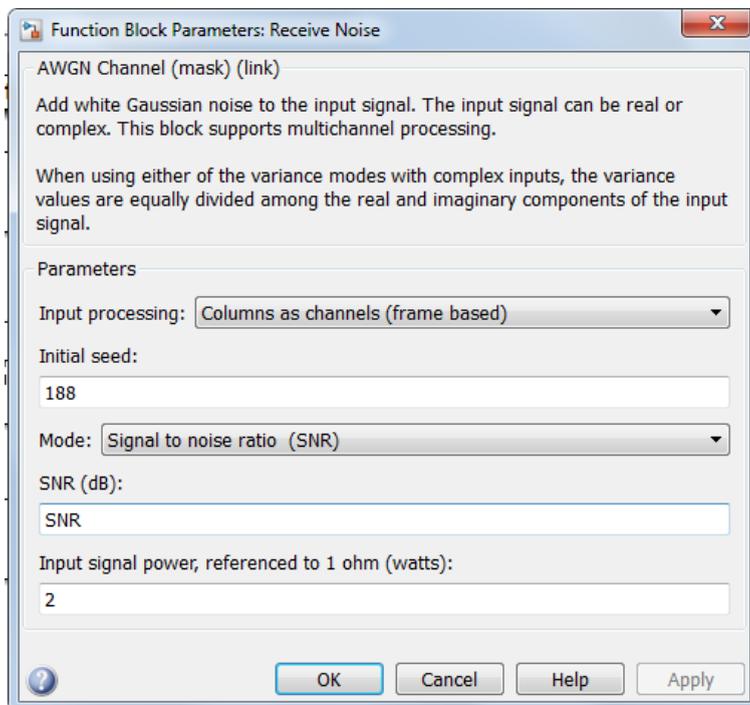


Рис. 4.14. Параметры блока: Receive Noise

6. Блок OSTBC дает оценку канала сигнала. Выставьте ниже представленные параметры (рис. 4.15).

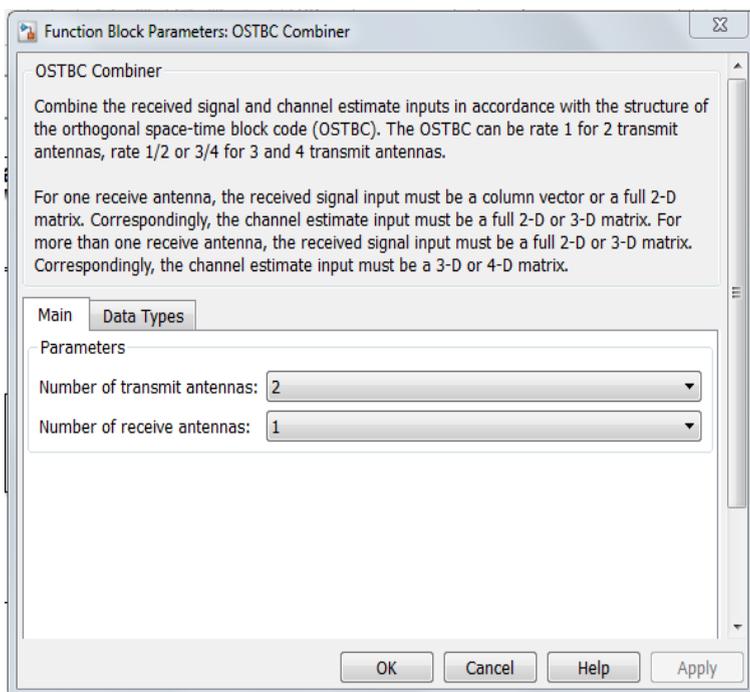


Рис. 4.15. Параметры блока: OSTBC Combiner

7. Блок M-PSK TCM-декодер выполняет декодирование сигнала, ранее модулированного, с использованием PSK созвездия на входе. Для декодирования используется алгоритм Витерби. Выставьте ниже представленные параметры (рис. 4.16).

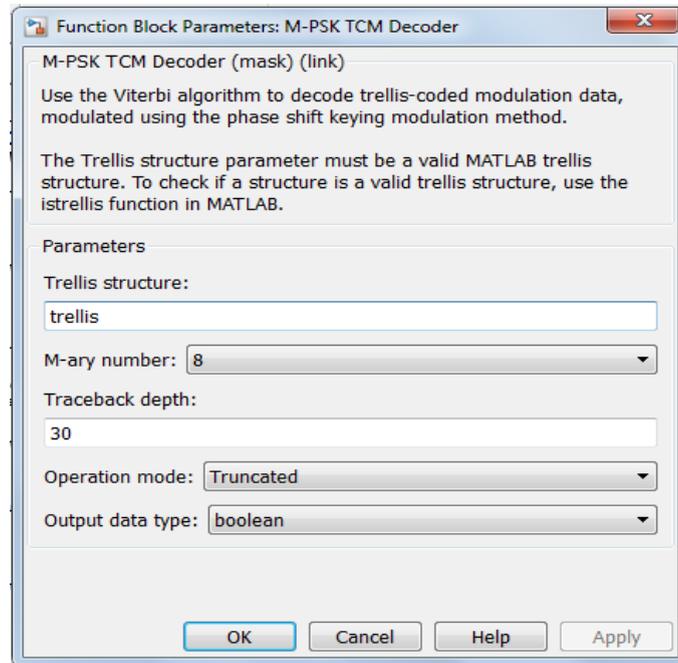


Рис. 4.16. Параметры блока: M-PSK TCM Decoder

8. Блок FER Display сравнивает декодированные биты с исходными битами в кадре для обнаружения ошибок и в онлайн-режиме обновляет показатели. Этот блок состоит из трех показателей: количество ошибок в кадре, количество наблюдаемых кадров и количество обработанных ошибок в кадре. Выставьте ниже представленные параметры (рис. 4.17).

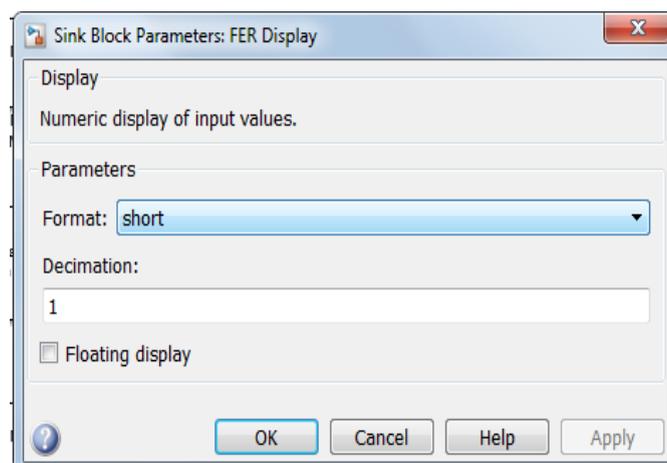


Рис. 4.17. Параметры блока: FER Display

Зависимость FER от отношения сигнал/шум представлена на рис. 4.18.

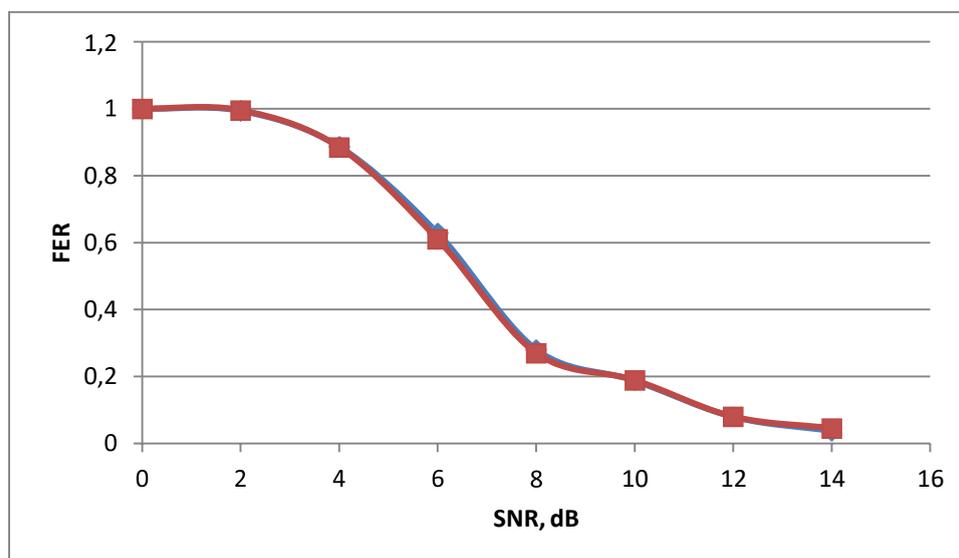


Рис. 4.18. Зависимость FER от отношения сигнал/шум

Экспериментальная диаграмма созвездия 8-PSK представлена на рис. 4.19.

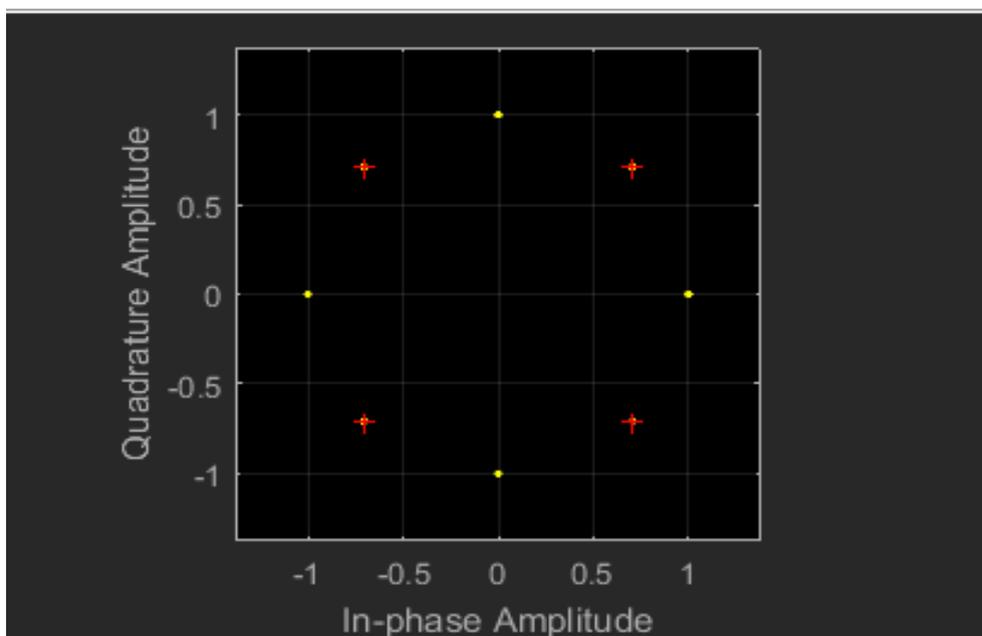


Рис. 4.19. Диаграмма созвездия 8-PSK

Таким образом, в данной работе на примере сверточного кодирования были рассмотрены преимущество и технология применения треллис-модуляции для повышения скорости передачи данных.

Переход в режим треллис-модуляции позволил сохранить тот же уровень помехоустойчивости (3 дБ) при увеличении скорости передачи информации в 2 раза. Это достигается с помощью совместного использования сверточного кода со скоростью $2/3$ и фазовой манипуляции 8PSK. Использование треллис-модуляции является простым и эффективным решением для повышения скорости передачи в цифровых высокоскоростных системах связи.

4.2. СИГНАЛЬНО-КОДОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ И ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ OFDM-MIMO

Технология OFDM

OFDM основан на разделении потока входных данных на множество параллельных потоков, каждый из которых передается на своей несущей (ортогональной) частоте. Это обеспечивает высокую скорость и помехоустойчивость передачи информации, в частности, по отношению к провалам в спектре передаваемых сигналов, так как узкополосное затухание может исключить только одну или несколько несущих частот из их большого числа (сотни — тысячи). Поскольку модуляция OFDM использует для передачи ортогональные несущие колебания, то возможна демодуляция модулированных сигналов даже в условиях частичного перекрытия полос отдельных несущих. Наличие большого числа несущих не позволяет реализовать модуляцию OFDM непосредственно, т. е. с использованием нескольких тысяч синтезаторов несущих колебаний и нескольких тысяч модуляторов. Поэтому для уменьшения объема оборудования учитывают, что модуляция OFDM представляет собой обратное преобразование Фурье, а демодуляция — прямое преобразование Фурье, и применяют быстрые алгоритмы двух этих преобразований, допускающие более простую аппаратную реализацию по сравнению с непосредственной реализацией алгоритмов модуляции OFDM. Модуляция OFDM используется в системах цифрового телевидения, системах сотовой связи WiMAX, MobileWiMAX, MBWA, автоматизированных системах контроля и учета электроэнергии, системах типа «интеллектуальный дом» и др. На ней базируются стандарты беспроводной связи IEEE 802.11a,e,g,n; 802.16a,d,e; 802.20.

Ортогональное частотное разделение каналов

При беспроводной передаче сигналов один и тот же сигнал в результате многократных отражений может поступать в приемник различными путями. Поэтому в точке приема результирующий сигнал представляет собой суперпозицию (интерференцию) многих сигналов с различными амплитудами и начальными фазами. Применительно к многолучевой интерференции, возникающей при передаче сигналов, различают два крайних случая. В первом случае максимальная задержка между различными сигналами не превышает длительности одного символа, и интерференция возникает в пределах одного передаваемого символа. Во втором случае максимальная задержка между различными сигналами больше длительности одного символа, и в результате интерференции складываются сигналы, представляющие разные символы. Вследствие этого возникает межсимвольная интерференция, которая наиболее сильно сказывается на искажении сигнала. Для того чтобы частично компенсировать эффект многолучевого распространения, применяют частотные эквалайзеры, однако по мере роста скорости передачи данных либо за счет увеличения символьной скорости, либо за счет усложнения схемы кодирования эффективность их применения падает. Поэтому для достижения высокой скорости передачи данных используют другой подход, состоящий в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведется параллельно на всех этих подканалах. При этом достигается высокая скорость передачи за счет одновременной передачи данных по всем каналам, причем скорость передачи в отдельном подканале может быть и невысокой. Это создает предпосылки для эффективного подавления межсимвольной интерференции. При частотном разделении каналов необходимо, чтобы ширина каждого канала была, с одной стороны, достаточно узкой для минимизации искажения сигнала в его пределах, а с другой — достаточно широкой для обеспечения требуемой скорости передачи. Кроме того, для экономного использования всей полосы канала, разделяемого на подканалы, желательно как можно плотнее расположить частотные подканалы, но при этом избежать межканальной интерференции для обеспечения полной независимости каналов друг от друга. Перечисленным требованиям удовлетворяют ортогональные частотные каналы. Функции, описывающие несущие сигналы всех этих каналов, ортогональны друг другу, т. е. для них выполняется условие:

$$\int_0^T \sin 2\pi f_l(t) \cdot \sin 2\pi f_m(t) dt = 0, \quad k \neq l$$

Ортогональность несущих сигналов обеспечивает частотную независимость каналов друг от друга и, следовательно, отсутствие межканальной интерференции. Рассмотренный способ деления широкополосного канала на ортогональные частотные подканалы называется ортогональным частотным разделением с мультиплексированием или OFDM-модуляцией.

Ортогональность несущих сигналов обеспечивается только тогда, когда за время длительности одного символа T несущий сигнал будет совершать целое число колебаний. Так как каждый символ длительности T передается ограниченной по времени синусоидальной функцией, то ее спектр описывается функцией вида:

$$\frac{\sin 2\pi(f - f_i)T}{2\pi(f - f_i)}$$

где f_i — центральная (несущая) частота i -го канала.

Такой же функцией описывается и форма частотного подканала.

Несмотря на частичное перекрытие частотными подканалами друг друга (рис. 4.20), ортогональность несущих сигналов обеспечивает их частотную независимость каналов друг от друга и, следовательно, отсутствие межканальной интерференции (рис. 4.21).

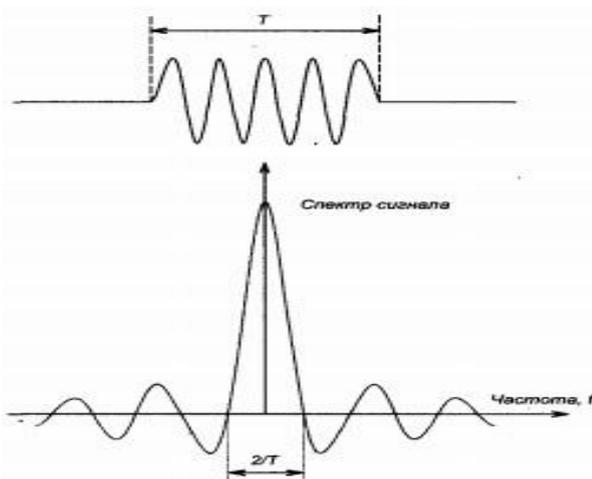


Рис. 4.20. Символ длительностью T и его спектральное представление

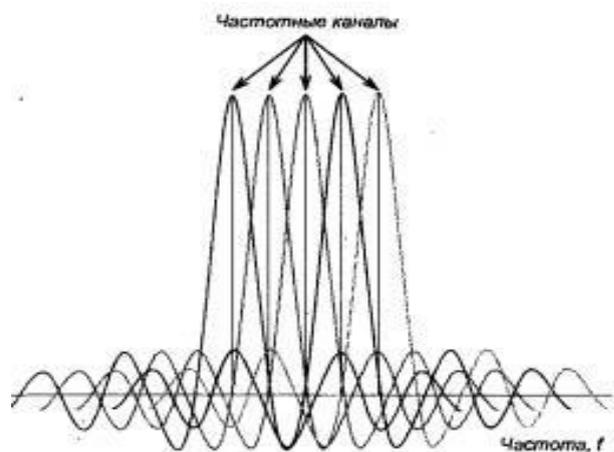


Рис. 4.21. Частотное разделение каналов с ортогональными несущими сигналами

Принцип организации канала OFDM на примере стандарта DVB-T

Характеристики канала передачи, к сожалению, не остаются постоянными во времени, но в течение короткого промежутка времени эти характеристики для наземного канала можно считать постоянными. Эта особенность дает возможность в системе OFDM применить расщепление наземного канала передачи во времени и по частоте (см. рис. 4.22). В результате радиочастотный канал организуется в виде набора узких частотных полос и в виде коротких во времени смежных «временных сегментов».

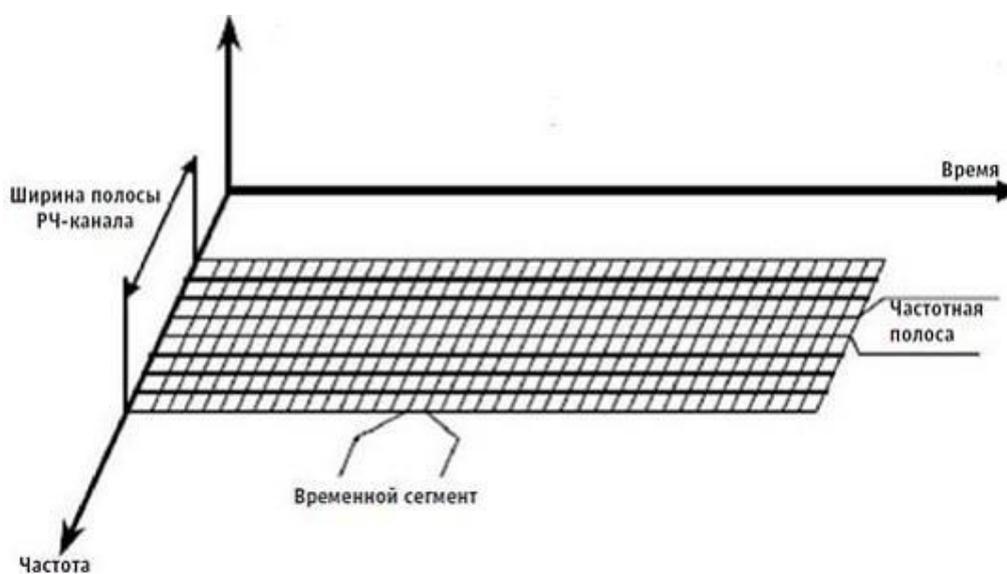


Рис. 4.22. Расщепление канала

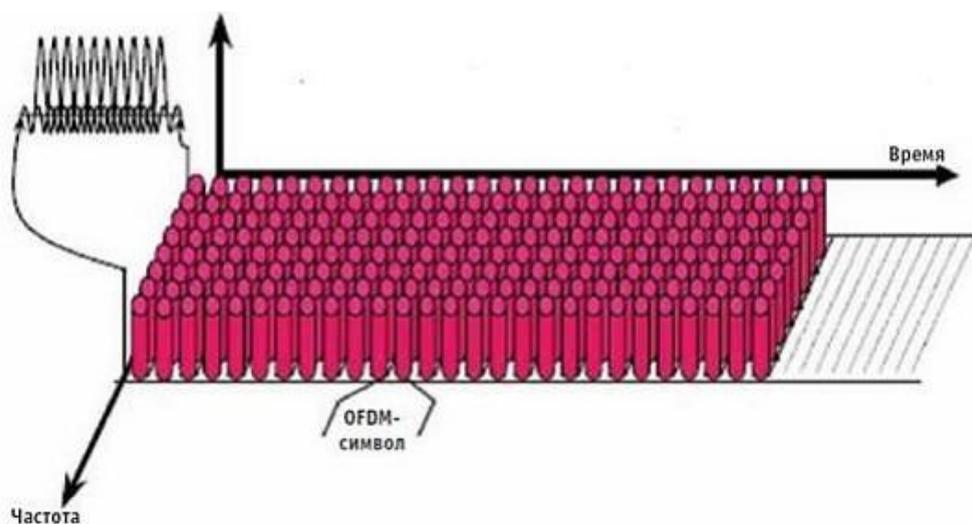


Рис. 4.23. Ввод поднесущих частот

Каждая частотно-временная ячейка имеет свою собственную поднесущую (см. рис. 4.23). Набор поднесущих в определенном временном сегменте называется символом OFDM. Для устранения взаимных помех между поднесущими расстояние (промежуток) между ними выбирается равным обратной величине длительности символа: в этом случае поднесущие являются ортогональными.

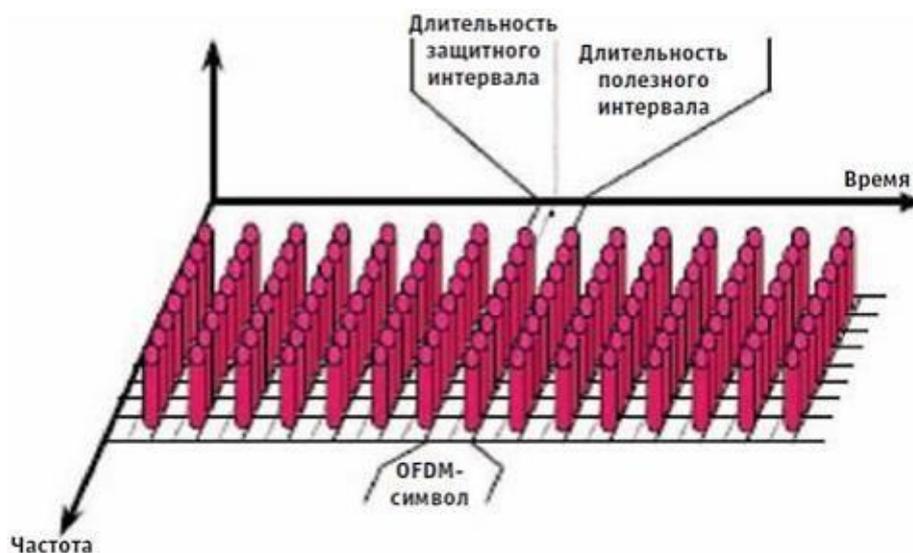


Рис. 4.24. Ввод защитного интервала

Поскольку эхо-сигналы представляют собой задержанные во времени копии основного сигнала, начало данного символа OFDM подвергается «загрязнению» задержанным окончанием предыдущего (взаимные помехи между символами). Для устранения этого эффекта между двумя соседними символами OFDM вводится защитный интервал (см. рис. 4.24). Во время защитного интервала приемные устройства игнорируют поступающий сигнал, что приводит к снижению пропускной способности канала передачи.

Чтобы осуществить надлежащим образом демодуляцию сигнала, приемные устройства должны произвести его выборку во время полезного периода символа OFDM (но не во время защитного интервала). Но тогда необходимо ввести временное окно по отношению к моменту, когда передается в эфир каждый символ OFDM. В системе DVB-T используются «пилотные» поднесущие, равномерно распределенные в канале передачи в виде маркеров синхронизации (см. рис. 4.25).

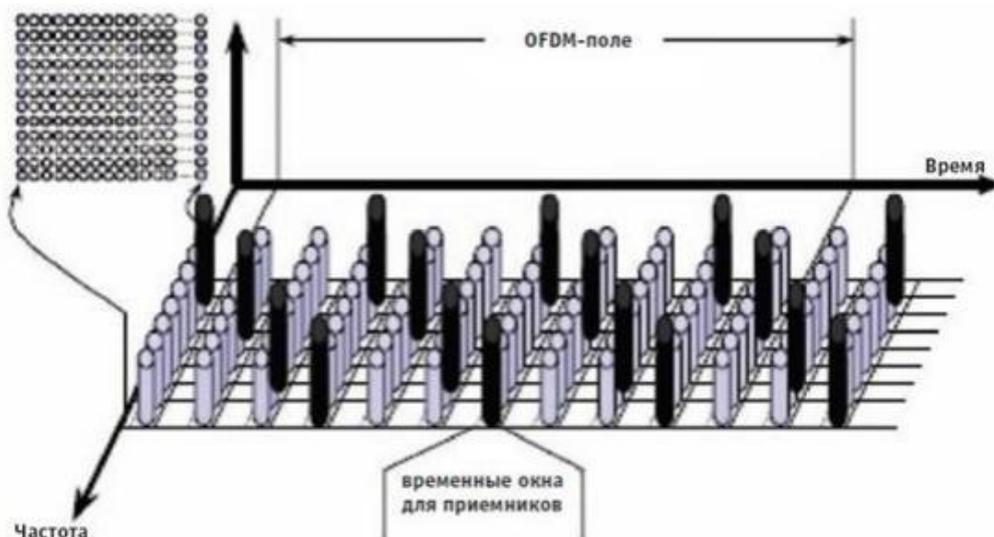


Рис. 4.25. Маркеры синхронизации

Итак, общая длительность T_s OFDM-символа представляет собой сумму длительностей полезной части T_u и защитного интервала T_g . Расстояние по частоте между соседними несущими частотами OFDM-сигнала равно $1/T_u$ (поскольку чтобы осуществить надлежащим образом демодуляцию сигнала, приемные устройства должны произвести его выборку во время полезного периода символа OFDM, но не во время защитного интервала). Защитный интервал располагается перед полезной частью OFDM-символа.

Структурная схема модулятора

Принцип OFDM-модуляции заключается в следующем. В полосе канала связи передается множество несущих, каждая из которых модулируется, например, с использованием QAM-модуляции, частью общего цифрового потока. До преобразования спектра такого сигнала цифровой поток разбивается на последовательности, каждая из которых соответствует передаче kRa битов информации, где Ra — число активных несущих, k — коэффициент используемой QAM-модуляции (или число битов информации, передаваемой на каждой активной несущей). Длительность T_0 интервала, на котором передаются все указанные kRa битов информации, определяет минимальную частоту несущей $fU = 1/TU$ и интервал между несущими, т. е. частотный интервал $(Ra + Rn)fU$, где Rn — число пассивных несущих, характеризует групповой спектр мощности радиосигнала (рис. 4.26).

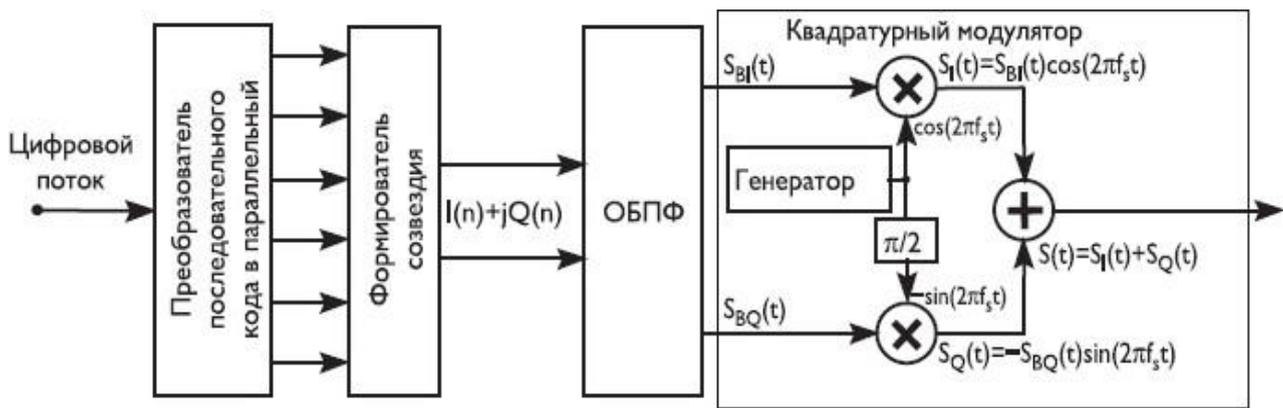


Рис. 4.26. Структурная схема идеального OFDM-модулятора

Цифровой поток поступает на вход преобразователя последовательной информации в параллельную. На выходе этого преобразователя формируется код, состоящий из k битов и соответствующий используемой QAM-модуляции несущих ($k = 2$ при QPSK, $k = 4$ при QAM-16, $k = 6$ при QAM-64 и т. д.). Последовательно каждые k битов преобразуются в параллельный код, который подается на формирователь созвездия, преобразующий этот код в значения соответствующих векторов звездной диаграммы (рис. 4.27).

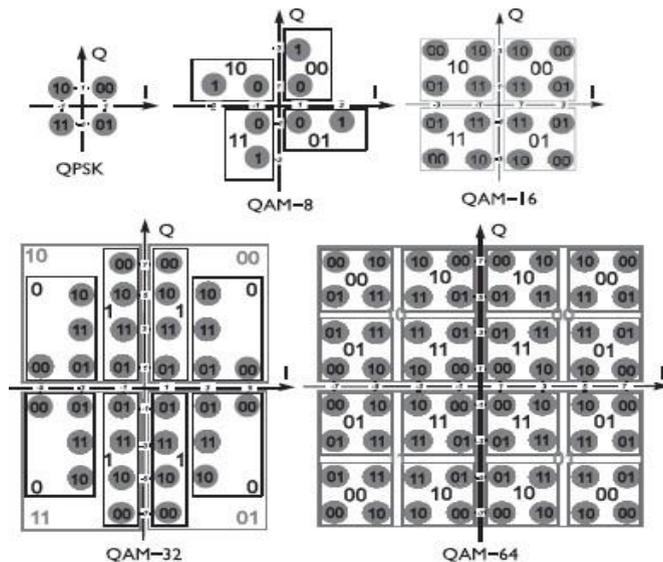


Рис. 4.27. Варианты сигнальных созвездий: QPSK, QAM-8, QAM-16, QAM-32 и QAM-64

Поток битов трансформируется в формирователе созвездия в поток I и Q сигналов: $S(n) = I(n) + jQ(n)$, $1 \leq n \leq 2N + 1$, где $2N + 1 = Ra + Rn$. Блок обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) преобразует последовательности во временную комплексную функцию: $SB(t) = 2 \sum_{n=1}^{N+1} n = 1$

$$[I(n) + jQ(n)] \exp(2\pi jnfUt) = SBI(t) + jSBQ(t),$$

где $SBI(t) = \sum_{n=1}^{2N+1} I(n) \cos(2\pi nft)$.

$[I(n) \cdot \cos(2\pi nft) - Q(n) \cdot \sin(2\pi nft)]$ — синфазная составляющая сигнала, $SBQ(t) = \sum_{n=1}^{2N+1} [I(n) \cdot \sin(2\pi nft) + Q(n) \cdot \cos(2\pi nft)]$ — квадратурная составляющая сигнала (преобразование синфазной составляющей по Гильберту).

В соответствии со схемой квадратурного модулятора эти два сигнала — $SBI(t)$ и $SBQ(t)$ — перемножаются соответственно на сдвинутые по фазе на 90° синусоидальные сигналы. На выходах перемножителей формируются две составляющие:

$$S_I(t) = S_{BI}(t) \cdot \cos(2\pi f_s t) = \sum_{n=1}^{2N+1} \left\{ \frac{1}{2} I(n) \cdot [\cos 2\pi(nf_U + f_s) + \cos 2\pi(nf_U - f_s)] - \frac{1}{2} Q(n) \cdot [\sin 2\pi(nf_U + f_s) + \sin 2\pi(nf_U - f_s)] \right\},$$

$$S_Q(t) = -S_{BQ}(t) \cdot \sin(2\pi f_s t) = \sum_{n=1}^{2N+1} \left\{ \frac{1}{2} I(n) \cdot [\cos 2\pi(nf_U + f_s) - \cos 2\pi(nf_U - f_s)] - \frac{1}{2} Q(n) \cdot [\sin 2\pi(nf_U + f_s) - \sin 2\pi(nf_U - f_s)] \right\}.$$

В результате суммирования этих двух составляющих окончательно формируется выходной сигнал OFDM-модулятора. При этом разностные частоты $(nf_U - f_s)$ взаимно исключаются.

Структурная схема демодулятора представлена на рис. 4.28.

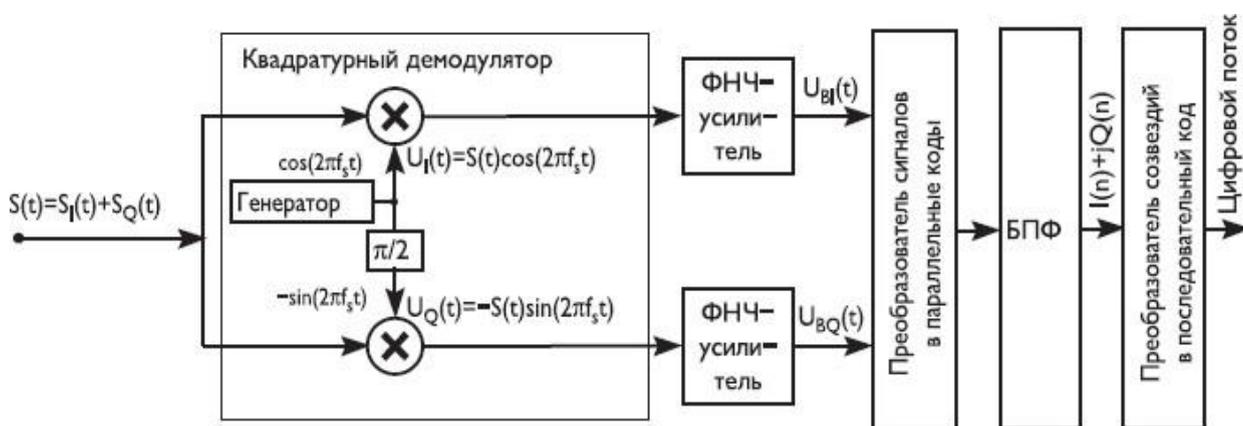


Рис. 4.28. Структурная схема идеального демодулятора

Если частота генератора f_s выбрана равной $f_s = f_c + (N + 1) \cdot f_U$, где f_c — центральная частота радиоканала, то выходной сигнал определяется следующим соотношением:

$$S(t) = \sum_{n=1}^{2N+1} \{I(n) \cdot \cos[2\pi(f_s + n f_U)t] - Q(n) \cdot \sin[2\pi(f_s + n f_U)t]\} =$$

$$= \sum_{n=-N}^N \{I(n) \cdot \cos[2\pi(f_c + n f_U)t] - Q(n) \cdot \sin[2\pi(f_c + n f_U)t]\}.$$

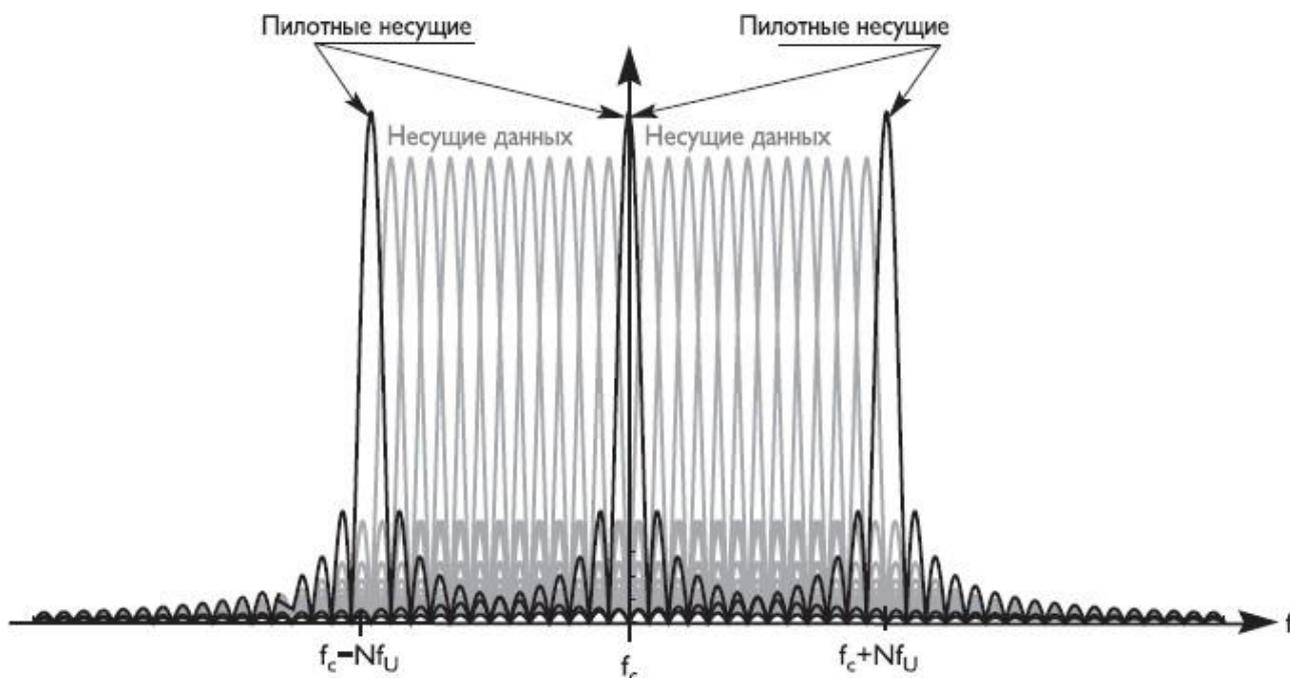


Рис. 4.29. Групповой спектр несущих частот

На рис. 4.29 изображена структура группового спектра несущих частот OFDM-сигнала. Здесь условно показаны составляющие синусоидальные сигналы, промодулированные соответствующими данными созвездий дискретной QAM-модуляции. В составе сигнала имеются также специальные пилотные несущие, на которых передается информация о параметрах системы. Эти пилотные несущие используются также для обеспечения устойчивой синхронизации и коррекции характеристик в демодуляторе.

Таким образом, в системах с OFDM-модуляцией передаваемая цифровая информация разделена на большое число низкоскоростных подканалов, длительность тактового интервала передачи каждой несущей весьма велика. Такое построение системы преобразует широкополосный канал с одной несущей в

большое число независимых узкополосных каналов с частотным разделением, что упрощает коррекцию параметров затухающего сигнала. Более того, ряд групп несущих может быть полностью подавлен при приеме, если дополнительно вводится корректирующее кодирование данных в сочетании с временным и частотным перемежением. При таком построении системы модуляцию часто называют COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing — кодированное ортогональное частотное мультиплексирование, разновидность технологии OFDM, сочетающая канальное кодирование и OFDM).

На рис. 4.29 приведена структурная схема идеального демодулятора, содержащего квадратурный демодулятор и ряд преобразователей, формирующих передаваемую цифровую информацию.

В квадратурном демодуляторе входной сигнал $S(t)$ перемножается с двумя сдвинутыми на 90° синусоидальными сигналами опорной частоты f_s . На двух выходах выделяются сигналы:

$$U_I(t) = S(t) \cdot \cos(2\pi f_s t) = \sum_{n=1}^{2N+1} \left\{ \frac{1}{2} I(n) \cdot [\cos 2\pi n f_U t + \cos 2\pi(2f_s + n f_U)t] - \frac{1}{2} Q(n) \cdot [\sin 2\pi n f_U t + \sin 2\pi(2f_s + n f_U)t] \right\},$$

$$U_Q(t) = S(t) \cdot [-\sin(2\pi f_s t)] = \sum_{n=1}^{2N+1} \left\{ \left(\frac{1}{2} I(n) \cdot [\sin 2\pi n f_U t - \sin 2\pi(2f_s + n f_U)t] + \frac{1}{2} Q(n) \cdot [\cos 2\pi n f_U t - \cos 2\pi(2f_s + n f_U)t] \right) \right\}.$$

Эти два сигнала поступают соответственно на два фильтра нижних частот и усиливаются в два раза. На входы преобразователя в параллельные коды при этом подаются два сигнала:

$$U_{BI}(t) = \sum_{n=1}^{2N+1} [I(n) \cdot \cos(2\pi n f_U t) - Q(n) \cdot \sin(2\pi n f_U t)],$$

$$U_{BQ}(t) = \sum_{n=1}^{2N+1} [I(n) \cdot \sin(2\pi n f_U t) + Q(n) \cdot \cos(2\pi n f_U t)].$$

Таким образом, на вход схемы быстрого преобразования Фурье подается сигнал, который может быть представлен в следующем виде:

$$U_B(t) = U_{BI}(t) + jU_{BQ}(t) = \sum_{n=1}^{2N+1} [I(n) + jQ(n)] \exp(2\pi j n f_U t).$$

Очевидно: после преобразования Фурье формируется последовательность, определяющая векторы звездной диаграммы:

$$S(n) = I(n) + jQ(n), \quad 1 \leq n \leq 2N + 1,$$

которые выходным преобразователем преобразуются в передаваемую цифровую последовательность.

Достоинства и недостатки OFDM

Достоинства:

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

Недостатки:

1. Необходима высокая синхронизация частоты и времени.
2. Чувствительность к эффекту Доплера, ограничивающая применение OFDM в мобильных системах.
3. Неидеальность современных приемников и передатчиков вызывает фазовый шум, что ограничивает производительность системы.
4. Защитный интервал, используемый в OFDM для борьбы с многолучевым распространением, снижает спектральную эффективность сигнала.

Технология MIMO

MIMO (Multiple Input Multiple Output — множественный вход множественный выход) — это технология, используемая в беспроводных системах

связи (WIFI, WI-MAX, сотовые сети связи), позволяющая значительно улучшить спектральную эффективность системы, максимальную скорость передачи данных и емкость сети. Главным способом достижения указанных выше преимуществ является передача данных от источника к получателю через несколько радиосоединений, откуда данная технология и получила свое название. Рассмотрим предысторию данного вопроса и определим основные причины, послужившие широкому распространению технологии MIMO.

Необходимость в высокоскоростных соединениях, предоставляющих высокие показатели качества обслуживания (QoS) с высокой отказоустойчивостью, растет от года в год. Этому в значительной мере способствует появление таких сервисов, как VoIP (Voice over Internet Protocol), видеоконференции, VoD (Video on Demand) и др. Однако большинство беспроводных технологий не позволяют предоставить абонентам высокое качество обслуживания на краю зоны покрытия. В сотовых и других беспроводных системах связи качество соединения, так же как и доступная скорость передачи данных, стремительно падает с удалением от базовой станции (BTS). Вместе с этим падает и качество услуг, что в итоге приводит к невозможности предоставления услуг реального времени с высоким качеством на всей территории радиопокрытия сети. Для решения данной проблемы можно попробовать максимально плотно установить базовые станции и организовать внутреннее покрытие во всех местах с низким уровнем сигнала. Однако это потребует значительных финансовых затрат, что в конечном счете приведет к росту стоимости услуги и снижению конкурентоспособности. Таким образом, для решения данной проблемы требуется оригинальное нововведение, использующее по возможности текущий частотный диапазон и не требующее строительства новых объектов сети.

Особенности распространения радиоволн

Для того чтобы понять принципы действия технологии MIMO необходимо рассмотреть общие принципы распространения радиоволн в пространстве. Волны, излучаемые различными системами беспроводной радиосвязи в диапазоне свыше 100 МГц, во многом ведут себя как световые лучи. Когда радиоволны при распространении встречаются какую-либо поверхность, то в зависимости от материала и размера препятствия часть энергии поглощается, часть проходит насквозь, а оставшаяся — отражается. На соотношение долей поглощенной, отраженной и прошедшей насквозь частей энергий влияет множество внешних факторов, в том числе и частота сигнала. Причем отраженная и про-

шедшая насквозь энергии сигнала могут изменить направление своего дальнейшего распространения, а сам сигнал разбивается на несколько волн (рис. 4.30).

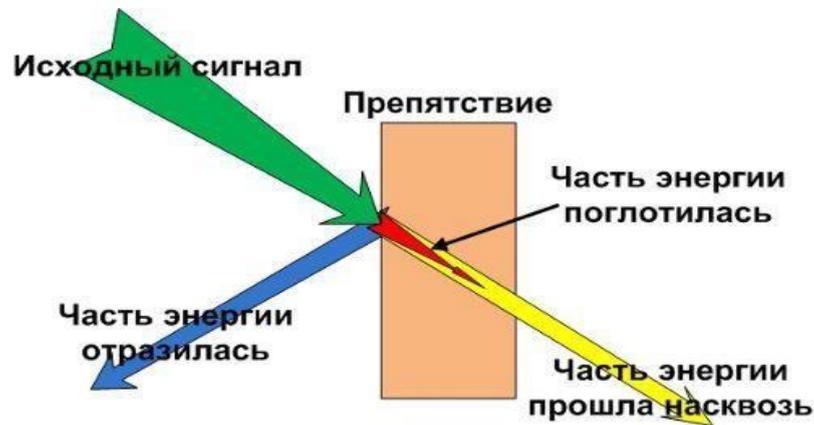


Рис. 4.30. Распределение энергии сигнала при взаимодействии с препятствием

Распространяющийся по вышеуказанным законам сигнал от источника к получателю после встречи с многочисленными препятствиями разбивается на множество волн, лишь часть из которых достигнет приемник. Каждая из дошедших до приемника волн образует так называемый путь распространения сигнала. Причем из-за того, что разные волны отражаются от разного числа препятствий и проходят разное расстояние, различные пути имеют разные временные задержки (рис. 4.31).

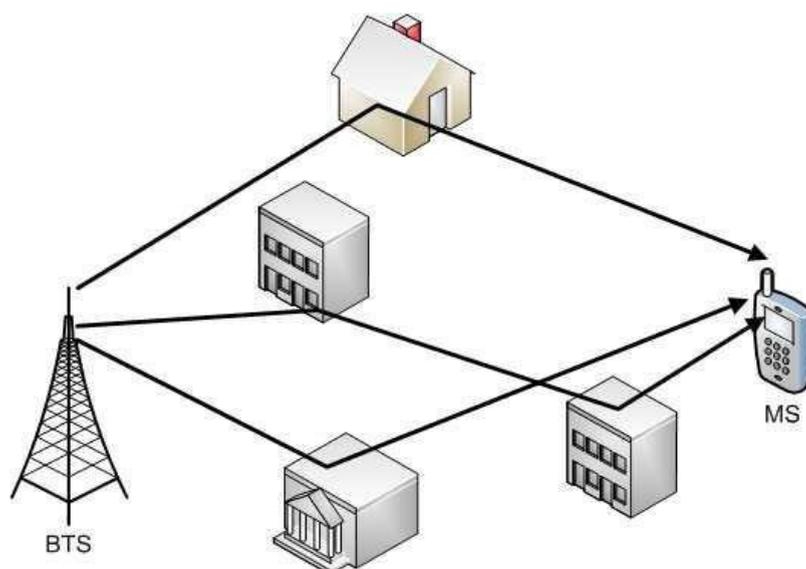


Рис. 4.31. Пример многолучевого распространения сигнала

В условиях плотной городской постройки, из-за большого числа препятствий, таких как здания, деревья, автомобили и др., очень часто возникает ситуация, когда между абонентским оборудованием (MS) и антеннами базовой станции (BTS) отсутствует прямая видимость. В этом случае единственным вариантом достижения сигнала приемника являются отраженные волны. Однако, как отмечалось выше, многократно отраженный сигнал уже не обладает исходной энергией и может прийти с запозданием. Особую сложность также создает тот факт, что объекты не всегда остаются неподвижными и обстановка может значительно измениться с течением времени. В связи с этим возникает проблема многолучевого распространения сигнала — одна из наиболее существенных проблем в беспроводных системах связи.

Для борьбы с многолучевым распространением сигналов применяется несколько различных решений. Одной из наиболее распространенных технологий является Receive Diversity — разнесенный прием. Суть его заключается в том, что для приема сигнала используется не одна, а сразу несколько антенн (обычно две, реже четыре), расположенные на расстоянии друг от друга. Таким образом, получатель имеет не одну, а сразу две копии переданного сигнала, пришедшего различными путями. Это дает возможность собрать больше энергии исходного сигнала, т. к. волны, принятые одной антенной, могут не быть принятыми другой и наоборот. Также сигналы, приходящие в противофазе к одной антенне, могут приходить к другой синфазно. Эту схему организации радиointерфейса можно назвать Single Input Multiple Output (SIMO), в противовес стандартной схеме Single Input Single Output (SISO). Также может быть применен обратный подход: когда используются несколько антенн на передачу и одна на прием. Благодаря этому также увеличивается общая энергия исходного сигнала, полученная приемником. Эта схема называется Multiple Input Single Output (MISO). В обеих схемах (SIMO и MISO) несколько антенн устанавливаются на стороне базовой станции, т. к. реализовать разнесение антенн в мобильном устройстве на достаточно большое расстояние сложно без увеличения габаритов самого оконечного оборудования (рис. 4.32).

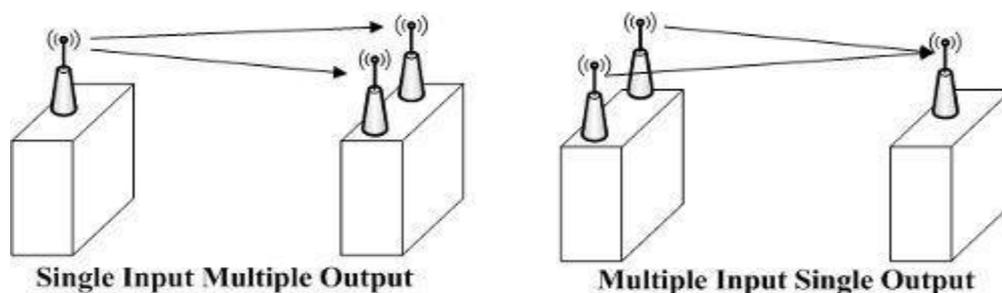


Рис. 4.32. Применение нескольких антенн

В результате дальнейших рассуждений мы приходим к схеме Multiple Input Multiple Output (MIMO). В этом случае устанавливаются несколько антенна передача и прием. Однако в отличие от указанных выше схем эта схема разнесения позволяет не только бороться с многолучевым распространением сигнала, но и получить некоторые дополнительные преимущества. За счет использования нескольких антенн на передаче и приеме каждой паре передающей/приемной антенне можно сопоставить отдельный тракт для передачи информации. При этом разнесенный прием будет выполняться оставшимися антеннами, а данная антенна также будет выполнять функции дополнительной антенны для других трактов передачи. В результате теоретически можно увеличить скорость передачи данных во столько раз, сколько дополнительных антенн будет использоваться. Однако существенное ограничение накладывается качеством каждого радиотракта.

Принцип работы и структурная схема MIMO

Как уже отмечалось выше, для организации технологии MIMO необходима установка нескольких антенн на передающей и на приемной стороне. Обычно устанавливается равное число антенн на входе и выходе системы, т. к. в этом случае достигается максимальная скорость передачи данных. Чтобы показать число антенн на приеме и передаче вместе с названием технологии «MIMO» обычно упоминается обозначение « $A \times B$ », где A — число антенн на входе системы, а B — на выходе. Под системой в данном случае понимается радиосоединение.

Для работы технологии MIMO необходимы некоторые изменения в структуре передатчика по сравнению с обычными системами. Рассмотрим лишь один из возможных, наиболее простых способов организации технологии MIMO. В первую очередь на передающей стороне необходим делитель потоков, который будет разделять данные, предназначенные для передачи на несколько низкоскоростных подпорогов, число которых зависит от числа антенн. Например, для MIMO 4×4 и скорости поступления входных данных 200 Мбит/с делитель будет создавать 4 потока по 50 Мбит/с каждый. Далее каждый их данных потоков должен быть передан через свою антенну. Обычно антенны на передаче устанавливаются с некоторым пространственным разнесением, чтобы обеспечить как можно большее число побочных сигналов, которые возникают в результате переотражений. В одном из возможных способов организации технологии MIMO сигнал передается от каждой антенны с различной поляризацией, что позволяет идентифицировать его при приеме. Однако в простейшем случае каждый из передаваемых сигналов оказывается промаркированным самой средой передачи (задержкой во времени, затуханием и другими искажениями).

На приемной стороне несколько антенн принимают сигнал из радиоэффи-ра. Причем антенны на приемной стороне также устанавливаются с некоторым пространственным разнесением, за счет чего обеспечивается разнесенный прием, обсуждавшийся ранее. Принятые сигналы поступают на приемники, число которых соответствует числу антенн и трактов передачи. Причем на каждый из приемников поступают сигналы от всех антенн системы. Каждый из таких сумматоров выделяет из общего потока энергию сигнала только того тракта, за который он отвечает. Делает он это либо по какому-либо заранее предусмотренному признаку, которым был снабжен каждый из сигналов, либо благодаря анализу задержки, затухания, сдвига фазы, т. е. набору искажений или «отпечатку» среды распространения. В зависимости от принципа работы системы (Bell Laboratories Layered Space-Time — BLAST, Selective Per Antenna Rate Control (SPARC) и т. д.) передаваемый сигнал может повторяться через определенное время либо передаваться с небольшой задержкой через другие антенны (рис. 4.33).

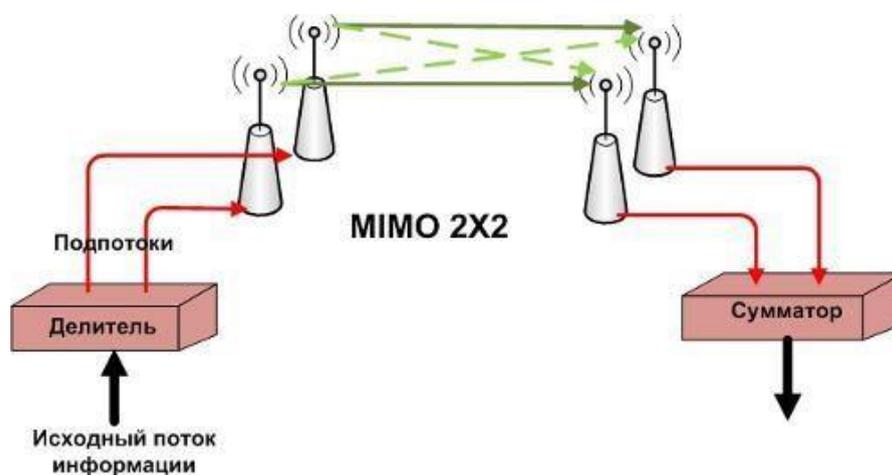


Рис. 4.33. Принцип организации технологии MIMO

В системе с технологией MIMO может возникнуть необычное явление, которое заключается в том, что скорость передачи данных в системе MIMO может снизиться в случае появления прямой видимости между источником и приемником сигнала. Это обусловлено в первую очередь уменьшением выраженности искажений окружающего пространства, который маркирует каждый из сигналов. В результате на приемной стороне становится проблематичным разделить сигналы, и они начинают оказывать влияние друг на друга. Таким образом, чем выше качество радиосоединения, тем меньше преимуществ можно получить от MIMO.

Практическое исследование технологий OFDMA и MIMO 8×8 в MatLab Simulink

Чтобы упростить реализацию, ограничим до двух МС (также называемых пользователями в модели). Из 1 024 частотных несущих (также называемых поднесущими) 720 поднесущих могут использоваться для переноса пользовательских данных (остальные зарезервированы для пилотов и охранников). Чтобы правильно распределить несущие данных между различными МС, стандарт организует 720 поднесущих в 30 подканалов (каждый подканал содержит 24 поднесущих). Подканал — это наименьшая единица, которая может быть выделена для МС.

Исследование MatLab модели OFDMA

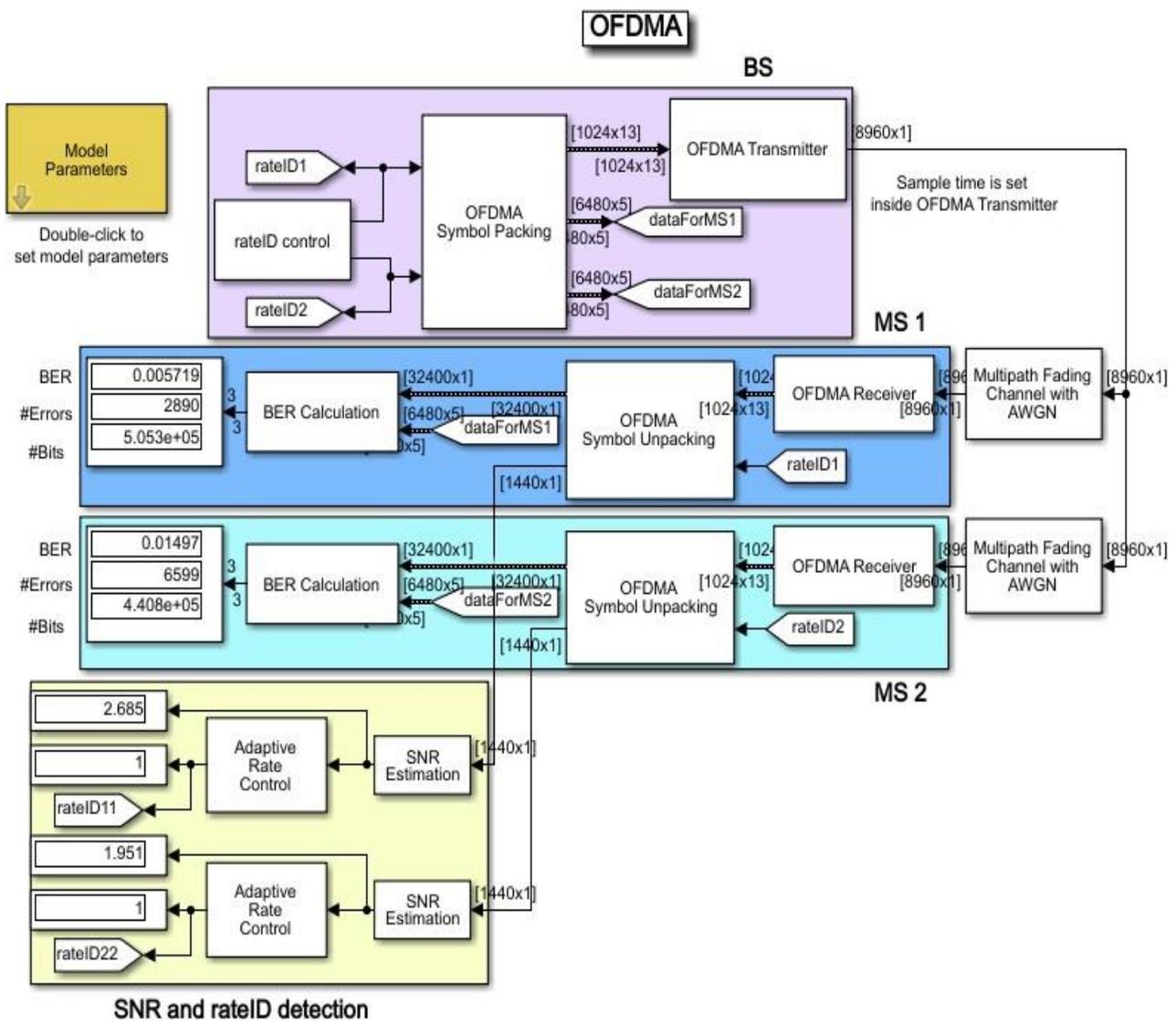


Рис. 4.44. Схема исследования системы OFDMA

1. Изменяя отношение сигнал/шум от 0 дБ до 20 дБ с шагом 1, снять зависимость частоты ошибок от отношения сигнал/шум.

2. Снять созвездие для значений отношения сигнал/шум 5 дБ, 10 дБ, 20 дБ.

В модели использованы следующие блоки (рис. 4.44–4.46):

- BS — базовая станция (модем);
- MS1 — пользователь 1;
- MS2 — пользователь 2;
- OFDMA transmitter — передатчик OFDMA;
- OFDMA receiver — приемник OFDMA;
- блоки Multipath Fading Channel AWGN (канал с шумом);
- блок подсчета ошибок.

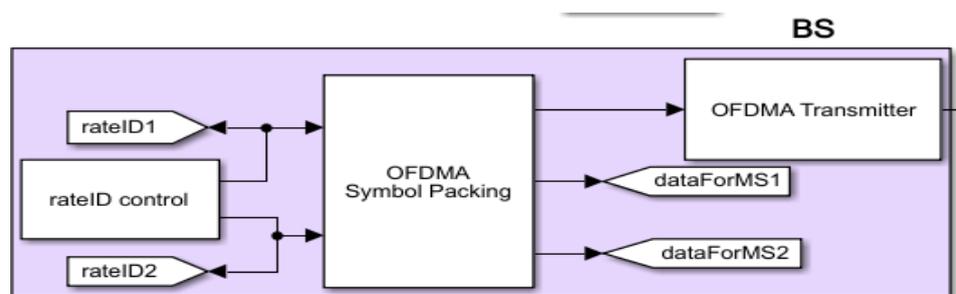


Рис. 4.45. Модель BS базовая станция (модем)

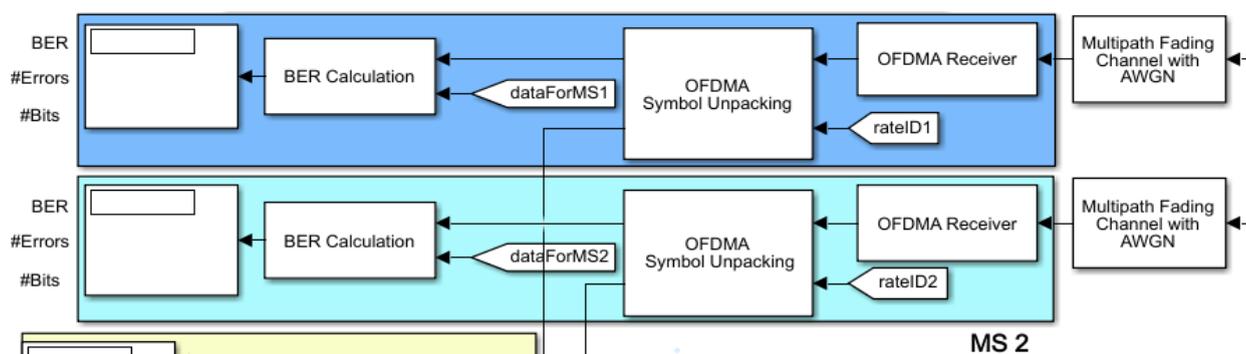


Рис. 4.46. Модель мобильных станций (MS)

В блоке Multipath Fading Channel AWGN (рис. 4.47) меняем параметр SNR.

Для построения зависимости частоты ошибок от отношения сигнал/шум нужно в блоке канала с шумами изменять значение «SNR» от 0 дБ до 20 дБ (рис. 4.48).

С увеличением сигнал/шум меняем M в QAM модуляторе для повышения помехоустойчивости (рис. 4.49).

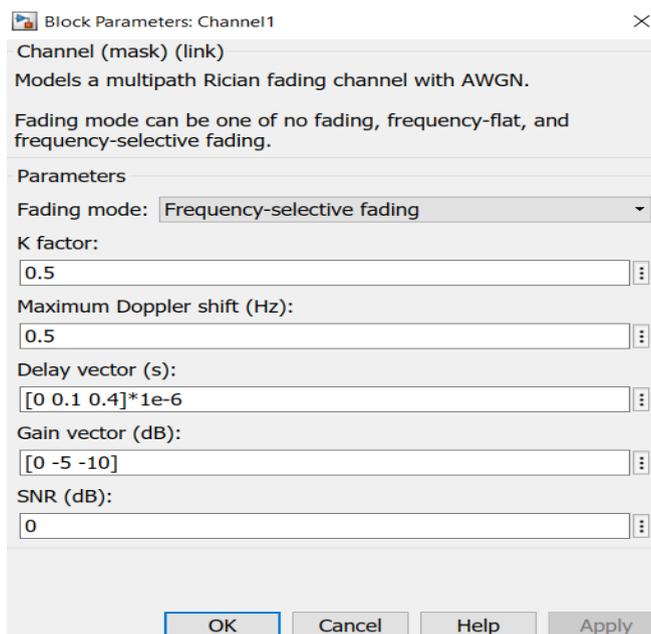


Рис. 4.47. Настройки блока канала с шумами

Зависимость частоты ошибок от соотношения сигнал/шум

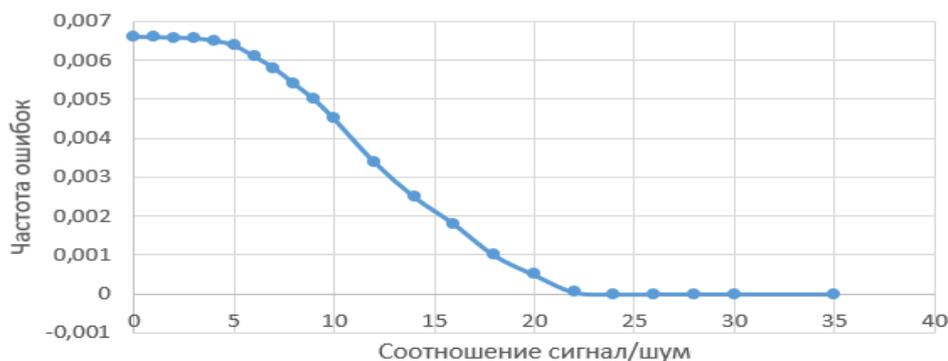


Рис. 4.48. Зависимость частоты ошибок от отношения сигнал/шум

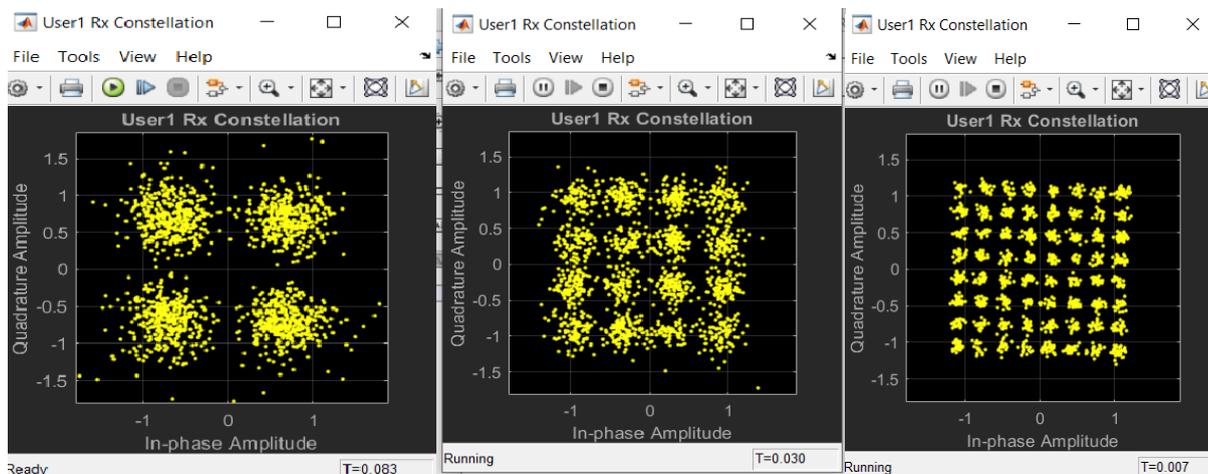


Рис. 4.49. Созвездие для значения отношения сигнал/шум 5 дБ, 10 дБ и 20 дБ

Исследование MatLab модели MIMO

Изменяя SNR, dB (signal noise rate) в блоке Model Parameters от 0 до 30 с шагом 5, снять зависимость FER (частоты ошибок в кадре) от SNR. Построить график для адаптивного случая MIMO. Зафиксировать характеристики сигнала из блока Signal Visualization. В адаптивном случае система автоматически подстраивается под условия в канале под заданное в блоке Model Parameters значение FER. Для включения адаптивного случая в блоке Adaptive Control Panel нужно выставить переключатели в соответствующие положения.

1. Перевести переключатели в блоке Adaptive Control Panel в положения, соответствующие ручному вводу количества антенн.

Изменяя SNR, dB (signal noise rate) в блоке Model Parameters от 0 до 30 с шагом 5, снять зависимость FER (частоты ошибок в кадре) от SNR. Построить график. Зафиксировать характеристики сигнала из блока Signal Visualization.

MatLab-модель для исследования MIMO приведена на рис. 4.59–4.52.

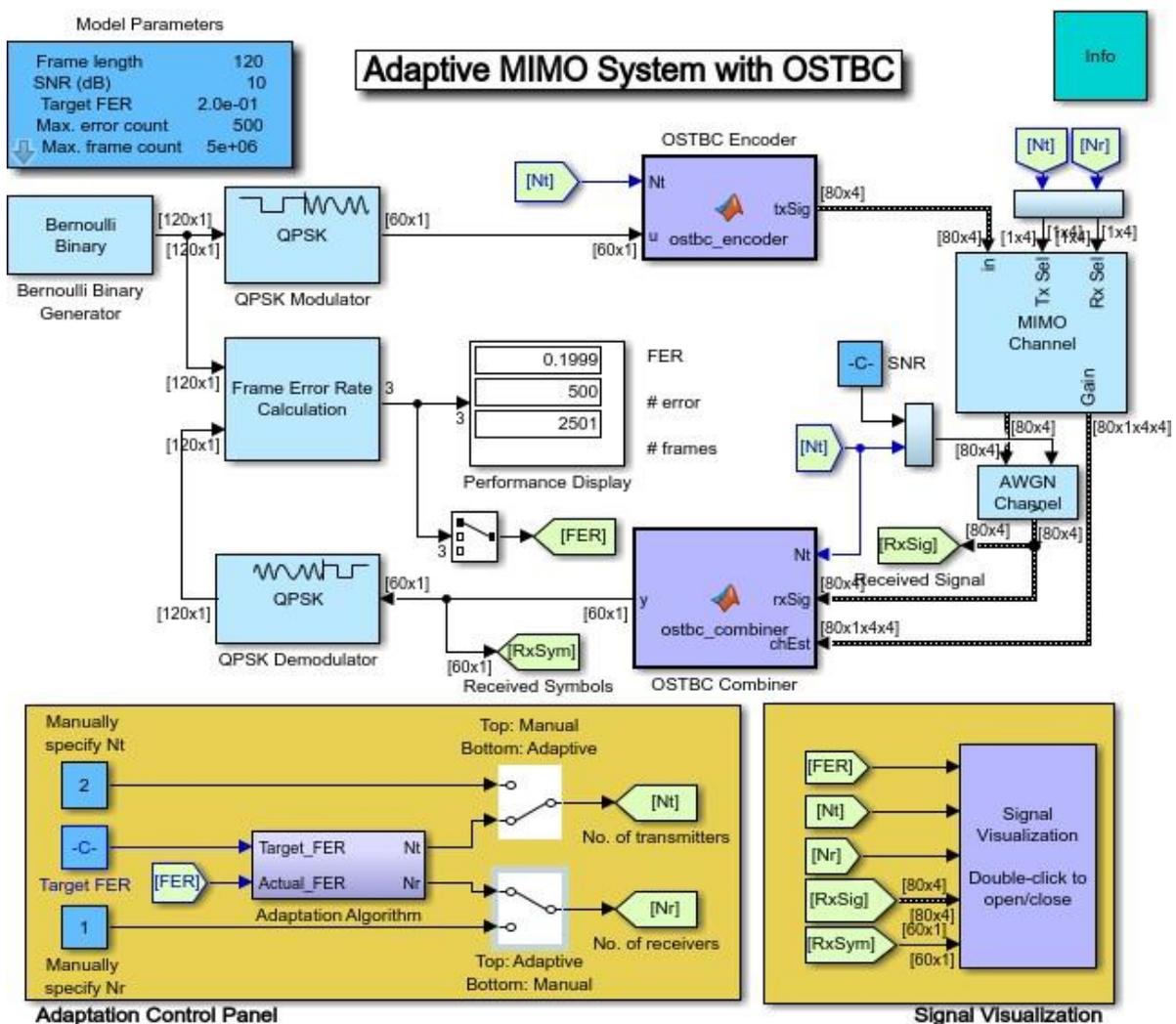


Рис. 4.50. Схема для исследования MIMO

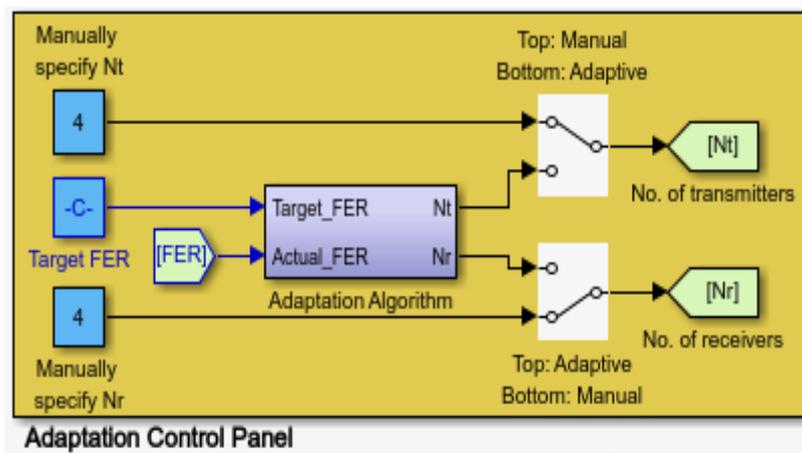


Рис. 4.51. Настройка блока Adaptation Control Panel для исследования ММО 4×4

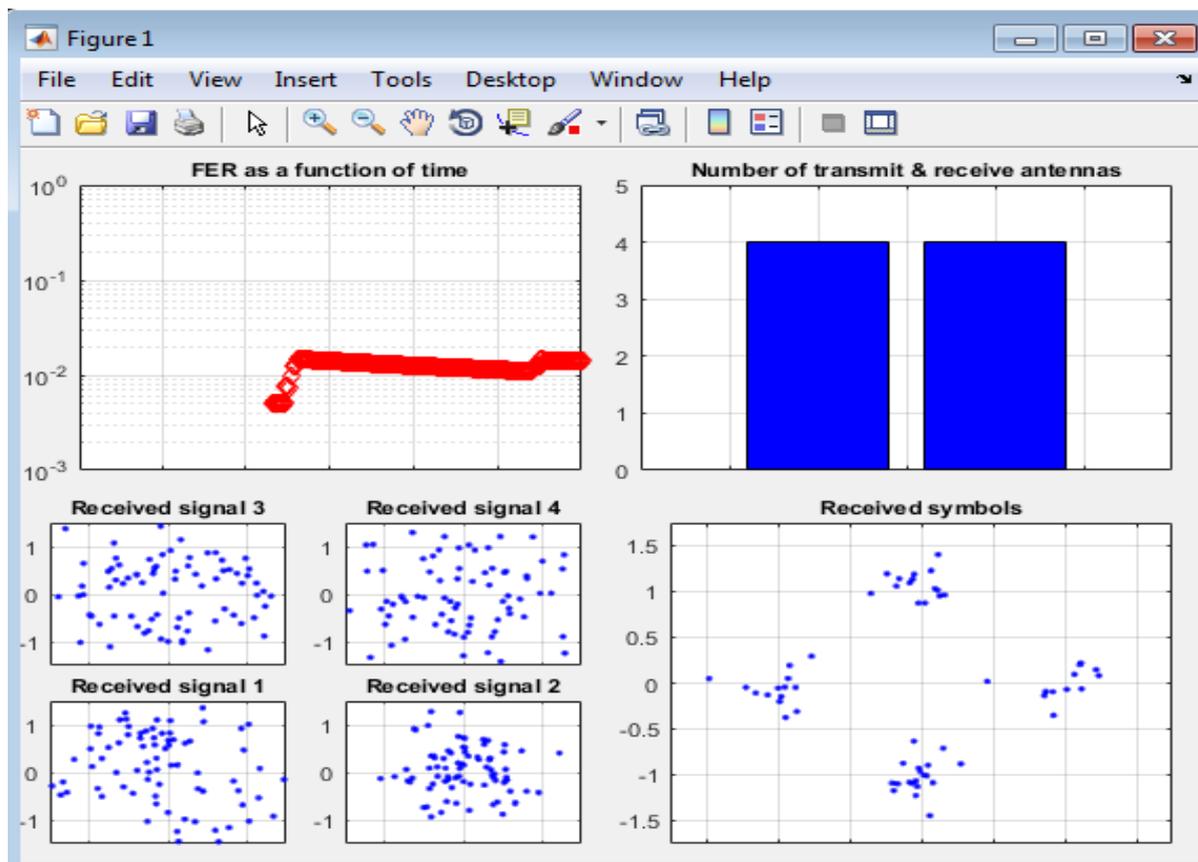


Рис. 4.52. Пример работы блока Signal Visualization

Проведем эксперимент, изменяя кол-во приемно-передающих антенн и соотношение сигнал/шум, снимем зависимость появления ошибки в кадре от перечисленных выше параметров. Результаты исследования приведены на рис. 4.54, приведены зависимости вероятности появления ошибки в кадре от соотношения SNR при различном количестве антенн.

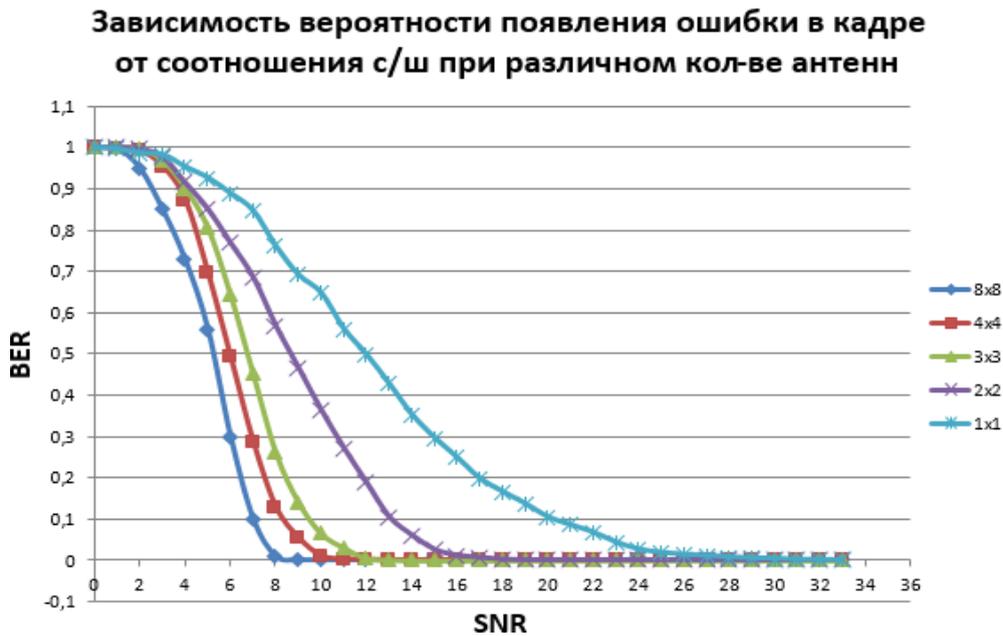


Рис. 4.53. Зависимость вероятности появления ошибки (FER) от SNR

Из рис. 4.53 видно, что при увеличении количества приемных и передающих антенн помехоустойчивость значительно увеличивается.

Далее переведем систему в адаптивный режим, при котором система будет автоматически подстраиваться под заданные параметры в блоке Model Parameters. На рис. 4.54 приведены результаты исследования зависимости появления ошибки в кадре от соотношения сигнал/шум при адаптивном режиме.

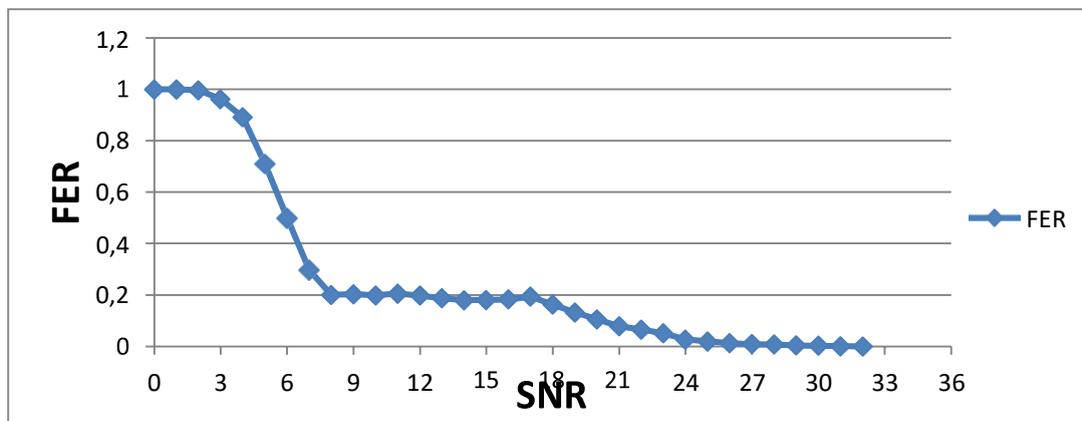


Рис. 4.54. Зависимость вероятности появления ошибки (FER) от SNR в адаптивном режиме

Были исследованы технологии: OFDMA и MIMO (8×8).

На основе полученных данных можно сделать вывод о том, что оценка канала совместно с использованием технологии OFDMA-MIMO (8×8) позволяет значительно улучшить качество передачи в многолучевом канале с замираниями.

ГЛАВА 5. МОДЕМЫ И КОДЕКИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

5.1. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА GSM

GSM относится к сетям второго поколения (2 Generation) (1G — аналоговая сотовая связь, 2G — цифровая сотовая связь, 3G — широкополосная цифровая сотовая связь, коммутируемая многоцелевыми компьютерными сетями, в том числе Интернет).

Мобильные телефоны выпускаются с поддержкой 4 частот: 850 МГц, 900 МГц, 1 800 МГц, 1 900 МГц.

В зависимости от количества диапазонов телефоны подразделяются на классы и вариацию частот в соответствии с регионом использования.

Однодиапазонные — телефон может работать в одной полосе частот. В настоящее время не выпускаются, но существует возможность ручного выбора определенного диапазона частот в некоторых моделях телефонов, например Motorola C115, или с помощью инженерного меню телефона.

Двухдиапазонные (Dual Band) — для Европы, Азии, Африки, Австралии 900/1 800 и 850/1 900 для Америки и Канады.

Трехдиапазонные (Tri Band) — для Европы, Азии, Африки, Австралии 900/1 800/1 900 и 850/1 800/1 900 для Америки и Канады.

Четырехдиапазонные (Quad Band) — поддерживают все диапазоны 850/900/1 800/1 900.

В стандарте GSM применяется GMSK-модуляция с величиной нормированной полосы BT — 0,3, где B — ширина полосы фильтра по уровню минус 3 дБ, T — длительность одного бита цифрового сообщения.

GSM на сегодняшний день является наиболее распространенным стандартом связи. По данным ассоциации GSM (GSMA), на данный стандарт приходится 82 % мирового рынка мобильной связи, 29 % населения земного шара использует глобальные технологии GSM. В GSMA в настоящее время входят операторы более чем 210 стран и территорий.

GPRS. Главным недостатком стандарта GSM на сегодня является низкая скорость передачи данных — максимум 9,6 Кбит/с, да и сам процесс реализован довольно убого — под данные выделяется один голосовой канал; оплата услуги, соответственно, осуществляется исходя из времени соединения, причем по тарифам, весьма схожим с речевыми. Для решения этой проблемы и был разработан стандарт передачи данных GPRS (General Packet Radio Service — услуга пакетной передачи данных по радиоканалу).

Новая система предложила пользователям мобильной связи уже совсем другие условия — максимальная скорость соединения составляет 171,2 Кбит/с, а оплата осуществляется исходя из количества реально переданной информации, трафика.

В GSM-сетях, оборудованных GPRS-модулями, более рационально распределяется радиочастотный ресурс. Не вдаваясь в сложные технические детали, можно сказать, что выигрыш в скорости достигается за счет одновременного использования для передачи данных нескольких свободных в настоящий момент каналов. Тут следует отметить, что скорость передачи информации определяется не столько теоретическими возможностями сетевого и абонентского оборудования, сколько загрузкой сети — так, из собственного опыта могу сказать, что скорость соединения в России в ближайшие несколько лет у тебя не превысит 5–6 Кбит/с.

Благодаря тому, что пакеты данных имеют значительно меньший приоритет по сравнению с голосовой информацией, внедрение систем GPRS не приводит к ухудшению качества услуг передачи речи.

Система GPRS состоит из двух основных модулей: SGSN (Serving GPRS Support Node — узел поддержки GPRS) и GGSN (Gateway GPRS Support Node — шлюзовой узел GPRS). В некотором смысле SGSN можно назвать аналогом коммутатора сети GSM. SGSN обеспечивает доставку пакетов информации пользователям, взаимодействует с реестром абонентов, проверяет, разрешены ли запрашиваемые услуги, ведет мониторинг пользователей, организует регистрацию вновь прибывших абонентов и т. п.

Назначение GGSN легко понять из расшифровки названия — это шлюз между сотовой сетью (вернее, SGSN) и внешними информационными сетями (интернетом, провайдерскими Intranet-сетями и т. д.).

Основной задачей GGSN, таким образом, является маршрутизация (обычно совмещенная с NAT'ом) пакетов, генерируемых абонентом через SGSN. Вторичными функциями GGSN являются: динамическая выдача IP-адресов, отслеживание информации о внешних сетях, подсчет трафика, тарификация и т. д.

Благодаря хорошей масштабируемости системы GPRS оператор может увеличивать число SGSN и GGSN по мере роста числа пользователей и их суммарного трафика.

Как известно, для работы с GPRS необходимо иметь специальный телефон, поддерживающий эту технологию.

Основная характеристика такого телефона — так называемый класс GPRS. Это максимальное количество каналов, которое может задействовать аппарат для передачи данных — напомним, что один канал обеспечивает передачу данных со скоростью до 13,4 Кбит/с.

Самым первым производителем телефонов с GPRS стала французская фирма Sagem — на проходящей в Женеве выставке Telecom'99 она представила телефон Sagem MC-850, имеющий 3 канала на прием и 1 на передачу данных.

Современные телефоны способны использовать десять и более каналов для передачи данных, что теоретически обеспечивает отличную скорость соединения — до 20 килобайт в секунду.

В стандарте GSM определены 4 диапазона работы (еще есть пятый):

900/1 800 МГц (используется в Европе, Азии)

Характеристики	GSM-900	GSM-1 800
Частоты передачи MS и приема BTS (uplink), МГц	890–915	1 710–1 785
Частоты приема MS и передачи BTS (downlink), МГц	935–960	1 805–1 880
Дуплексный разнос частот приема и передачи, МГц	45	95
Количество частотных каналов связи с шириной 1 канала связи в 200 кГц	124	374
Ширина полосы канала связи, кГц	200	200

850/1 900 МГц (используется в США, Канаде, отдельных странах Латинской Америки и Африки)

Характеристики	GSM-850	GSM-1 900
Частоты передачи MS и приема BTS, МГц	824–849	1 850–1 910
Частоты приема MS и передачи BTS, МГц	869–894	1 930–1 990
Дуплексный разнос частот приема и передачи, МГц	45	80

Структура GSM

Система GSM состоит из трех основных подсистем:

- 1) подсистема базовых станций (BSS — Base Station Subsystem);
- 2) подсистема коммутации (NSS — Network Switching Subsystem);
- 3) центр технического обслуживания (OMC — Operation and Maintenance Centre).

В отдельный класс оборудования GSM выделены терминальные устройства — подвижные станции (MS — Mobile Station), также известные как мобильные (сотовые) телефоны.

Подсистема базовых станций

Антенны трех базовых станций на мачте приведены на рис. 5.1.



Рис. 5.1. Антенны трех базовых станций на мачте

BSS состоит из собственно базовых станций (BTS — Base Transceiver Station) и контроллеров базовых станций (BSC — Base Station Controller). Область, накрываемая сетью GSM, разбита на условные шестиугольники, называемые **сотами**, или **ячейками**. Диаметр каждой шестиугольной ячейки может быть разным — от 400 м до 50 км. Максимальный теоретический радиус ячейки составляет 120 км, что обусловлено ограниченной возможностью системы синхронизации к компенсации времени задержки сигнала. Каждая ячейка покрывается находящейся в ее центре одной базовой станцией, при этом ячейки частично перекрывают друг друга, тем самым сохраняется возможность передачи обслуживания без разрыва соединения при перемещении абонента из одной соты в другую. Естественно, что на самом деле сигнал от каждой станции распространяется, покрывая площадь в виде круга, а не шестиугольника, последний же является лишь упрощением представления зоны покрытия. Каждая базовая станция имеет шесть соседних в связи с тем, что в задачи планирования размещения станций входила минимизация стоимости системы. Меньшее количество соседних базовых станций приводило бы к большему перехлесту зон покрытия с целью избегания «мертвых зон», что, в свою очередь, потребовало бы более плотного расположения базовых станций. Большее количество соседних базовых станций приводило бы к излишним расходам на дополнительные станции, в то время как выигрыш от уменьшения зон перехлеста был бы уже весьма незначительным.

Базовая станция (BTS) обеспечивает прием/передачу сигнала между MS и контроллером базовых станций. BTS является автономной и строится по модульному принципу. Направленные антенны базовых станций могут располагаться на вышках, крышах зданий и т. д.

Контроллер базовых станций (BSC) контролирует соединения между BTS и подсистемой коммутации. В его полномочия также входит управление очередностью соединений, скоростью передачи данных, распределение радиоканалов, сбор статистики, контроль различных радиоизмерений, назначение и управление процедурой Handover.

Подсистема коммутации

NSS состоит из нижеследующих компонентов.

1. Центр коммутации (MSC — Mobile Switching Center). MSC контролирует определенную географическую зону с расположенными на ней BTS и BSC. Осуществляет установку соединения к абоненту и от него внутри сети GSM, обеспечивает интерфейс между GSM и ТфОП, другими сетями радиосвязи, сетями передачи данных. Также выполняет функции маршрутизации вызовов, управления вызовами, эстафетной передачи обслуживания при перемещении MS из одной ячейки в другую. После завершения вызова MSC обрабатывает данные по нему и передает их в центр расчетов для формирования счета за предоставленные услуги, собирает статистические данные. MSC также постоянно следит за положением MS, используя данные из HLR и VLR, что необходимо для быстрого нахождения и установления соединения с MS в случае ее вызова.

2. Домашний регистр местоположения (HLR — Home Location Registry). Содержит базу данных абонентов, приписанных к нему. Здесь содержится информация о предоставляемых данному абоненту услугах, информация о состоянии каждого абонента, необходимая в случае его вызова, а также Международный идентификатор мобильного абонента (IMSI — International Mobile Subscriber Identity), который используется для аутентификации абонента (при помощи AUC). Каждый абонент приписан к одному HLR. К данным HLR имеют доступ все MSC и VLR в данной GSM-сети, а в случае межсетевого роуминга — и MSC других сетей.

3. Гостевой регистр местоположения (VLR — Visitor Location Registry). VLR обеспечивает мониторинг передвижения MS из одной зоны в другую и содержит базу данных о перемещающихся абонентах, находящихся в данный мо-

мент в этой зоне, в том числе абонентах других систем GSM — так называемых роумерах. Данные об абоненте удаляются из VLR в том случае, если абонент переместился в другую зону. Такая схема позволяет сократить количество запросов на HLR данного абонента и, следовательно, время обслуживания вызова.

4. Регистр идентификации оборудования (EIR — Equipment Identification Registry). Содержит базу данных, необходимую для установления подлинности MS по IMEI (International Mobile Equipment Identity). Формирует три списка: белый (допущен к использованию), серый (некоторые проблемы с идентификацией MS) и черный (MS, запрещенные к применению). У российских операторов (и большей части операторов стран СНГ) используются только белые списки, что не позволяет раз и навсегда решить проблему кражи мобильных телефонов.

5. Центр аутентификации (AUC — Authentication Center). Здесь производится аутентификация абонента, а точнее — SIM (Subscriber Identity Module). Доступ к сети разрешается только после прохождения SIM процедуры проверки подлинности, в процессе которой с AUC на MS приходит случайное число RAND, после чего на AUC и MS параллельно происходит шифрование числа RAND ключом K_i для данной SIM при помощи специального алгоритма. Затем с MS и AUC на MSC возвращаются «подписанные отклики» — SRES (Signed Response), являющиеся результатом данного шифрования. На MSC отклики сравниваются, и в случае их совпадения аутентификация считается успешной.

6. Подсистема OMC (Operations and Maintenance Center). Соединена с остальными компонентами сети и обеспечивает контроль качества работы и управление всей сетью. Обработывает аварийные сигналы, при которых требуется вмешательство персонала. Обеспечивает проверку состояния сети, возможность прохождения вызова. Производит обновление программного обеспечения на всех элементах сети и ряд других функций.

Преимущества и недостатки стандарта GSM

Преимущества:

1. Меньшие по сравнению с аналоговыми стандартами (NMT-450, AMPS-800) размеры и вес телефонных аппаратов при большем времени работы без подзарядки аккумулятора. Это достигается в основном за счет аппаратуры базовой станции, которая постоянно анализирует уровень сигнала, принимаемого от аппарата абонента. В тех случаях, когда он выше требуемого, на сотовый телефон автоматически подается команда снизить излучаемую мощность.

2. Хорошее качество связи при достаточной плотности размещения базовых станций.

3. Большая емкость сети, возможность большого числа одновременных соединений.

4. Низкий уровень промышленных помех в данных частотных диапазонах.

5. Улучшенная (по сравнению с аналоговыми системами) защита от подслушивания и нелегального использования, что достигается путем применения алгоритмов шифрования с разделяемым ключом.

6. Эффективное кодирование (сжатие) речи. EFR-технология была разработана фирмой Nokia и впоследствии стала промышленным стандартом кодирования/декодирования для технологии GSM (см. GSM-FR, GSM-HR и GSM-EFR).

7. Широкое распространение, особенно в Европе, большой выбор оборудования.

8. Возможность роуминга. Это означает, что абонент одной из сетей GSM может пользоваться сотовым телефонным номером не только у себя «дома», но и перемещаться по всему миру, переходя из одной сети в другую, не расставаясь со своим абонентским номером. Процесс перехода из сети в сеть происходит автоматически, и пользователю телефона GSM нет необходимости заранее уведомлять оператора (в сетях некоторых операторов могут действовать ограничения на предоставление роуминга своим абонентам, более детальную информацию можно получить, обратившись непосредственно к своему GSM-оператору).

Недостатки:

1. Искажение речи при цифровой обработке и передаче.

2. Связь возможна на расстоянии не более 120 км от ближайшей базовой станции даже при использовании усилителей и направленных антенн. Поэтому для покрытия определенной площади необходимо большее количество передатчиков, чем в NMT-450 и AMPS.

Моделирование канала стандарта GSM в MATLAB Simulink

Моделирование канала стандарта GSM в MATLAB Simulink представлено на рис. 5.2–5.10.

GSM Traffic Channel Transmission and Reception

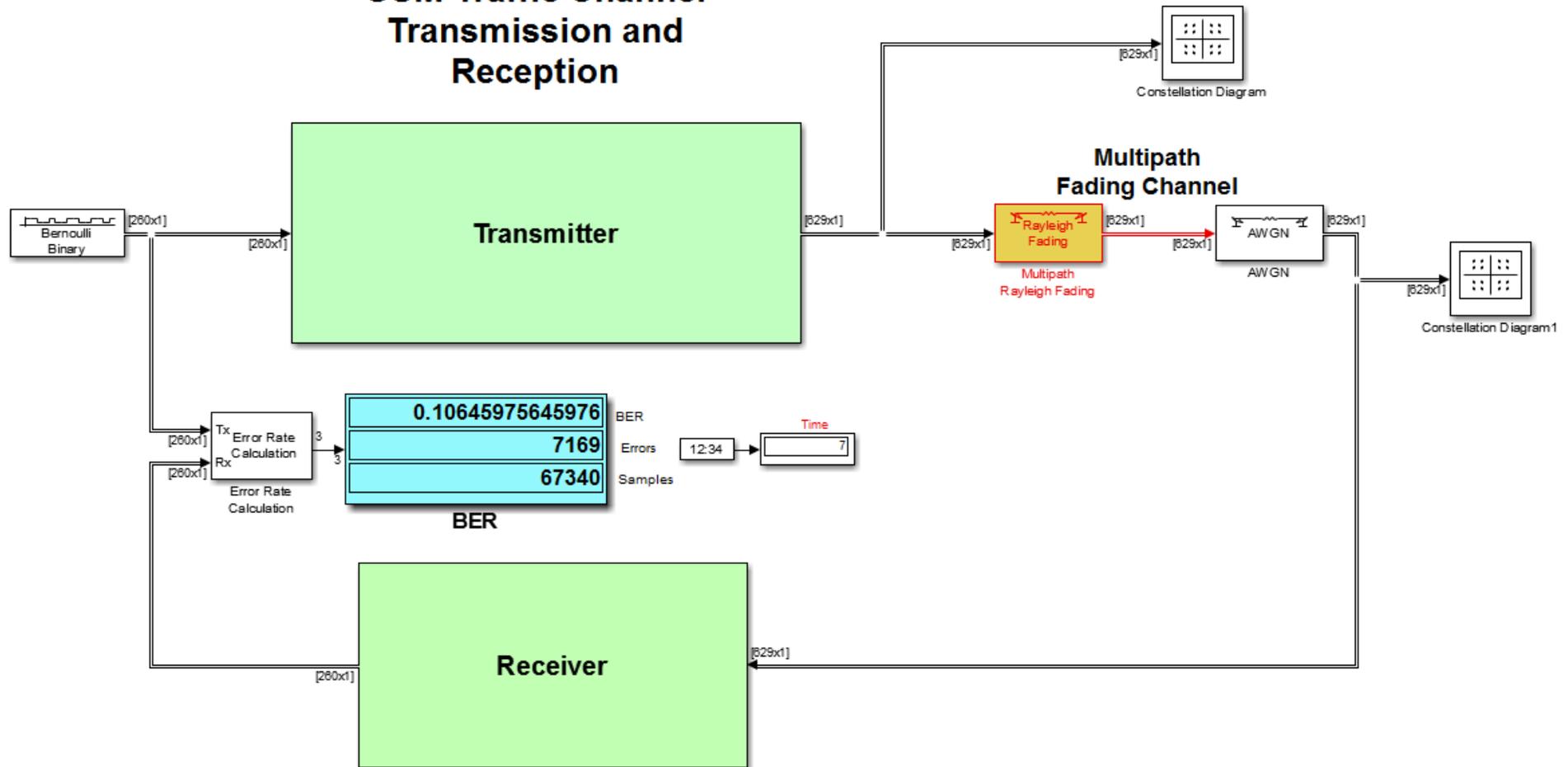


Рис. 5.2. Модель GSM в Simulink MATLAB

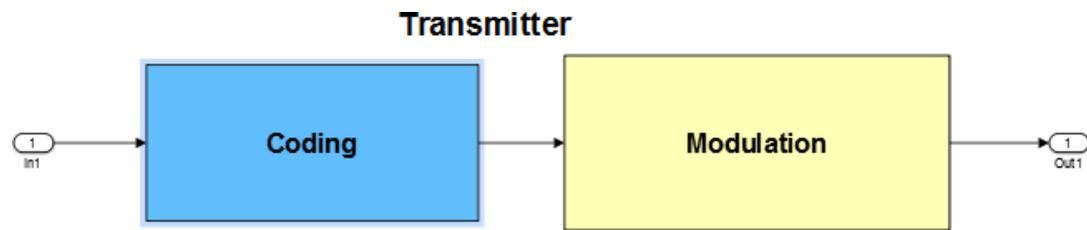


Рис. 5.3. Схема передатчика

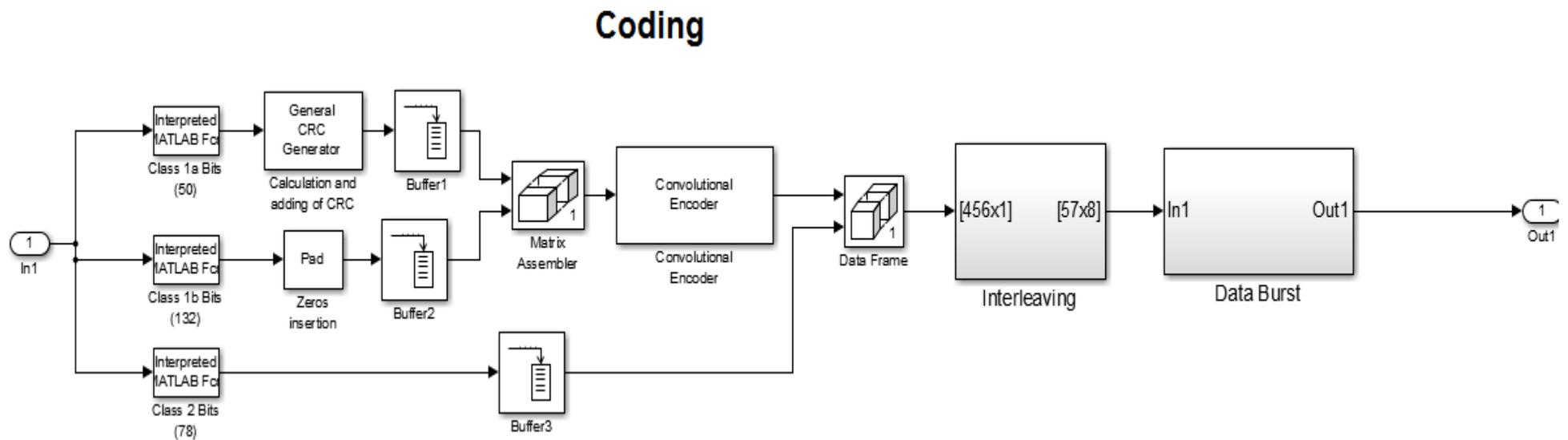


Рис. 5.4. Схема кодера

Modulation

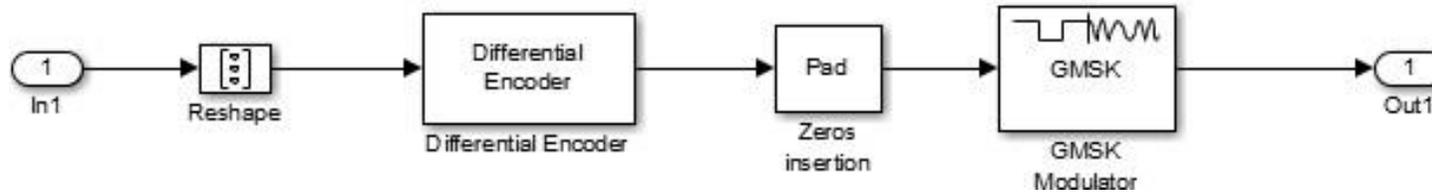


Рис. 5.5. Схема модулятора

Receiver

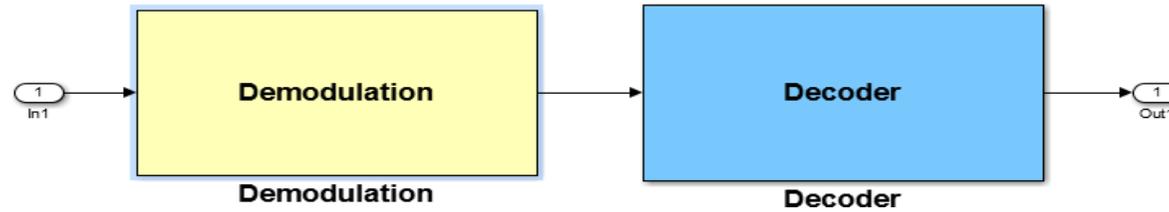


Рис. 5.6. Схема приемника

Demodulation

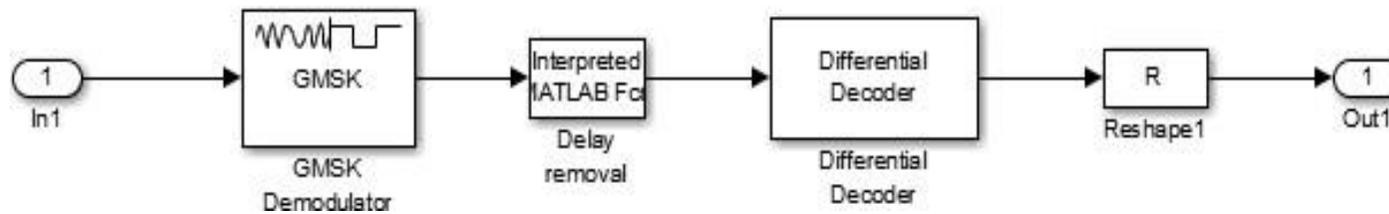


Рис. 5.7. Схема демодулятора

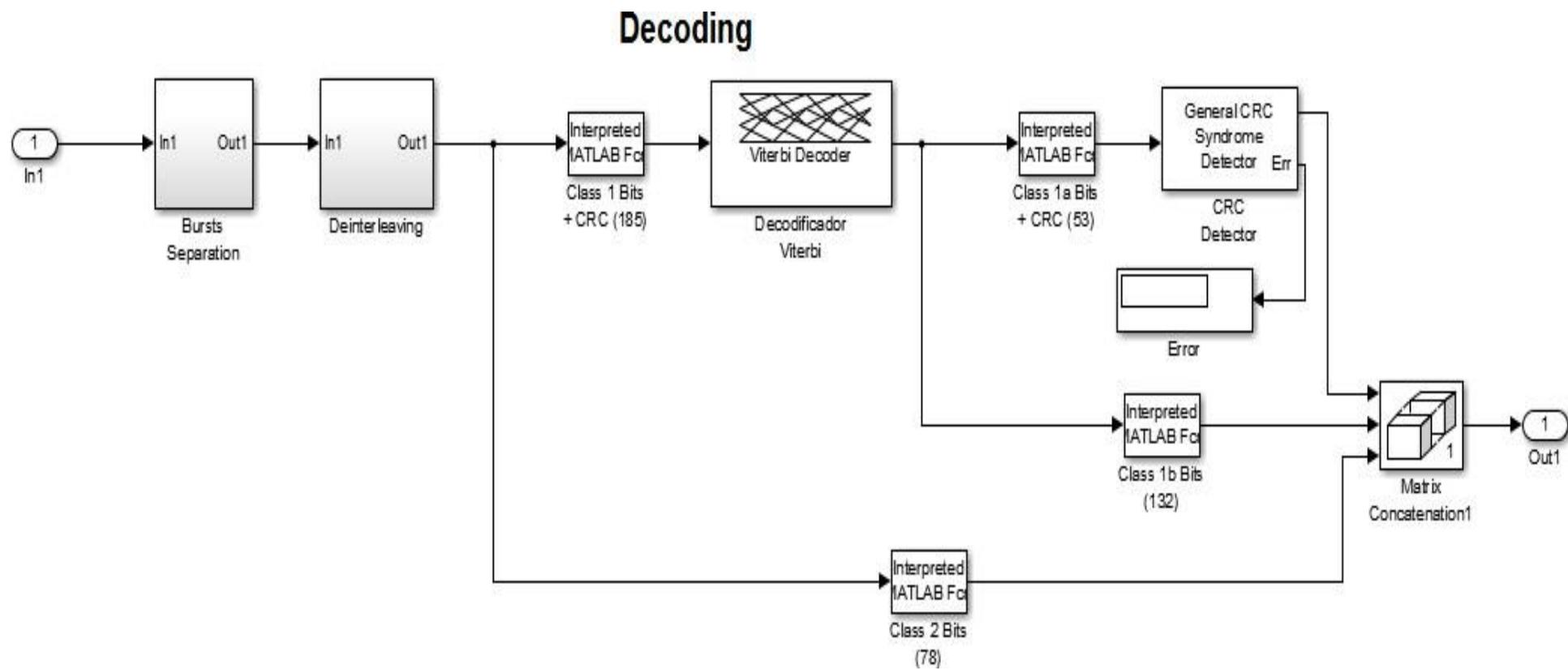


Рис. 5.8. Схема декодера

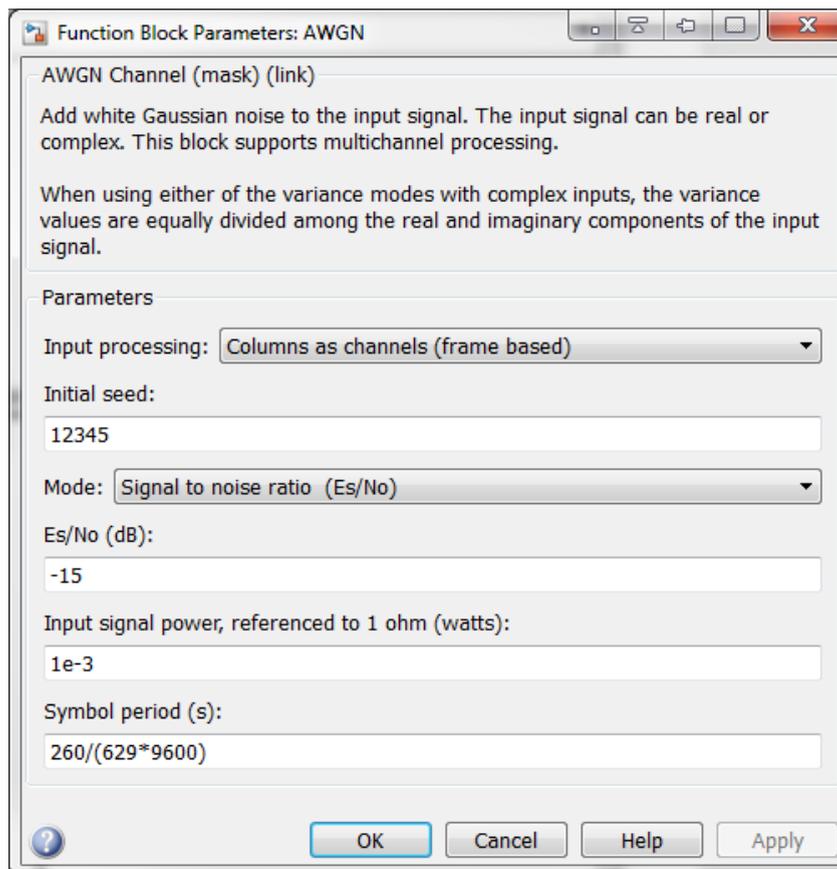


Рис. 5.9. Изменение отношения сигнал/шум

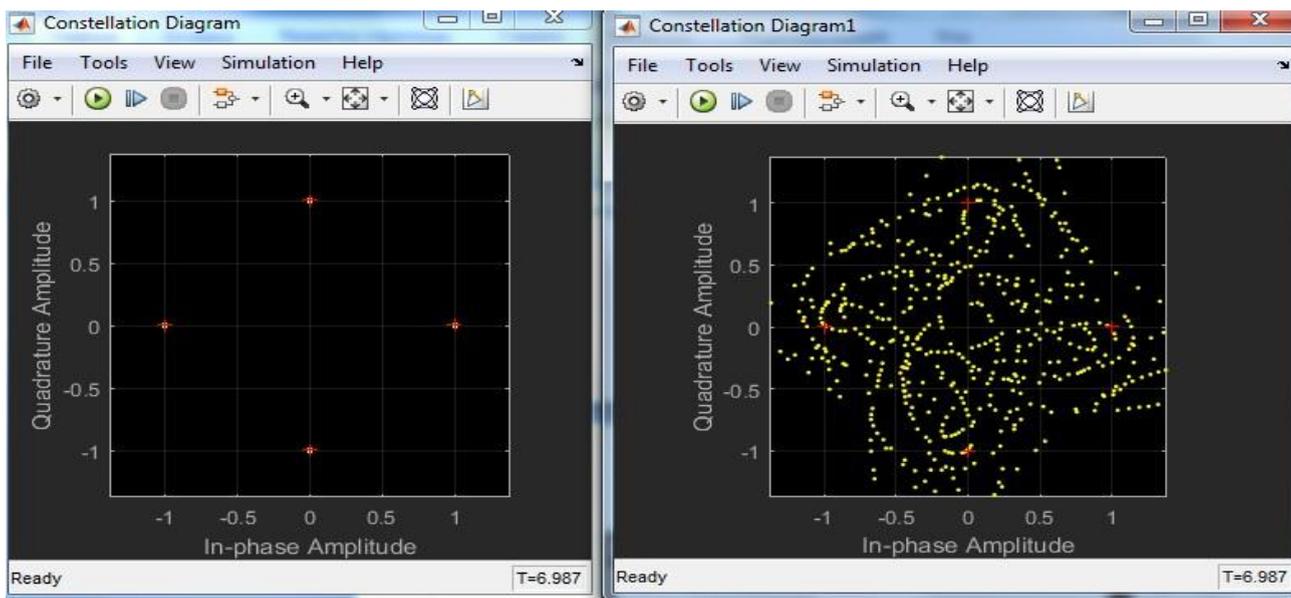


Рис. 5.10. Сравнение передаваемого созвездия и принятого, при отношении с/ш 20 Дб.

Зависимость BER от отношения сигнал/шум при доплеровском сдвиге 5, 100, 200 Гц приведена на рис. 5.11.

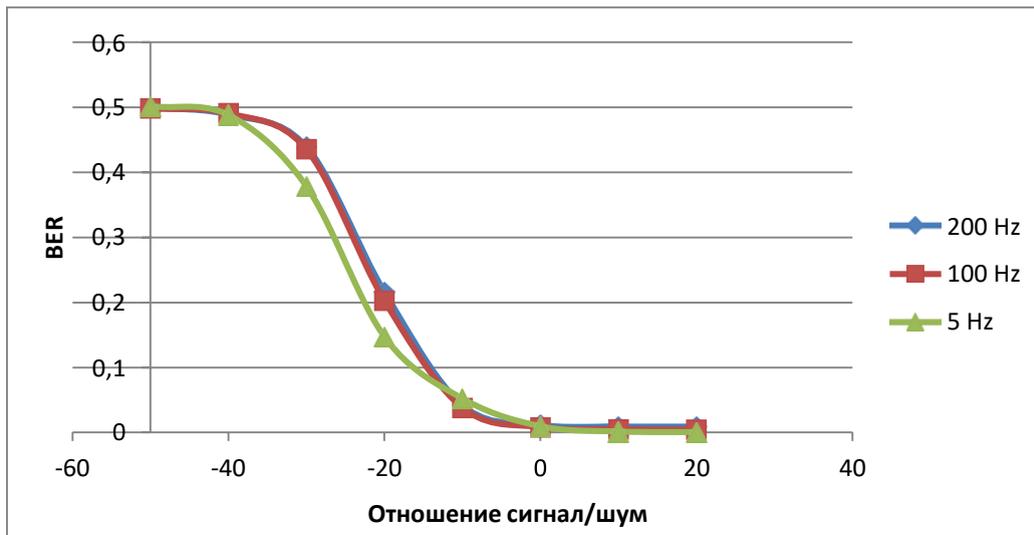


Рис. 5.11. Зависимость BER от отношения сигнал/шум при доплеровском сдвиге 5, 100, 200 Гц

В ходе данной работы исследован стандарт GSM. Он позволяет производить эффективную передачу сигнала при довольно малом соотношении сигнал/шум. Сигнал GSM зависим от Доплеровского эффекта, но учитывая, что скорость ЭМ волн крайне большая по сравнению со скоростью объектов связи, то этот эффект нормализуется.

5.2. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА CDMA

В настоящее время развиваются системы мобильной связи, так как каждый год осуществляется рост числа абонентов, что приводит к загруженности сети, необходимости улучшения качества связи, улучшения емкости базовых станций, а также увеличения зоны покрытия сот. Но необходимо улучшать и безопасность мобильной связи, так как злоумышленники могут осуществить перехват информационного сигнала.

Новые поколения сотовой связи появляются достаточно быстро, но их внедрение требует значительных временных ресурсов, поэтому до сих пор основополагающими считаются технологии CDMA и GSM, но технология CDMA работает не только как отдельный стандарт, эта технология используется, например, в LTE.

CDMA — система множественного доступа с кодовым разделением — стала, возможно, самой многообещающей системой, появившейся на мировом рынке. Десятилетия назад эта технология использовалась в военной связи

(США), а сегодня известна всем как глобальный цифровой стандарт для коммерческих систем коммуникаций. Технология использования CDMA была протестирована, стандартизирована, лицензирована и запущена в производство большинством поставщиков беспроводного оборудования и применяется во всем мире. В отличие от других методов доступа абонентов к сети, где энергия сигнала концентрируется на выбранных частотах или временных интервалах, сигналы CDMA распределены в непрерывном частотно-временном пространстве. Фактически метод манипулирует и частотой, и временем, и энергией.

CDMA применяется в 32 странах Азии и Океании, 2 странах Северной Америки, 14 странах Европы и 45 странах Африки.

История технологии CDMA берет свое начало в 30-е гг. прошлого (XX) столетия. В 1935 г. в СССР академик Агеев Дмитрий Васильевич издал небольшим тиражом брошюру под странным названием «Кодовое разделение каналов». В ней были определены основы ортогонального разделения сигналов, разделения сигналов по форме. В то время реально существовал только один способ разделения каналов связи — частотный. И относилось это в основном к каналам радиосвязи. При таком методе каждый канал занимает некоторую свою полосу в общем спектре частот. Эти полосы относительно узки и разделены между собой защитными интервалами. Частотный диапазон еще не был так перегружен как сегодня, поэтому использование такого способа разделения каналов связи считалось достаточно простым и логичным, поскольку осуществлялась манипуляция только одним параметром сигнала — частотой. Однако ученые, работавшие в области разработок новейших систем связи в общем и радиосвязи в частности, понимали, что такая идиллия не будет долгой. Кроме того, узкополосные радиосигналы очень чувствительны к селективным замираниям. Требовалось разработать методику, минимизирующую потери полезного сигнала за счет селективных замираний и позволяющую бережнее относиться к используемому диапазону частот.

Несколько позже, примерно в одно и то же время, появляются работы «Математическая теория связи» Клода Шеннона (США) и «Теория потенциальной помехоустойчивости» Владимира Александровича Котельникова (СССР).

Впервые радиооборудование, использующее кодовое разделение каналов, появилось в США где-то в конце 50-х гг. Технология CDMA нашла применение в военных системах, где успешно отработала более двух десятков лет. Во второй половине 80-х гг. военное ведомство США рассекретило данную технологию и разрешило ее использование в гражданских средствах радиосвязи (диапазон 800 МГц).

В сентябре 1995 г. в Гонконге фирма HUTCHISON начала развертывание первой в мире коммерческой сети CDMA, используя базовое оборудование Motorola (базовые станции SC 9600 и коммутирующее оборудование EMX 2500) и мобильные телефоны Qualcomm. На конец 1996 г. эта сеть насчитывала 113 сот, работала на одном частотном канале с полосой 1,25 МГц и обслуживала более 40 000 абонентов. Правда, соты CDMA были наложены на существующую сеть AMPS и мобильные терминалы работали в дуалмодовом режиме, т. е. при сбое в CDMA-сети абонентский терминал автоматически переключался в сеть AMPS (FDMA). В Корее в январе 1996 г. фирма KMT, используя оборудование Gold Star, начала коммерческую эксплуатацию CDMA-сети. А в апреле Shinsengi Telecom начала создавать новую сеть на базе оборудования Samsung, Sony, Qualcomm. На конец 1996 г. эти сети обслуживали более 200 000 клиентов. Корея приняла IS-95 в качестве национального стандарта сотовой связи. В США развертыванием CDMA-сетей занимаются такие фирмы, как Air Touch (Сан-Диего, Лос-Анджелес), VANM (Трентон, Нью-Джерси), 360-Communications (Лас-Вегас, Невада). Они используют базовое оборудование Qualcomm, Lucent Technologies, Motorola, а также абонентские терминалы фирм Qualcomm, Sony, Nortel. В Австралии, в канун Олимпийских игр, были построены сети сотовой мобильной радиотелефонной связи в Сиднее и Мельбурне на базе оборудования CDMA-one (IS-95) производства фирмы Samsung. Кроме вышеназванного стандарта (IS-95) в 1999 г. был разработан и широкополосный вариант — W-CDMA (Ericsson, Швеция), функционирующий в диапазоне 1 800 МГц. Он предназначался для использования в районах с высокой плотностью населения, так как обладал еще большей пропускной способностью.

Стандарты CDMA

В CDMA-системах каждый голосовой поток отмечен своим уникальным кодом и передается на одном канале одновременно со многими другими кодированными голосовыми потоками. Принимающая сторона использует тот же код для выделения сигнала из шума. Единственное отличие между множественными голосовыми потоками — это уникальный код. Канал, как правило, очень широк, и каждый голосовой поток занимает целиком всю ширину диапазона. Эта система использует наборы каналов шириной 1,23 МГц. Голос кодируется на скорости 8,55 кбит/с, но определение голосовой активности и различные скорости кодирования могут урезать поток данных до 1 200 бит/с. В системах CDMA могут устанавливаться очень прочные и защищенные соединения,

несмотря на экстремально низкую величину мощности сигнала, теоретически сигнал может быть слабее, чем уровень шума.

Стандарт CDMAOne

Стандарт CDMAOne существует в вариациях IS-95a, IS-95b (cellular по американской терминологии, 800 МГц) и J-STD-008 (PCS, диапазон 1 900). Аббревиатура IS (interim standard — временной стандарт) используется для учета в Ассоциации телекоммуникационной промышленности TIA (Telecommunications Industry Association). Как правило, в сетях cdmaOne используется IS-95a, он обеспечивает передачу сигнала со скоростью 9,6 кбит/с (с кодированием) и 14,4 кбит/с (без кодирования). Версия IS-95b основана на объединении нескольких каналов CDMA, организуемых в прямом направлении (от базовой станции к мобильной). Скорость может увеличиваться до 28,8 кбит/с (при объединении двух каналов по 14,4 кбит/с) или до 115,2 кбит/с (8 каналов по 14,4 кбит/с). Собственно, кроме IS-95 сети cdmaOne используют еще целый набор протоколов и стандартов, их список можно найти в любой достаточно глубокой статье по этой теме. Прямой и обратный каналы располагаются соответственно в диапазонах 869,040-893,970 и 824,040-848,860 МГц. Используются 64 кода Уолша и несущие в 1,25 МГц.

Стандарт WCDMA

WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access — широкополосный CDMA) — технология радиоинтерфейса, избранная большинством операторов сотовой связи Японии и (в январе 1988 г.) институтом ETSI (European Telecommunications Standards Institute) для обеспечения широкополосного радиодоступа с целью поддержки услуг третьего поколения.

Технология оптимизирована для предоставления высокоскоростных мультимедийных услуг типа видео, доступа в Интернет и видеоконференций; обеспечивает скорости доступа вплоть до 2 Мбит/с на коротких расстояниях и 384 Кбит/с на больших с полной мобильностью. Такие величины скорости передачи данных требуют широкую полосу частот, поэтому ширина полосы WCDMA составляет 5 МГц. Технология может быть добавлена к существующим сетям GSM и PDC, что делает стандарт WCDMA наиболее перспективным с точки зрения использования сетевых ресурсов и глобальной совместимости.

WCDMA (широкополосный множественный доступ с кодовым разделением каналов) представляет собой технологию, использующую расширенную полосу пропускания и разновидность принципа DMA. Это технология мобильной радиосвязи третьего поколения, обеспечивающая значительно более высокие скорости передачи данных, чем стандарт GSM. WCDMA поддерживает передачу голоса, изображений, данных и видео в сетях мобильной связи на скорости до 2 Мбит/с (локальный доступ) или 384 кбит/с (глобальный доступ). WCDMA используется в основном в Европе при переходе от стандарта GSM к стандарту UMTS.

Стандарт CDMA2000

Стандарт cdma2000 является дальнейшим развитием стандарта 2 поколения cdmaOne. Дальнейшим развитием cdmaOne должен был стать IS-95c, и именно это обозначение очень часто используется производителями. Официальным обновлением стандарта, разработанным компанией Qualcomm и утвержденным ITU (Международный союз электросвязи, International Telecommunication Union), является cdma2000. В документах Lucent Technologies встречается обозначение IS-2000. Наконец, международный союз электросвязи (МСЭ) отобрал из десяти предложенных проектов пять радиointерфейсов третьего поколения IMT-2000 (International Mobile Telecommunications System-2000 — Международная система мобильной связи-2000), в их числе — IMT-МС (Multi Carrier), который представляет собой модификацию многочастотной системы cdma2000, в которой обеспечивается обратная совместимость с оборудованием стандарта cdmaOne (IS-95).

Еще один из пяти стандартов IMT-2000 — IMT-DS (Direct Spread) — построен на базе проектов W-CDMA и взят за основу европейской системы UMTS.

На начало 2003 г. из 127 млн пользователей CDMA почти 15 млн использовали технологию cdma2000. В течение первых семи месяцев 2002 г. в Азии и Америке были запущены 11 сетей CDMA2000 и общее количество этих сетей составляло 18. Это 99 % рынка 3G, на IMT-МС приходилось 14,8 млн абонентов, на UMTS — 0,13 млн. Однако стоит отметить, что реализованная фаза cdma2000 1X все же не является полноценным 3G, ибо не дотягивает до обязательных двух мегабит. Поэтому ее чаще называют 2.5G.

Изначально cdma2000 (IMT-МС) разделили на две фазы — 1X и 3X. Именно к первой фазе применяется название IS-95C. А вторую позже назвали

1X-EV (evolution), разделив ее на две фазы — cdma2000 1X EV-DO (data only) и cdma2000 1X EV-DV (data & voice).

И именно стандарт cdma2000 1X EV-DO подразумевается под 3G IMT-MS. Стандарт 1x-EV-DO был принят TTA в октябре 2000 г. и предусматривает следующую схему функционирования: аппарат одновременно производит поиск сети 1x и 1xEV, передачу данных осуществляет с помощью 1xEV, голоса — с помощью 1x. Стандарт 1xEV-DV полностью соответствует всем требованиям 3G.

Следует отметить, что стандарты семейства cdma2000 не требуют организации отдельной полосы частот и в ходе их эволюционного развития от cdmaOne могут быть реализованы во всех частотных диапазонах, используемых системами сотовой подвижной связи (450, 700, 800, 900, 1 700, 1 800, 1 900, 2 100 МГц).

Схема кодирования в прямом канале (от базовой станции к абоненту)

Базовая скорость передачи данных в канале составляет 9,6 кбит/с, что достигается добавлением дополнительных корректирующих двоичных символов к цифровому потоку вокодера 8,55 кбит/с (рис. 5.12).

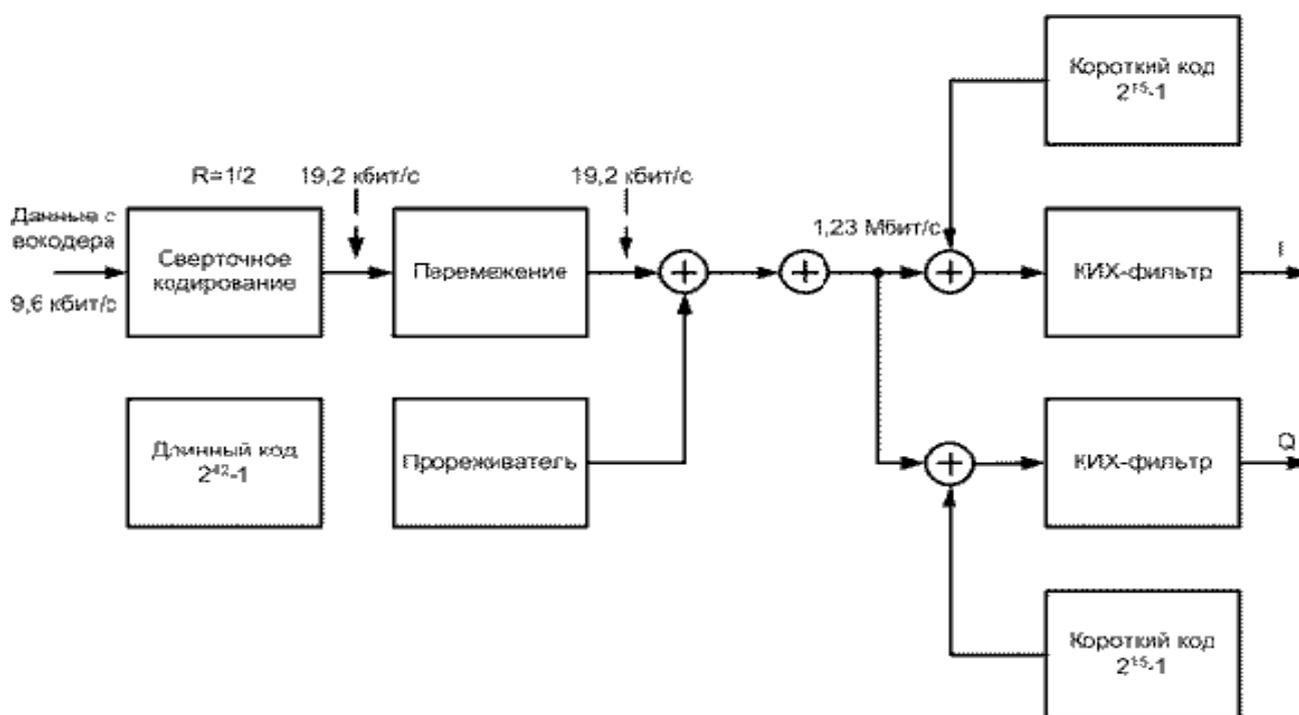


Рис. 5.12. Схема кодирования в прямом канале

Для реализации на приемной стороне прямой коррекции ошибок (без повторной передачи сообщения) в канале используется избыточное кодирование. Для этого базовый цифровой поток разбивается на пакеты длительностью по 20 мс и подается на сверточный кодер с половинной скоростью. На его выходе число битов удваивается. Затем данные перемежаются, т. е. перемешиваются во временном интервале 20 мс. Это делается для того, чтобы равномерно распределить в потоке данных (после обратного перемежения) потерянные во время передачи биты. Известно, что ошибочно принятые символы обычно формируют группы. В то же время схема прямой коррекции ошибок работает наилучшим образом, когда ошибки распределены равномерно во времени. Это происходит после осуществления на приемной стороне процедуры, обратной перемежению при передаче. После перемежения цифровой поток преобразуется с помощью длинного кода и логической операции «исключающее ИЛИ» (сложение по модулю два). По определению длинными кодами (кодами максимальной длины — М-последовательностями) являются коды, которые могут быть получены с помощью регистра сдвига или элемента задержки заданной длины.

Максимальная длина двоичной последовательности, которая может быть получена с помощью генератора, построенного на основе регистра сдвига, равна $2^n - 1$ двоичных символов, где n — число разрядов регистра сдвига. В аппаратуре стандарта CDMA длинный код формируется в результате нескольких последовательных логических операций с псевдослучайной двоичной последовательностью, генерируемой в 42-разрядном регистре сдвига, и двоичной 32-битовой маской, которая определяется индивидуально для каждого абонента. Такой регистр сдвига применяется во всех базовых станциях этого стандарта для обеспечения режима синхронизации всей сети. Длина М-последовательности при этом составляет 4 398 046 511 103 бит, и если ее элементы формируются с тактовой частотой, например, 450 МГц, то период повторения будет составлять $9\,773,44\text{ с} = 2\text{ ч }43\text{ мин}$. Это значит, что если даже удастся засинхронизировать приемник в случае несанкционированного перехвата, то, чтобы определить структуру сигнала-носителя, необходимо вести наблюдение в течение почти 3 ч, а с применением индивидуальной 32-битовой маски «подслушивание» практически исключено. Так как информационный поток имеет скорость 19,2 Кбит/с, то в прямом канале используется только каждый 64-й символ длинного кода. Следующий этап преобразования сообщения — кодирование с помощью кодов Уолша. Любая строка матрицы Уолша ортогональна другой строке. Матрица Уолша размером 2 имеет вид:

$$W_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}.$$

Матрицы больших размеров образуются следующим образом:

$$W_{2N} = \begin{pmatrix} W_N & W_N \\ W_N & -W_N \end{pmatrix},$$

т. е., например,

$$W_8 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}.$$

Можно показать, что строки матрицы Уолша ортогональны. Ортогональность строк x и y длиной N определяется следующим условием:

$$\sum_{i=1}^N x_i y_i = 0.$$

По сути, в этом случае вычисляется значение ВКФ двух различных строк при временном сдвиге, равном нулю. Один ряд матрицы Уолша ставится в соответствие каналу связи между абонентом и базовой станцией. Если на входе кодера «0», то посылается соответствующий ряд матрицы (код Уолша), если «1» — посылается последовательность, сформированная путем логического отрицания соответствующего ряда матрицы (кода Уолша). При точном совпадении начала пришедшей последовательности и имеющейся (строка матрицы W_{64}) наблюдаются пики корреляционной функции положительной и отрицательной полярностей — в зависимости от передаваемого бита. В случае обработки «чужого» сигнала на выходе в момент окончания сигнала не будет ничего, т. е. происходит разделение каналов при приеме абонентской станцией. Кодирование по Уолшу повышает скорость информационного потока с 19,2 Кбит/с до 1,2288 Мбит/с. Соответственно расширяется и спектр сигнала. На заключительном этапе двоичный поток разделяется между синфазным и

квадратурным каналами (I- и Q-каналами) для последующей передачи с использованием квадратурной фазовой манипуляции (QPSK). До подачи на смесители цифровой поток в каждом из каналов преобразуется с помощью короткого кода и операции сложения по модулю два.

Короткий код представляет собой псевдослучайную двоичную последовательность длиной 32 768 двоичных символов, генерируемую со скоростью 1,3288 Мбит/с. Эта последовательность является общей для всех базовых и подвижных станций в сети. Короткий код формируется в 15-разрядном регистре сдвига с линейной обратной связью. Результирующий двоичный поток в каждом канале проходит через цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр), что позволяет ограничить полосу излучаемого сигнала. Частота среза фильтра составляет около 615 кГц. Полученные аналоговые сигналы поступают на соответствующие входы I/Q-модулятора. Ряд информационных сигналов образуется путем слияния I- и Q-каналов.

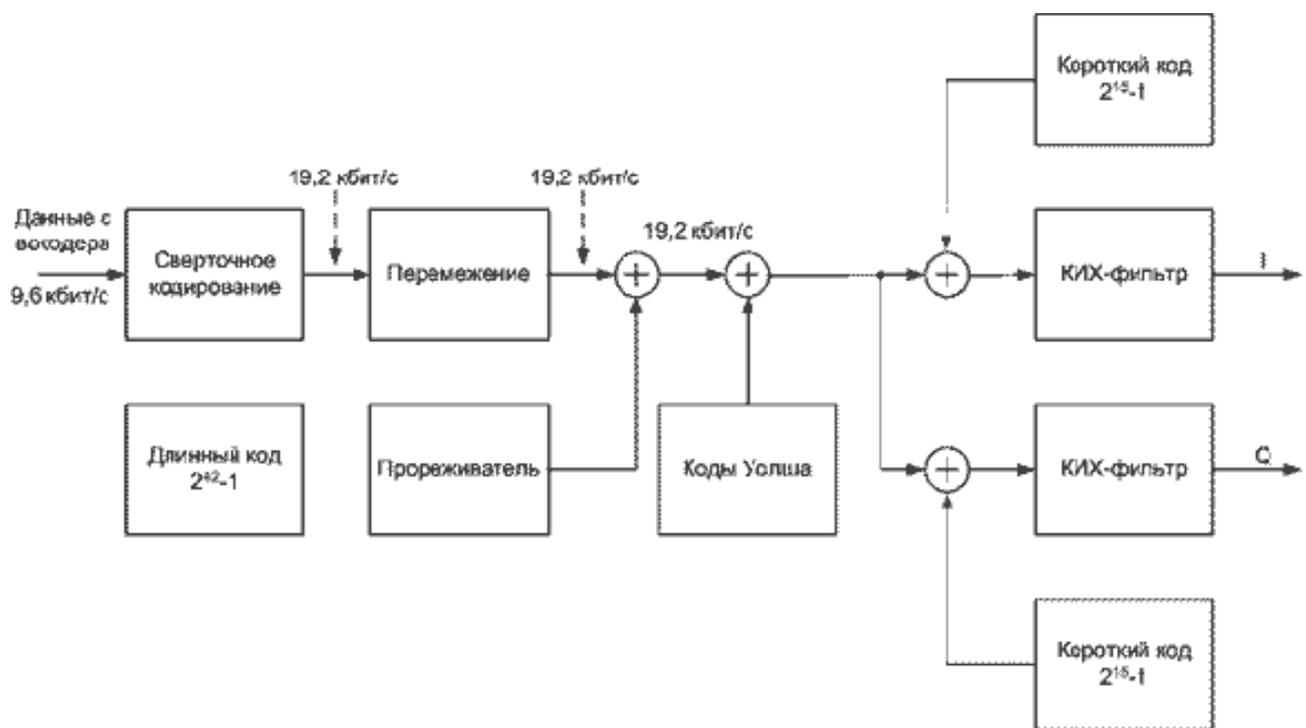


Рис. 5.13. Схема кодирования в обратном канале

Поскольку все пользователи получают объединенный сигнал, то для выделения информации необходимо передавать опорный сигнал по каналу, получившему название пилотного. В пилотном канале передается нулевой информационный сигнал, код Уолша для этого канала формируется из нулевого ряда матрицы Уолша (все единицы). Другими словами, в пилотном канале передается только короткий код. Обычно на нем излучается около 20 % общей мощно-

сти. Опорный сигнал необходим для последующей фазовой демодуляции. Короткий код позволяет многократно использовать в каждой ячейке один и тот же набор кодов Уолша. Каждая базовая станция имеет свой временной сдвиг при формировании кода и поэтому может быть однозначно определена в сети. Основано это на уже описанном свойстве псевдослучайных двоичных последовательностей: значение АКФ близко к нулю для всех временных смещений более одной длины бита (рис. 5.13).

В обратном канале (от абонента к базовой станции) применяется другая схема кодирования (рис. 5.13). Подвижная станция не может использовать преимуществ трансляции опорного сигнала. В этом случае необходимо было бы передавать два сигнала, что значительно усложнило бы демодуляцию в приемнике базовой станции. В обратном канале применяются такой же, как и в прямом, вокодер и сверточное кодирование со скоростью $1/3$, что повышает скорость передачи данных с базовой 9,6 до 28,8 кбит/с и перемежение в пакете длительностью 20 мс. После перемежения выходной поток разбивается на слова по шесть битов в каждом. Шестибитовому слову можно поставить в соответствие один из 64 кодов Уолша. Таким образом, каждый абонентский терминал использует весь их набор. После этой операции скорость потока данных повышается до 307,2 Кбит/с. Далее поток преобразуется с помощью длинного кода, аналогичного используемому базовой станцией. На этом этапе происходит разделение пользователей. Абонентская емкость системы определяется обратным каналом. Для ее увеличения применяется регулирование мощности в обратном канале, методы пространственного разнесения приема на базовой станции и др. Окончательное формирование потоков данных происходит таким же образом, как и в базовой станции, за исключением дополнительного элемента задержки на $1/2$ длительности символа в Q-канале для реализации смещенной QPSK.

В системе CDMA применяются квадратурная фазовая манипуляция (QPSK) в базовой и смещенная QPSK в подвижных станциях. При этом информация извлекается путем анализа изменения фазы сигнала, поэтому фазовая стабильность системы — критичный фактор при обеспечении минимальной вероятности появления ошибки в сообщениях. Применение смещенной QPSK позволяет снизить требования к линейности усилителя мощности подвижной станции, так как амплитуда выходного сигнала при этом виде модуляции изменяется значительно меньше. До того как интерференционные помехи будут подавлены методами цифровой обработки сигналов, они должны пройти через высокочастотный тракт приемника и не вызвать насыщения малошумящего широкополосного усилителя (МШУ) и смесителя. Это заставляет разработчиков системы искать баланс между динамическими и шумовыми характеристиками приемника.

Моделирование CDMA2000 1xRTT

Модель состоит из трех основных блоков:

- 1) базовая станция (передатчик);
- 2) канал;
- 3) мобильная станция (приемник).

Канал имеет три режима работы:

- нет канала;
- канал с шумами.

Канал с многолучевым распространением

Мобильный приемник состоит из декодера и приемника, которые выполняют все операции, необходимые для декодирования сигнала (рис. 5.14).

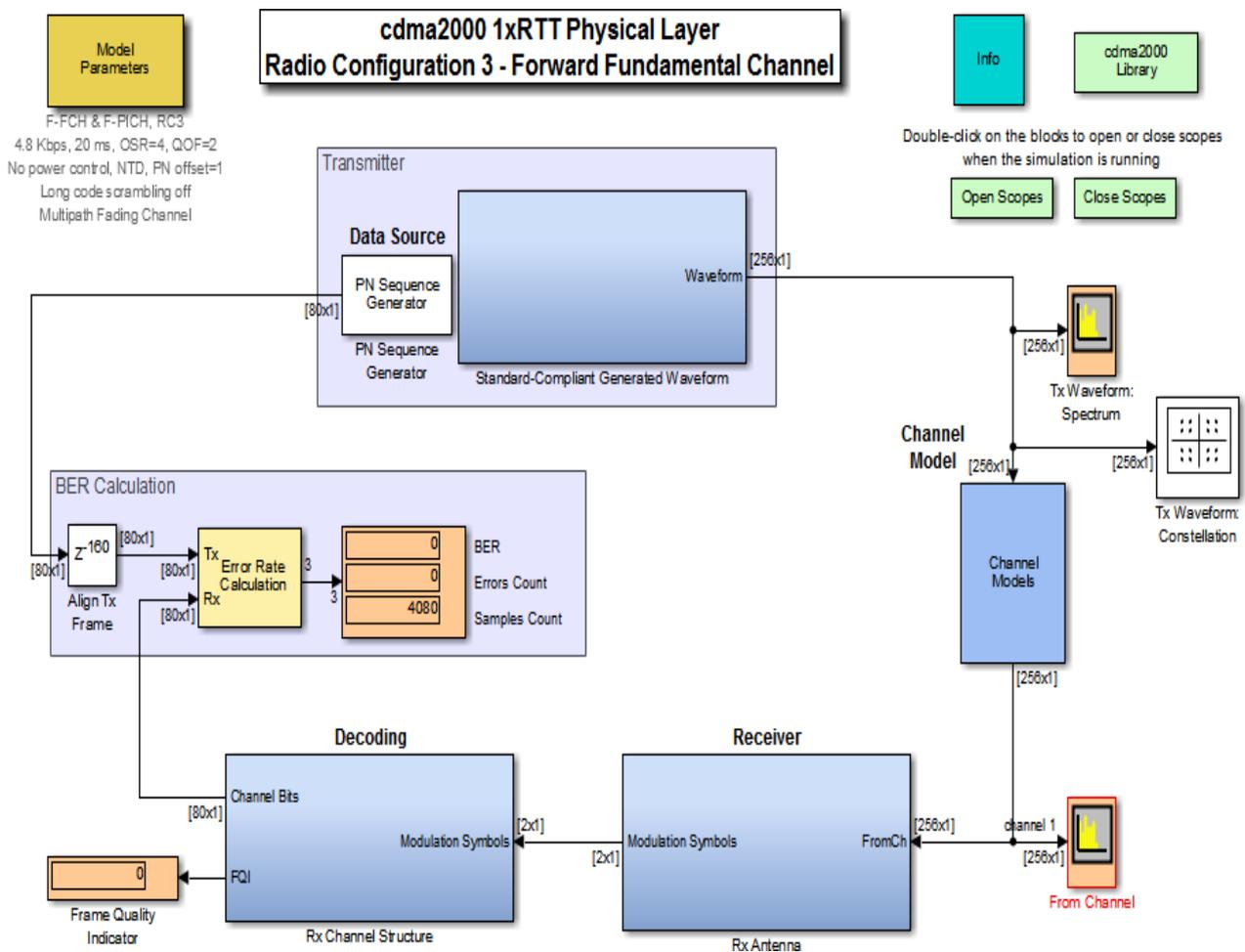


Рис. 5.14. Модель CDMA2000 1xRTT в MATLAB

Параметры модели

Модель позволяет изменять такие настройки, как скорость потока и вид канала. В зависимости от вида канала можно задавать значение отношения сигнал/шум, а также параметры многолучевого распространения сигнала: максимальное Доплеровское отклонение частоты, вектор задержки и вектор ослабления/усиления. Длины векторов определяют количество лучей в канале. Компонент расчета BER сравнивает декодированный сигнал и сигнал, сгенерированный базовой станцией. Если BER равен нулю, то сигнал не подвергся каким-либо изменениям либо ошибки удалось исправить. Сигнал с базовой станции перед попаданием в блок расчета BER проходит через задержку для того, чтобы выровнять фреймы. Для того чтобы отобразить все возможные графики, необходимо два раза кликнуть по кнопке Open Scores в правом верхнем углу.

Исследуем качество мобильной связи стандарта CDMA на основе данной модели при распространении сигнала в отсутствии канала и в канале связи с двумя режимами работы:

1. Канал без шумов.
2. Канал с шумами.
3. Канал с многолучевым распространением.

Распространение радиоволн в канале наземной подвижной связи характеризуется наличием большого числа отражений, дифракцией и затуханием энергии сигнала. Причиной всему этому являются естественные препятствия, например здания, холмы и т. д., а результатом оказывается многолучевое распространение. В данном разделе также исследуем качество связи при многолучевом распространении.

Исследование сигнала в канале без шумов

В блоке Model Parameters во вкладке Channel Settings выберем Channel Model: No Channel.

Так как переданный сигнал, сгенерированный в базовой станции, сразу поступает на приемник, искажений в принятом сигнале (декодированный в мобильной станции) не наблюдается, что видно из рис. 5.15 и 5.16.

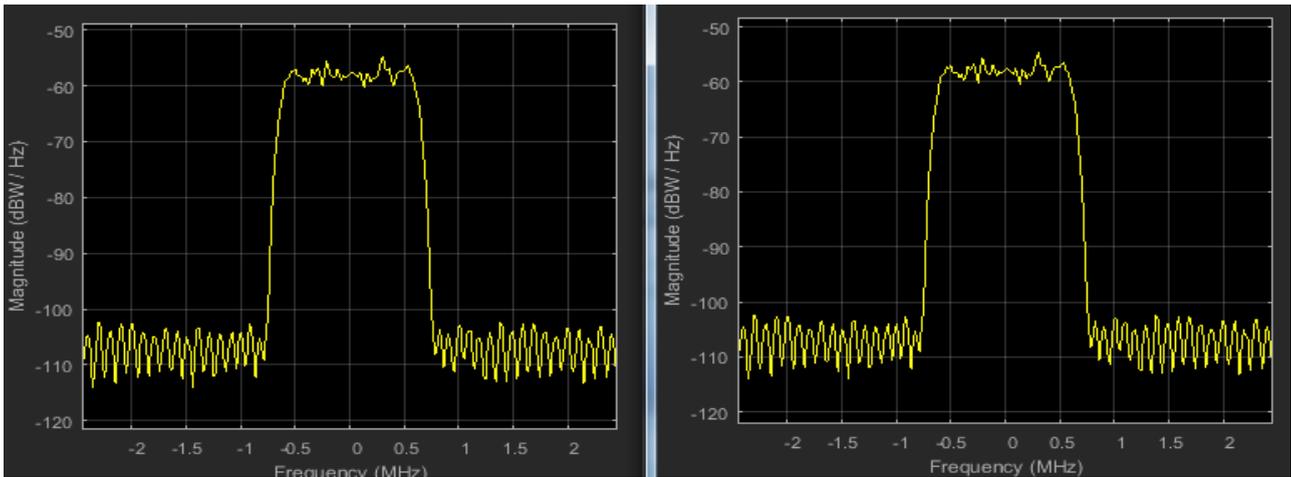


Рис. 5.15. Спектр сигналов на выходе передатчика и на входе приемника при отсутствии канала распространения

Исследование сигнала при его прохождении через канал с шумами

В канале распространения всегда присутствуют шумы. Исследуем качество приема при распространении сигнала в канале с аддитивным белым гауссовским шумом.

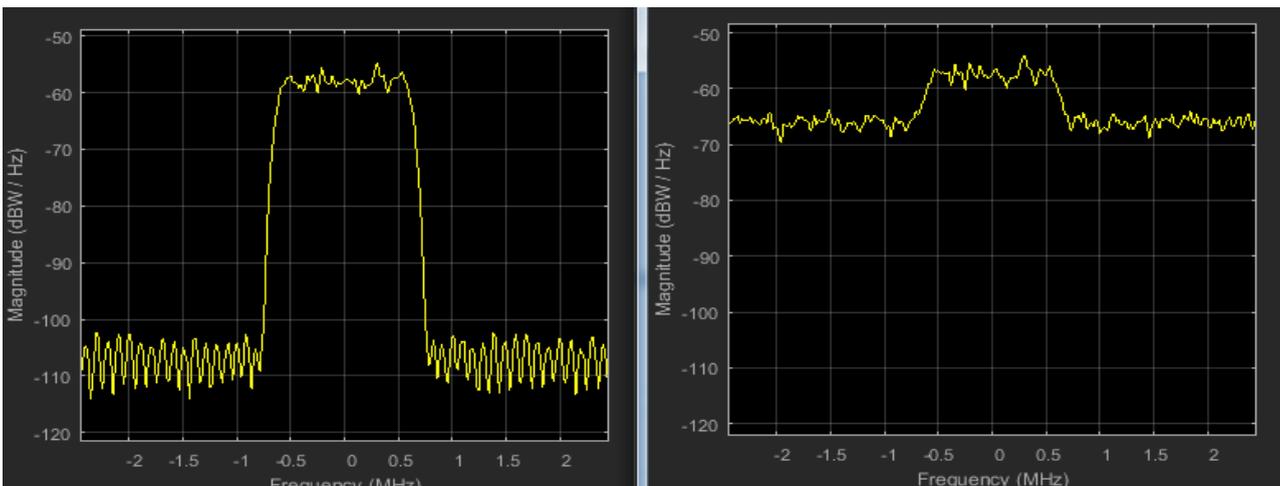


Рис. 5.16. Спектр исходного сигнала и сигнала на выходе канала при SNR = 5 дБ

Зависимость вероятности битовой ошибки BER от SNR в канале с шумами без многолучевого распространения приведена на рис. 5.17.

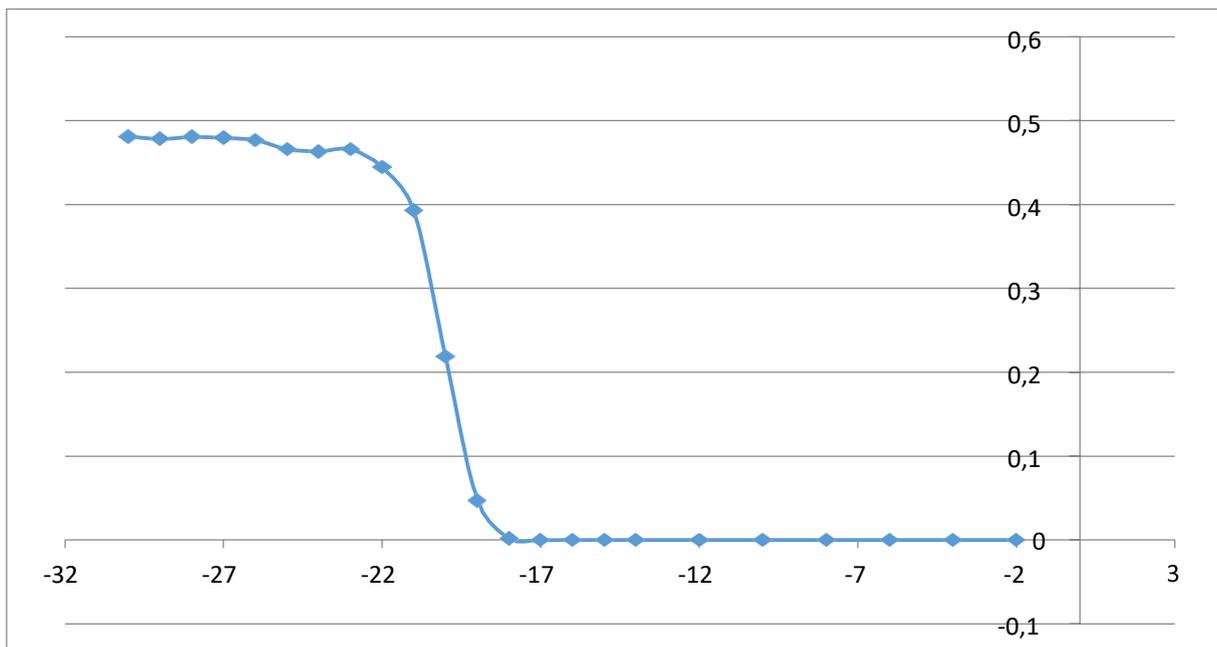


Рис. 5.17. Зависимость вероятности битовой ошибки BER от SNR в канале с шумами без многолучевого распространения

Исследование сигнала в канале с многолучевым распространением

Далее моделирование будем проводить для канала с многолучевым распространением для различных сдвигов Допплеровских частот: 5 Гц, 450 Гц и 600 Гц (рис. 5.18 и 5.19).

Зависимость вероятности битовой ошибки BER от SNR в канале с многолучевым распространением при разных смещениях доплеровских частот приведена на рис. 5.20.

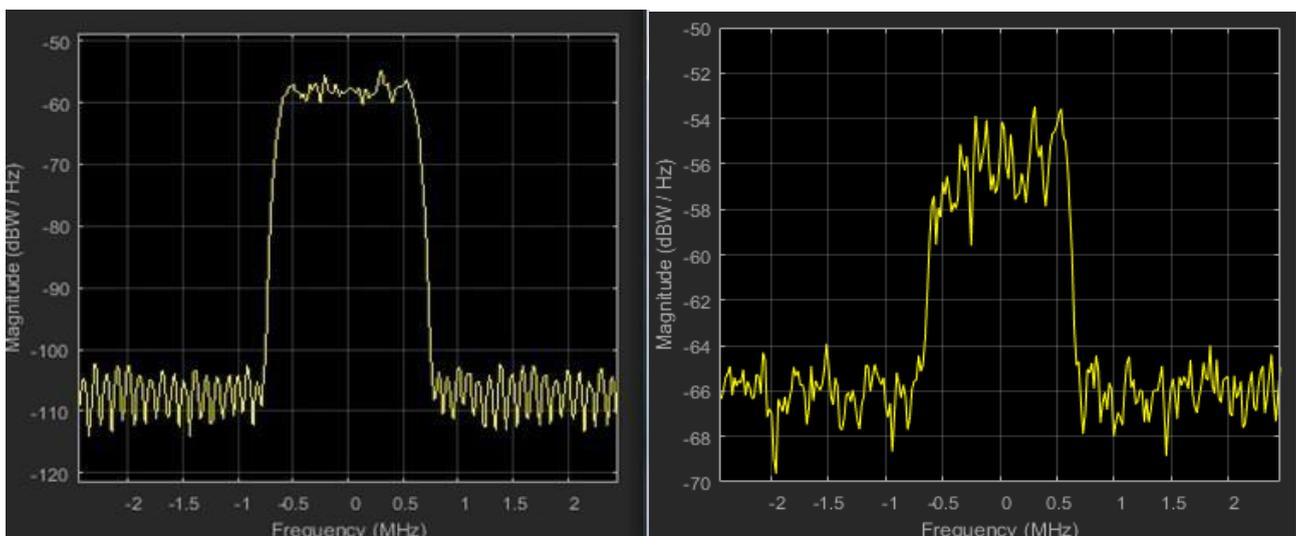


Рис. 5.18. Спектр исходного сигнала и сигнала на выходе канала при SNR = 5 дБ с доплеровским смещением частоты

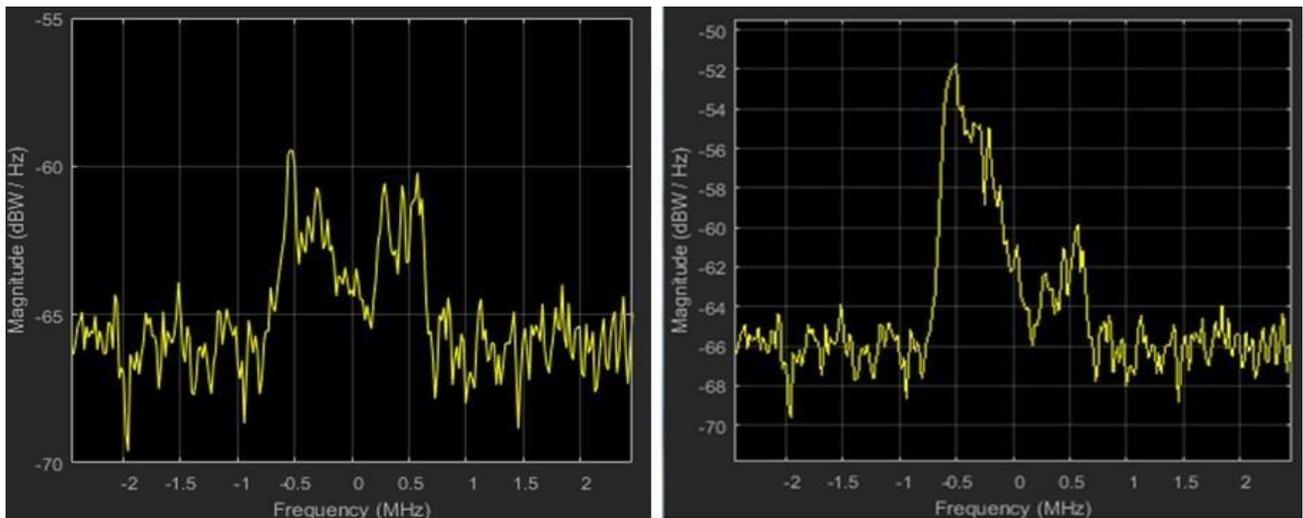


Рис. 5.19. Спектр сигнала на выходе канала при SNR = 5 дБ с доплеровским смещением частоты

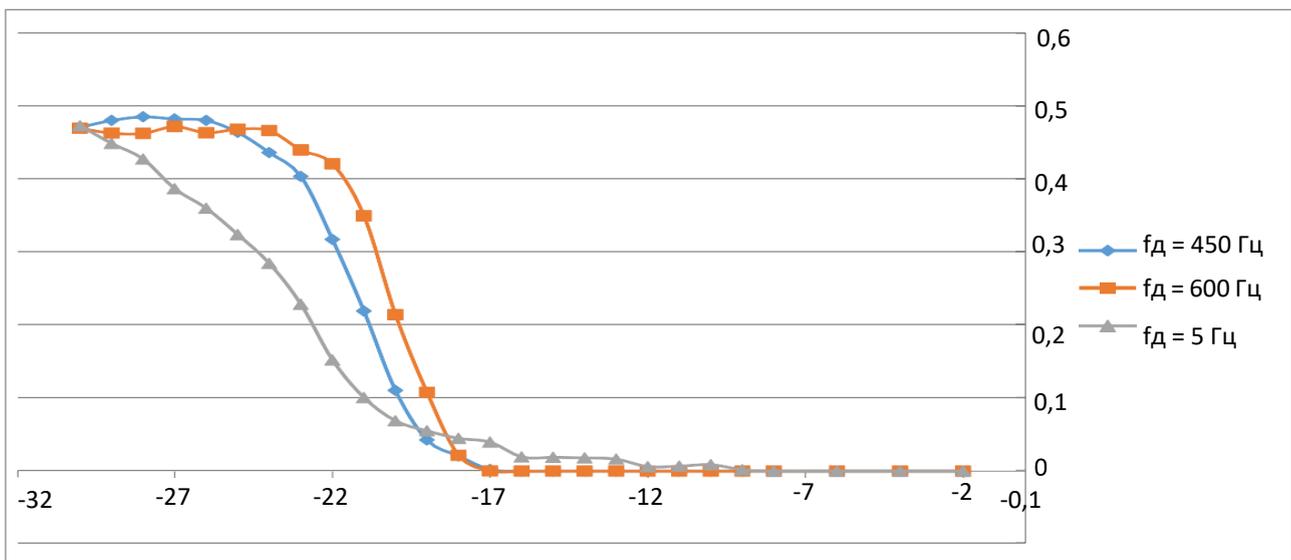


Рис. 5.20. Зависимость вероятности битовой ошибки BER от SNR в канале с многолучевым распространением при разных смещениях доплеровских частот

В разделе выполнено следующее:

1. Проведен аналитический обзор существующих методов и средств систем мобильной связи с кодовым разделением канала CDMA.
2. Разработана структурная схема DownLink канала CDMA2000.
3. Приведена модель DownLink канала CDMA2000, реализованная в MATLAB.
4. Приведено исследование данной модели, а также методика проведения исследования. Данную методику можно использовать для проведения учебных лабораторных работ.

На основе проведенного исследования можно сделать следующие **выводы**:

1. Система мобильной связи CDMA2000 обладает рядом преимуществ: возможность декодировать сигналы при отношении сигнал/шум меньше единицы, т. е. уровень передаваемого сигнала ниже уровня шума, что делает сигнал скрытым, а значит более защищенным.

2. Формируемый сигнал возможно принять и декодировать без ошибок даже при наличии многолучевости, однако при большом Доплеровском отклонении частоты и больших задержках, например 1 МГц и 1 мкс, ошибки будут даже при высоком отношении сигнал/шум, например 40 дБ. Но такие плохие характеристики канала довольно редки.

3. Для большей защищенности в аппаратуре стандарта CDMA длинный код формируется в результате нескольких последовательных логических операций с псевдослучайной двоичной последовательностью, генерируемой в 42-разрядном регистре сдвига, и двоичной 32-битовой маской, которая определяется индивидуально для каждого абонента. Такой регистр сдвига применяется во всех базовых станциях этого стандарта для обеспечения режима синхронизации всей сети. Длина M-последовательности при этом составляет 4 398 046 511 103 бит, и если ее элементы формируются с тактовой частотой, например, 450 МГц, то период повторения будет составлять $9\,773,44\text{ с} = 2\text{ ч }43\text{ мин}$. Это значит, что если даже удастся засинхронизировать приемник в случае несанкционированного перехвата, то, чтобы определить структуру сигнала-носителя, необходимо вести наблюдение в течение почти 3 ч, а с применением индивидуальной 32-битовой маски «подслушивание» практически исключено (табл. 5.1).

Таблица 5.1

Характеристики CDMA2000

Характеристика	Значение
Базовая скорость передачи данных в канале	9,6 кбит/с
Длительность пакетов, на которые разбивается базовый поток	20 мс
Цифровая модуляция Down-Link	QPSK
Цифровая модуляция UpLink	OQPSK
Размер матрицы Адамара	64×64
Разрядность регистра сдвига для формирования длинного кода	42
Длина M-последовательности длинного кода	4 398 046 511 103
Количество бит в индивидуальной маске пользователя	32
Разрядность регистра сдвига для формирования короткого кода	15
Длина M-последовательности короткого кода	32 768
Частота среза КИХ-фильтра	615 кГц

Методика проведения измерений работы:

1. Запустить MATLAB от имени *администратора*.
2. В командной строке ввести команду «cdma2000SimulinkExample».
3. Два раза кликнуть левой кнопкой мыши по блоку Model Parameters.
4. Во вкладке Channel Settings выбрать Channel Model: No Channel.
5. Два раза кликнуть левой кнопкой мыши по блоку Open Scopes.
6. Запустить моделирование.
7. После отображения всех графиков сохранить полученные данные и убедиться, что спектр сигнала до и после канала не изменился.
8. Не закрывая окна с графиками, два раза кликнуть левой кнопкой мыши по блоку Model Parameters.
9. Во вкладке Channel Settings выбрать Channel Model: AWGN Channel, и, изменяя значение отношения сигнал/шум, построить зависимость BER от SNR, и сохранить полученные диаграммы хотя бы для одного измерения.
10. Не закрывая окна с графиками, два раза кликнуть левой кнопкой мыши по блоку Model Parameters.
11. Во вкладке Channel Settings выбрать Channel Model: Multipath Fading Channel, и, изменяя значение отношения сигнал/шум, построить зависимость BER от SNR, и сохранить полученные диаграммы хотя бы для одного измерения.
12. Не закрывая окна с графиками, два раза кликнуть левой кнопкой мыши по блоку Model Parameters.
13. Во вкладке Channel Settings изменить параметры доплеровского отклонения частоты (Maximum Doppler Frequency shift), вектора задержки (Multipath Profile — Delay Vector), вектора усиления (Multipath Profile — Gain Vector) и повторить пункт 11. *Длины векторов задержки и усиления должны совпадать!*

5.3. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.11 (Wi-Fi)

Стандарт IEEE 802.11n повышает скорость передачи данных в 11 раз по сравнению с устройствами стандартов 802.11g (максимальная скорость которых равна 54 Мбит/с) при условии использования в режиме 802.11n с другими устройствами 802.11n. Теоретически 802.11n способен обеспечить скорость передачи данных до 600 Мбит/с брутто, применяя передачу данных сразу по четырем антеннам. По одной антенне — до 150 Мбит/с.

Стандарт 802.11n определяет Индекс модуляции и схемы кодирования MCS (Modulation and Coding Scheme). MCS — простое целое число, присваиваемое каждому варианту модуляции (всего возможно 77 вариантов). Каждый вариант определяет тип модуляции радиочастоты (Type), скорость кодирования (Coding Rate), защитный интервал (Short Guard Interval) и значения скорости передачи данных. Сочетание всех этих факторов определяет реальную физическую (PHY) или канальную скорость передачи данных, начиная от 6,5 Мбит/с до 600 Мбит/с (данная скорость может быть достигнута за счет использования всех возможных опций стандарта 802.11n) (табл. 5.2).

Таблица 5.2

Типы модуляции IEEE 802.11n

MCS Index	Type	Coding Rate	Spatial Streams	Data Rate (Mbps) with 20 MHz CH		Data Rate (Mbps) with 40 MHz CH	
				800 ns	400 ns (SGI)	800 ns	400 ns (SGI)
0	BPSK	1/2	1	6.50	7.20	13.50	15.00
1	QPSK	1/2	1	13.00	14.40	27.00	30.00
2	QPSK	3/4	1	19.50	21.70	40.50	45.00
3	16-QAM	1/2	1	26.00	28.90	54.00	60.00
4	16-QAM	3/4	1	39.00	43.30	81.00	90.00
5	64-QAM	2/3	1	52.00	57.80	108.00	120.00
6	64-QAM	3/4	1	58.50	65.00	121.50	135.00
7	64-QAM	5/6	1	65.00	72.20	135.00	150.00
8	BPSK	1/2	2	13.00	14.40	27.00	30.00
9	QPSK	1/2	2	26.00	28.90	54.00	60.00
10	QPSK	3/4	2	39.00	43.30	81.00	90.00
11	16-QAM	1/2	2	52.00	57.80	108.00	120.00
12	16-QAM	3/4	2	78.00	86.70	162.00	180.00
13	64-QAM	2/3	2	104.00	115.60	216.00	240.00
14	64-QAM	3/4	2	117.00	130.00	243.00	270.00
15	64-QAM	5/6	2	130.00	144.40	270.00	300.00
16	BPSK	1/2	3	19.50	21.70	40.50	45.00
...
31	64-QAM	5/6	4	260.00	288.90	540.00	600.00

Тип модуляции и скорость кодирования определяют, как данные будут передаваться в радиоэфир. Например, модуляция BPSK (Binary Phase Shift Keying) была включена в первоначальный стандарт 802.11, в то время как модуляция QAM (Quadrature Amplitude Modulation) была добавлена в 802.11a. Новые методы модуляции (64-QAM) и кодирования, как правило, более эффективные и поддерживают более высокие скорости передачи данных, но устаревшие методы и скорости все еще поддерживаются для обратной совместимости.

Например, для достижения максимальной скорости соединения 300 Мбит/с необходимо, чтобы и точка доступа, и беспроводной адаптер поддерживали два пространственных потока (Spatial Streams) и удвоенную ширину канала 40 МГц. Исходя из полученной скорости соединения, по приведенной выше таблице можно точно определить, сколько потоков и какая ширина канала были задействованы. Так, скорости соединения 65 или 130 Мбит/с говорят о том, что одно из устройств — точка доступа или адаптер — использует одинарную ширину канала 20 МГц.

Расшифруем значения некоторых параметров.

Короткий защитный интервал SGI (Short Guard Interval) определяет интервал времени между передаваемыми символами (наименьшая единица данных, передаваемых за один раз). Этот интервал помогает при приеме данных избежать задержки из-за межсимвольных помех Inter-Symbol Interference (ISI) и преодолеть эхо (отражение звуковых волн). В устройствах стандарта 802.11b/g используется защитный интервал 800 нс, а в устройствах 802.11n есть возможность использования паузы всего в 400 нс. Более короткие интервалы привели бы к большему вмешательству и снижению пропускной способности, в то время как большие интервалы могут привести к нежелательным простоям в беспроводной среде. Короткий защитный интервал (SGI) может повысить скорость передачи данных до 11 %.

MCS значения от 0 до 31 определяют тип модуляции и схемы кодирования, которые будут использоваться для всех потоков. MCS значения с 32 по 77 описывают смешанные комбинации, которые могут быть использованы для модуляций от двух до четырех пространственных потоков.

Точки доступа 802.11n должны поддерживать MCS значения от 0 до 15, в то время как 802.11n станции должны поддерживать MCS значения от 0 до 7. Все другие значения MCS, в том числе связанные с каналами шириной 40 МГц коротким защитным интервалом (SGI), являются опциональными. Определение значения MCS и SGI для всех ваших устройств 802.11n является хорошим способом для определения набора скоростей передачи данных, которые могут быть использованы вашей беспроводной сетью.

Безопасность. Стандарт 802.11n использует те же меры безопасности 802.11i (WPA2), используемые ранее на устройствах стандарта 802.11a/g. VPN может быть использован для защиты кадров 802.11n, несмотря на то, что VPN-шлюзам необходима поддержка более высокой пропускной способности для обеспечения защиты.

Новая система предотвращения вторжений (IPS, Intrusion Prevention System) в беспроводной сети работает так же, как и ранее, и способна обнаруживать и реагировать на небезопасные (Rogue AP) точки доступа 802.11n. Обращаем ваше внимание, что возможно обнаружение устройств 802.11n, работающих только в режимах Non-HT или Mixed HT, но не в «чистом» режиме HT (Greenfield).

Практическая реализация стандарта IEEE 802.11n

Модель стандарта 802.11n, выполненная в Simulink, представлена на рис. 5.21–5.23.

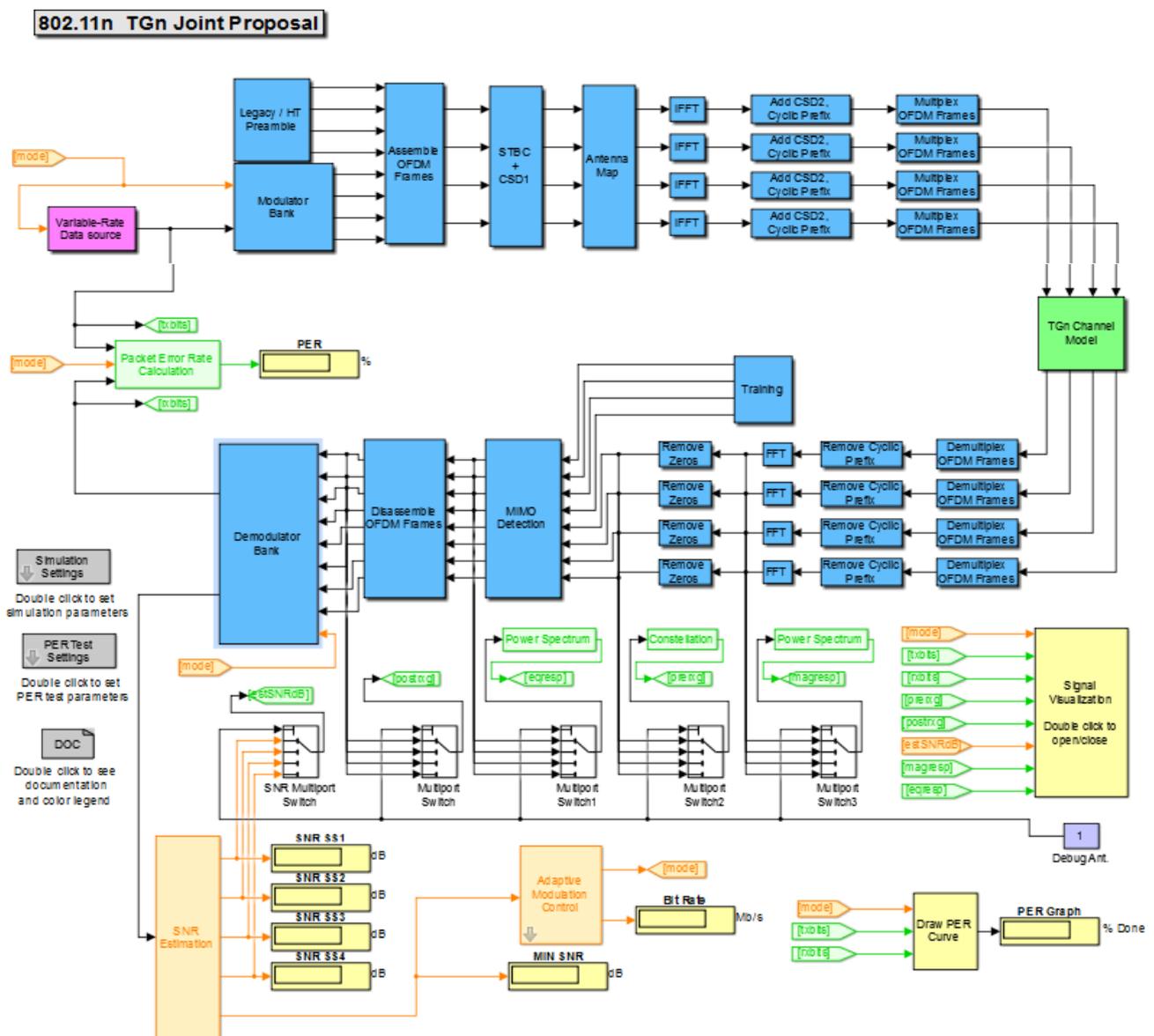


Рис. 5.21. Модель IEEE 802.11n

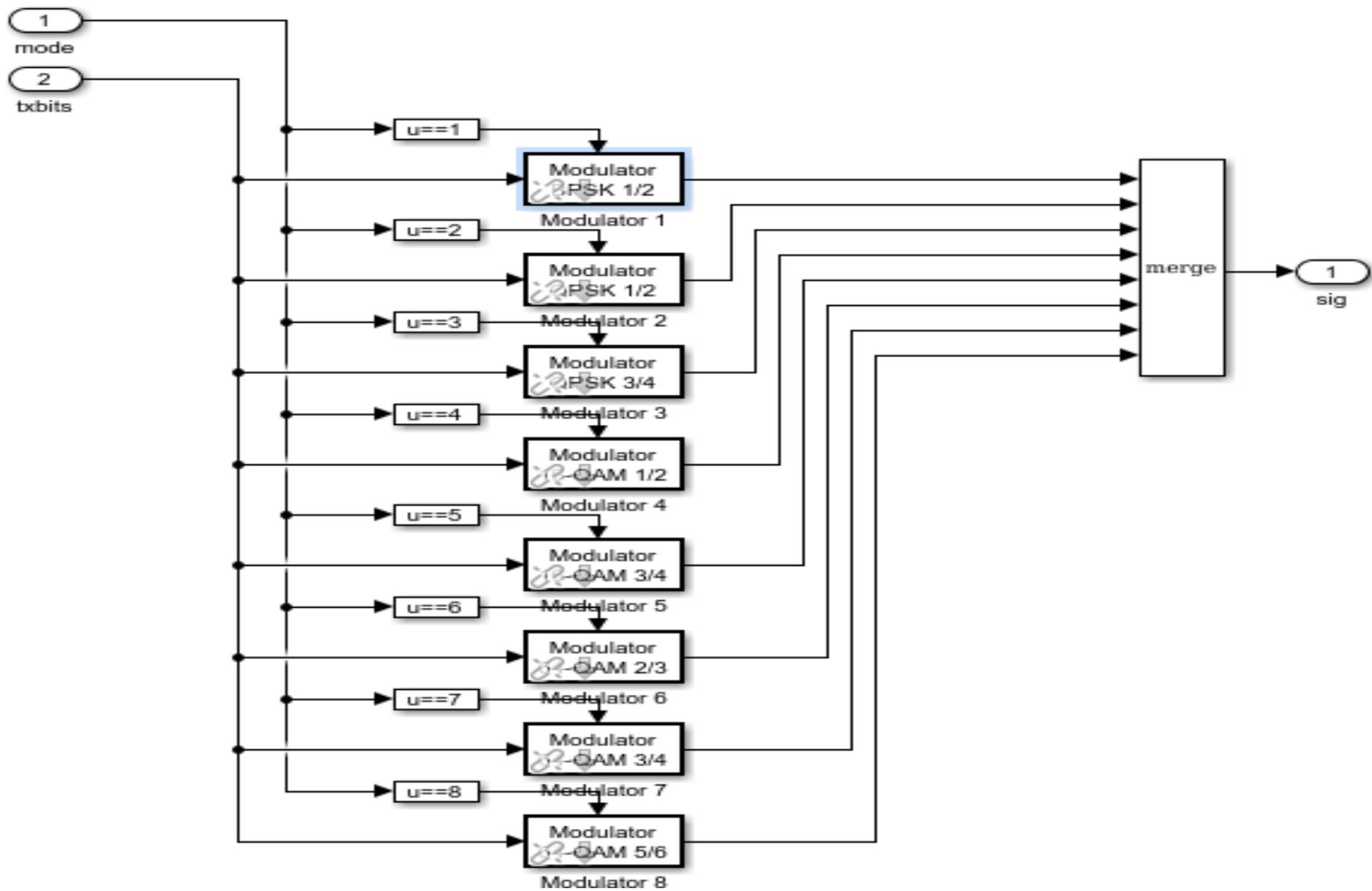


Рис. 5.22. Modulator Bank SS1

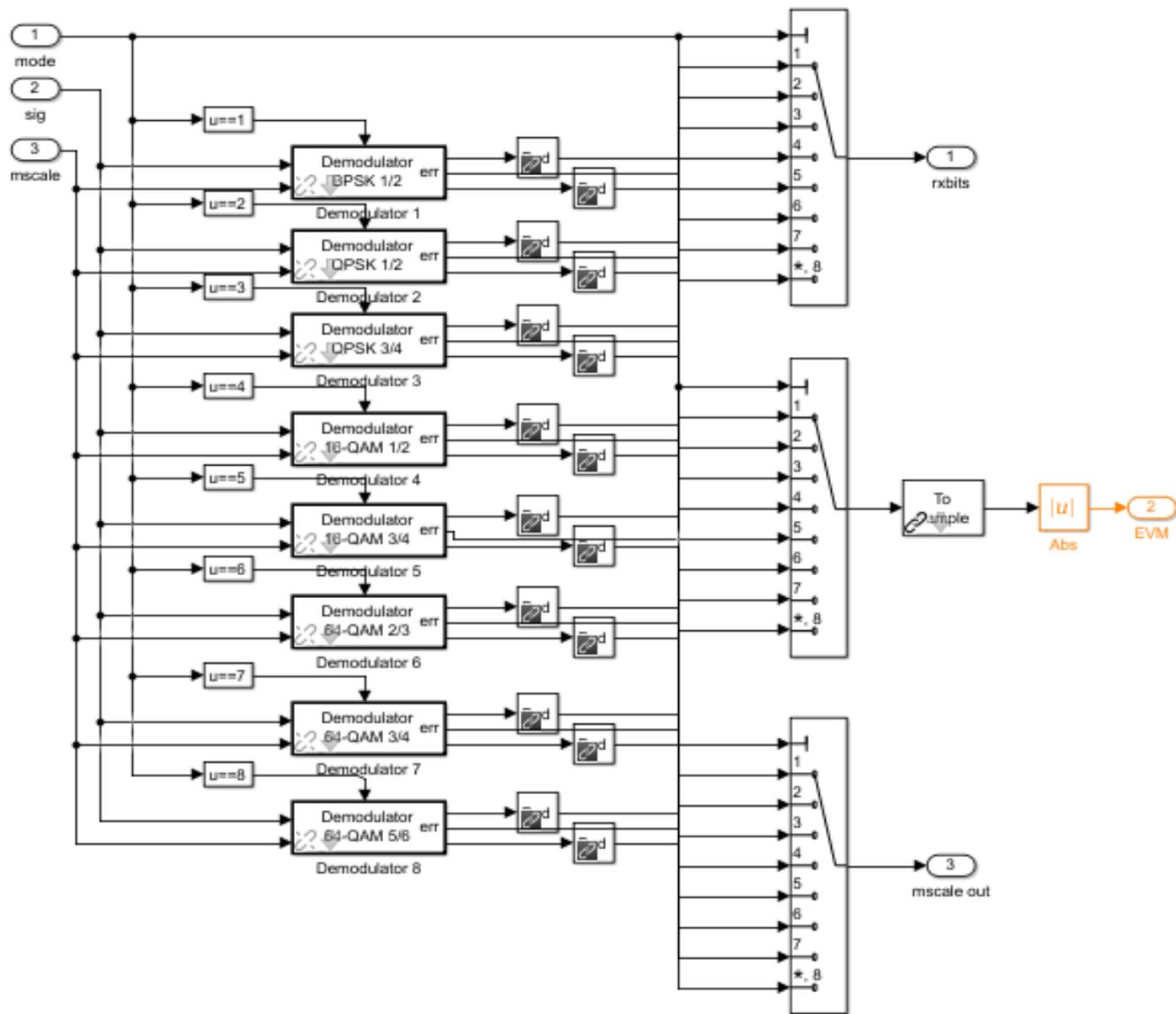


Рис. 5.23. Блок демодуляции

Блок визуализации, который предназначен для отображения передаваемого сигнала, созвездия до и после эквалайзирования, спектра принимаемого сигнала до и после удаления нулевых значений и пилотных поднесущих, а также BER, бит рейта и SNR.

Результаты моделирования. В ходе выполнения данной работы были сняты зависимости PER от SNR для адаптивного алгоритма (рис. 5.24) и для каждого вида модуляции с определенной скоростью кодирования, которые используются в стандарте 802.11n.

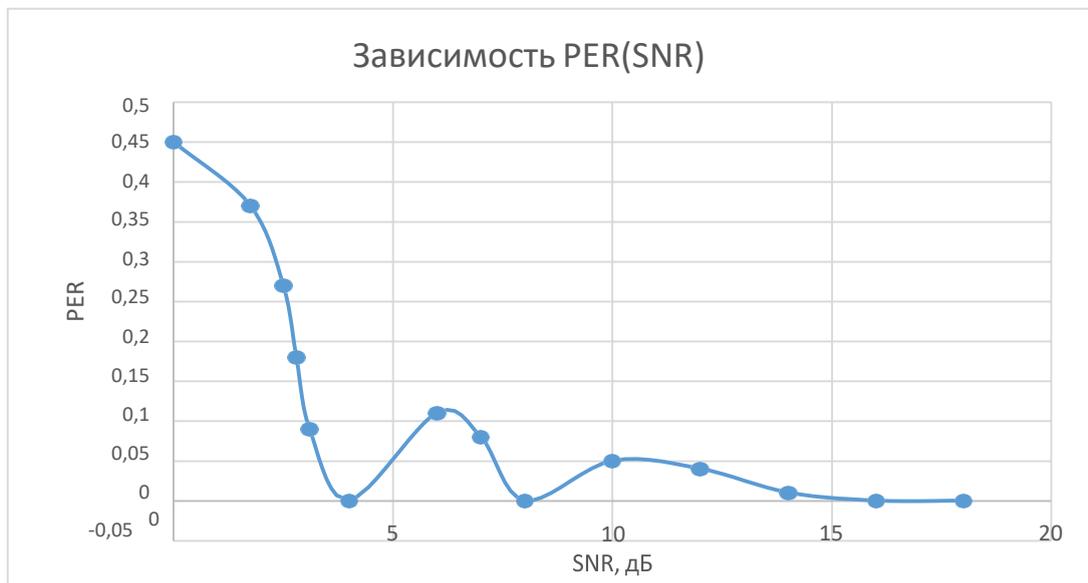


Рис. 5.24. Зависимость PER от SNR при работе адаптивного алгоритма

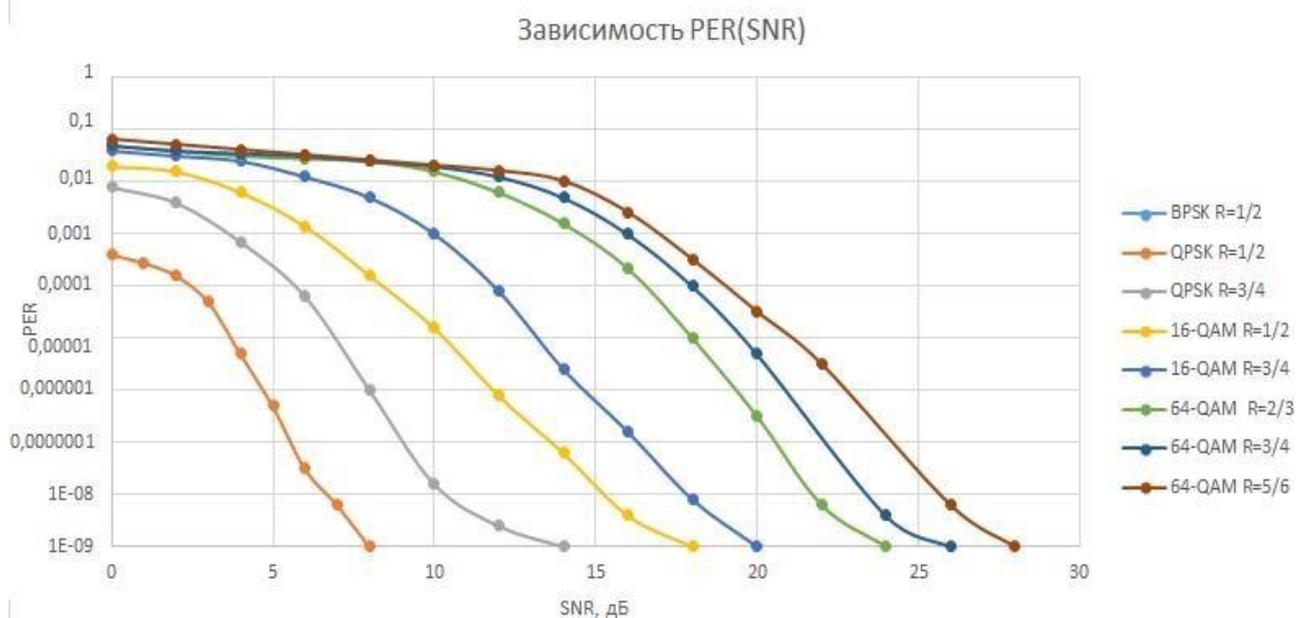


Рис. 5.25. Зависимость PER от SNR для каждого вида модуляции

Согласно рис. 5.25 можно сделать вывод, что PER в зависимости от SNR достигает нуля быстрее для модуляции с меньшей кратностью, а для модуляции одной кратности — при меньшей скорости кодирования. При повышении показателя SNR используются менее помехоустойчивые виды модуляции, но при этом более высокоскоростные, что при большом значении SNR не только имеет место, но и является лучшим вариантом. Это объясняется тем, что PER при некотором значении SNR даже для такого, практически не помехоустойчивого вида модуляции достигает малого, приемлемого для передачи значения (рис. 5.26).

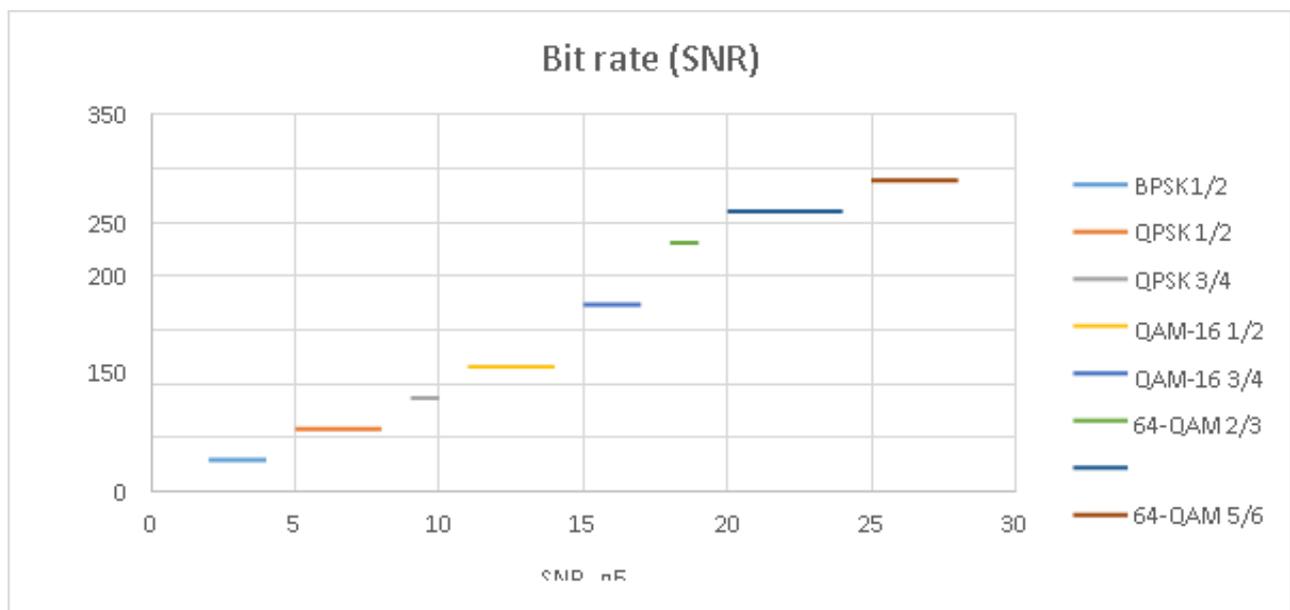


Рис. 5.26. Bit rate при определенном параметре SNR при использовании четырех пространственных потоков

Стоит отметить, что рассматриваемая схема работает только в режиме Legacy, что подразумевает поддержку старых устройств и, таким образом, работу с полосой в 20 МГц. При работе в чистом режиме полоса составляет 40 МГц, что обычно используется в пяти гигагерцовом диапазоне. То есть в чистом режиме скорость передачи была бы в два раза больше — ее максимум составлял бы 600 Мбит/с.

Рассмотрен стандарт связи для передачи данных и управления IEEE 802.11n. Установлено, что PER в зависимости от SNR (для стандарта 802.11n) достигает нуля быстрее для модуляции с меньшей кратностью, а для модуляции одной кратности — при меньшей скорости кодирования. При повышении показателя SNR используются менее помехоустойчивые виды модуляции, но при этом более высокоскоростные, что при большом значении SNR не только имеет место, но и является лучшим вариантом. Это объясняется тем,

что PER при некотором значении SNR даже для такого, непомехоустойчивого вида модуляции достигает малого, приемлемого для передачи значения.

В ходе выполнения данной работы также установлено, что при повышении отношения сигнал/шум используются более высокоскоростные алгоритмы передачи путем изменения вида модуляции и скорости кодирования.

Проанализировано различие в скорости передачи при работе в различных режимах. В режиме Legacy максимальная скорость передачи составляет 300 Мбит/с, что в два раза меньше максимальной скорости передачи для «чистого» режима. Это объясняется тем, что режим Legacy подразумевает совместимость стандарта 802.11n со старыми устройствами, которые работают в диапазоне 2,4 ГГц и используют для передачи полосу в 20 МГц. Хотя стандарт 802.11n может поддерживать полосу в 40 МГц, но в диапазоне 2,4 ГГц, ввиду передачи в нем с различных старых устройств может произойти наложение 40-мегагерцового сигнала на соседние каналы в 20 МГц. Именно поэтому в режиме Legacy используется полоса в 20 МГц. В «чистом» режиме, который используется в диапазоне 5 ГГц, полоса составляет 40 МГц, что и объясняет большую скорость передачи.

5.4. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.15.4 (ZIGBEE)

Среди наиболее известных беспроводных технологий можно выделить Wi-Fi, Wi-Max, Bluetooth, Wireless USB и относительно новую технологию — ZigBee, которая изначально разрабатывалась с ориентацией на промышленные применения.

Каждая из этих технологий имеет свои уникальные характеристики, которые определяют соответствующие области применения (рис. 5.27).



Рис. 5.27. Внешний вид микросхемы ZigBee

Анализ беспроводных технологий показывает, что высокоскоростные технологии Wi-Fi, Wi-Max, Bluetooth, Wireless USB предназначены в первую очередь для обслуживания компьютерной периферии и устройств мультимедиа. Они оптимизированы для передачи больших объемов информации на высоких скоростях, работают в основном по топологии «точка-точка» или «звезда» и малоприспособлены для реализации сложных разветвленных промышленных сетей с большим количеством узлов. Напротив, технология ZigBee имеет достаточно скромные показатели скорости передачи данных и расстояния между узлами, но обладает следующими важными с точки зрения применения в промышленности преимуществами:

1. Она ориентирована на преимущественное использование в системах распределенного мульти-микропроцессорного управления со сбором информации с интеллектуальных датчиков, где вопросы минимизации энергопотребления и процессорных ресурсов являются определяющими.

2. Предоставляет возможность организации самоконфигурируемых сетей со сложной топологией, в которых маршрут сообщения автоматически определяется не только числом исправных или включенных/выключенных на текущий момент устройств (узлов), но и качеством связи между ними, которое автоматически определяется на аппаратном уровне.

3. Обеспечивает масштабируемость — автоматический ввод в работу узла или группы узлов сразу после подачи питания на узел.

4. Гарантирует высокую надежность сети за счет выбора альтернативного маршрута передачи сообщений при отключениях/сбоях в отдельных узлах.

5. Поддерживает встроенные аппаратные механизмы шифрации сообщений AES-128, исключая возможность несанкционированного доступа в сеть.

Организация сети ZigBee

ZigBee — относительно новый стандарт беспроводной связи, который изначально разрабатывался как средство для передачи небольших объемов информации на малые расстояния с минимальным энергопотреблением. Фактически этот стандарт описывает правила работы программно-аппаратного комплекса, реализующего беспроводное взаимодействие устройств друг с другом.

Стек протоколов ZigBee представляет собой иерархическую модель, построенную по принципу семиуровневой модели протоколов передачи данных в открытых системах OSI (Open System Interconnection). Стек включает в себя уровни стандарта IEEE 802.15.4, отвечающие за реализацию канала связи, и

программные сетевые уровни, и уровни поддержки приложений, определенные спецификацией ZigBee. Модель реализации стандарта связи ZigBee представлена на рис. 5.28.

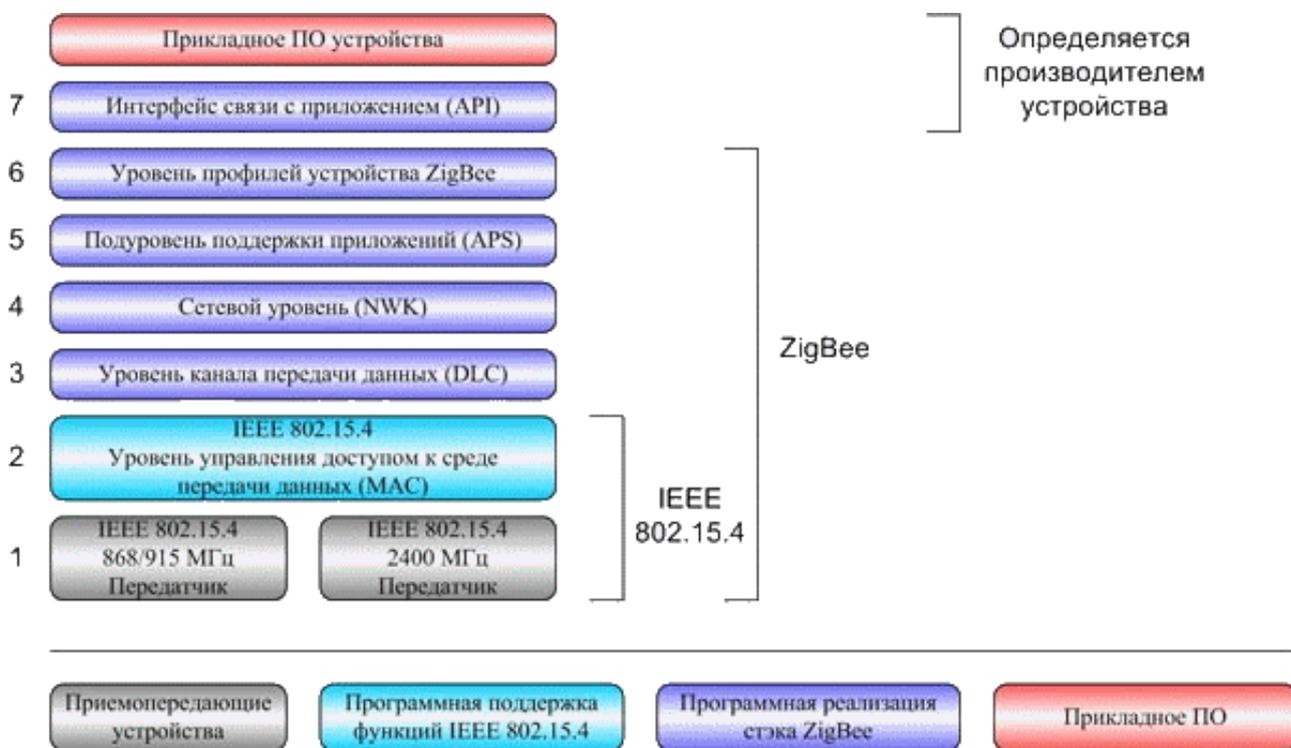


Рис. 5.28. Многоуровневая модель стандарта связи ZigBee

Стандарт IEEE 802.15.4 определяет два нижних уровня стека: уровень доступа к среде (MAC) и физический уровень передачи данных в среде распространения (PHY), то есть нижние уровни протокола беспроводной передачи данных. Альянс определяет программные уровни стека ZigBee от уровня канала передачи данных (Data Link Control) до уровня профилей устройств (ZigBee Profiles). Прием и передача данных по радиоканалу осуществляется на физическом уровне PHY, определяющем рабочий частотный диапазон, тип модуляции, максимальную скорость, число каналов. Уровень PHY осуществляет активацию-деактивацию приемопередатчика, детектирование энергии принимаемого сигнала на рабочем канале, выбор физического частотного канала, индикацию качества связи при получении пакета данных и оценку свободного канала. Важно понимать, что стандарт 802.15.4 — это физическое радио (микросхема радио-приемопередатчика), а ZigBee — это логическая сеть и программный стек, обеспечивающие функции безопасности и маршрутизации.

Далее в структуре стека ZigBee следует уровень контроля доступа к среде IEEE 802.15.4 MAC, осуществляющий вход и выход из сети устройств, органи-

зацию сети, формирование пакетов данных, реализацию различных режимов безопасности (включая 128-битное шифрование AES), 16- и 64-битную адресацию.

Уровень MAC обеспечивает различные механизмы доступа в сеть, поддержку сетевых топологий от «точка-точка» до «многочейковая сеть», гарантированный обмен данными (АСК, CRC), поддерживает потоковую и пакетную передачи данных.

Для предотвращения нежелательных взаимодействий возможно использование временного разделения на основе протокола CSMA-CA (протокол множественного доступа к среде с контролем несущей и предотвращением коллизий).

Временное разделение ZigBee базируется на использовании режима синхронизации, при котором подчиненные сетевые устройства, большую часть времени находящиеся в «спящем» состоянии, периодически «просыпаются» для приема сигнала синхронизации от сетевого координатора, что позволяет устройствам внутри локальной сетевой ячейки знать, в какой момент времени осуществлять передачу данных. Данный механизм, основанный на определении состояния канала связи перед началом передачи, позволяет существенно сократить (но не устранить) столкновения, вызванные передачей данных одновременно несколькими устройствами. Стандарт 802.15.4 основывается на полудуплексной передаче данных (устройство может либо передавать, либо принимать данные), что не позволяет использовать метод CSMA-CA для обнаружения коллизий — только для их предотвращения.

В спецификации стека предусмотрены три типа устройств: координатор, маршрутизатор и конечное устройство.

Координатор инициализирует сеть, управляет ее узлами, хранит информацию о настройках каждого узла, задает номер частотного канала и идентификатор сети PAN ID, а в процессе работы может являться источником, приемником и ретранслятором сообщений.

Маршрутизатор отвечает за выбор пути доставки сообщения, передаваемого по сети от одного узла к другому, и в процессе работы также может являться источником, приемником или ретранслятором сообщений. Если маршрутизаторы имеют соответствующие возможности, они могут определять оптимизированные маршруты к определенной точке и хранить их для последующего использования в таблицах маршрутизации.

Оконечное устройство не участвует в управлении сетью и ретрансляции сообщений, являясь только источником/приемником сообщений.

Среди свойств ZigBee следует особо выделить поддержку сложных топологий сетей. Именно за счет этого, при относительно малой максимальной дальности связи двух близлежащих устройств, возможно расширить зону

покрытия сети в целом. Также этому способствует 16-битная адресация, позволяющая объединять в одну сеть более 65 тыс. устройств (рис. 5.29).

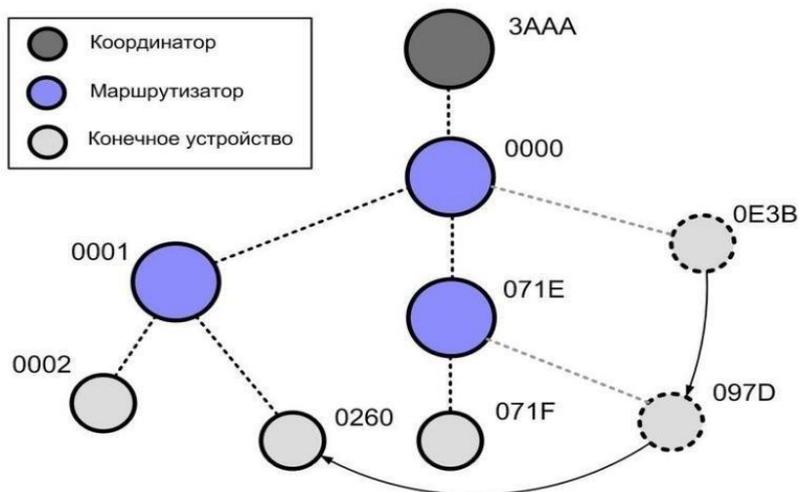


Рис. 5.29. Динамика сети стандарта ZigBee

Спецификация стандарта IEEE 802.15.4

Спецификация ZigBee-стека определяет сетевой уровень, уровни безопасности и доступа к приложению и может использоваться совместно с решениями на базе стандарта 802.15.4 для обеспечения совместимости устройств (табл. 5.3).

Таблица 5.3

Спецификация стандарта IEEE 802.15.4

Стандарт	802.15.4 ZigBee™		
Частота	868 МГц	915 МГц	2,4 ГГц
Число каналов/шаг	1/–	10/2 МГц	16/5 МГц
География распространения	Европа	Америка	Весь мир
Макс. скорость, модуляция	20 кбит/с, BPSK	40 кбит/с, BPSK	250 кбит/с, O-QPSK
Выходная мощность, ном.	0 dBm (1 мВт)	0 dBm (1 мВт)	0 dBm (1 мВт)
Дальность	10–100 м		
Чувствительность (спецификация)	–92 dBm	–92 dBm	–85 dBm
Размер стека	4–32 кбайт		
Срок службы батареи	От 100 до 1 000 и более дней		
Размер сети	65 536 (16-битные адреса), 2 ⁶⁴ (64-битные адреса)		

Практическая часть

Задание:

1. Собрать схему.
2. Подготовить схемы для реализации Стандарта ZigBee 802.15.4, основываясь на примере, представленном в отчете.
3. Изменять SNR в пределах от 1 до 100 (не менее 4-х точек).
4. Построить графики зависимости SNR от BER.
5. Все поэтапное исследование представить в отчете.

В рабочем поле необходимо собрать схему для работы стандарта ZigBee 802.15.4. Схема представлена на рис. 5.30.

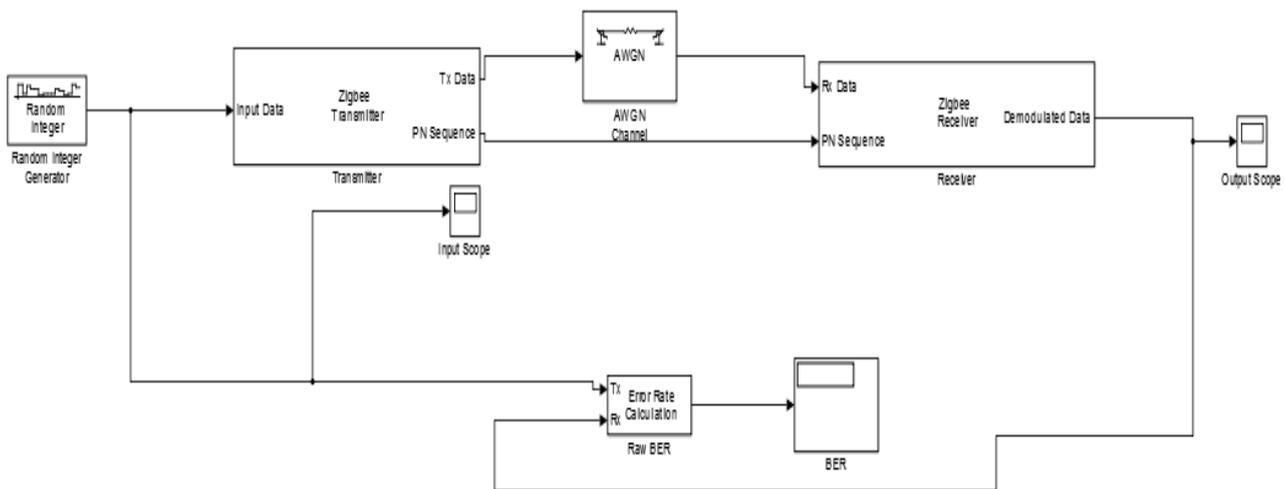


Рис. 5.30. Схема стандарта ZigBee 802.15.4 Simulink MATLAB

В состав схемы входят:

- Random Integer Generator;
- ZigBee Transmitter;
- AWGN Channel (канал передачи);
- ZigBee Receiver;
- Error Rate Calculation (анализатор ошибок);
- Display.

В разделе построена схема стандарта ZigBee 802.15.4 в среде Simulink. Построен график зависимости BER от SNR. Из графика (рис. 5.31) видно, что при увеличении значения сигнал/шум снижается количество ошибок.

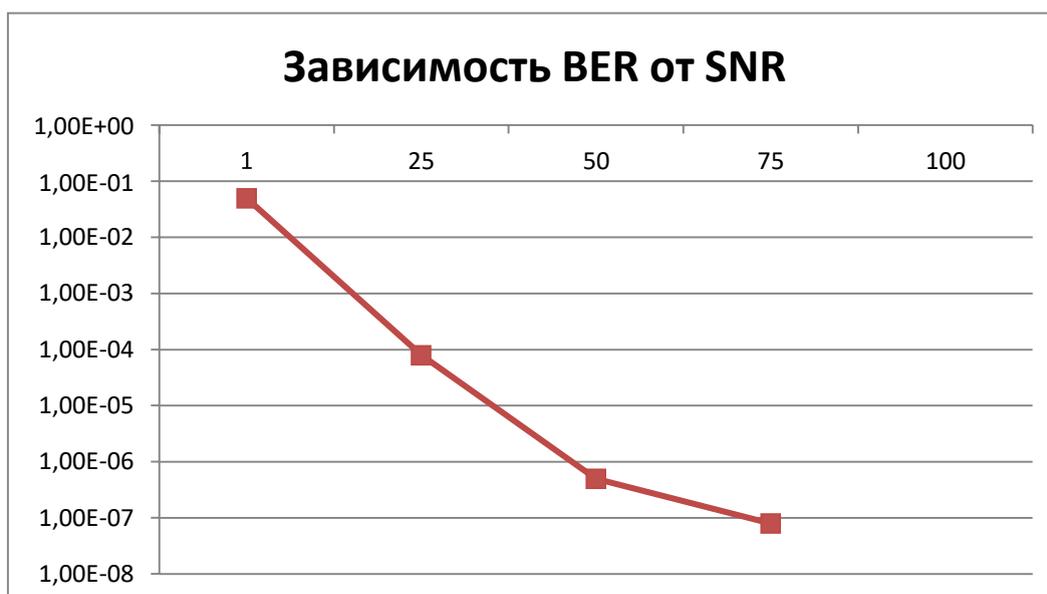


Рис. 5.31. График зависимости BER от SNR

5.5. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.15.1 (BLUETOOTH)

Стандарт Bluetooth является компромиссным с точки зрения соотношения параметров экономичность/дальность/скорость. По своей функциональности возможности применения в различных приложениях он имеет наибольшее число пересечений с другими стандартами группы Short Range RF. Поэтому для начала рассмотрим именно его.

Основная идея Bluetooth заключалась в создании универсального, надежного и очень дешевого радиointерфейса беспроводного доступа. Технология Bluetooth позволяет обеспечить сопряжение с различным профессиональным бытовым оборудованием в режимах передачи речи, данных и мультимедиа, при этом гарантируется его электромагнитная совместимость с другим домашним или офисным оборудованием. Как было указано в таблице, существуют всего три класса устройств Bluetooth, если градировать их по излучаемой мощности: 1-й — до 100 м (до 100 мВт); 2-й — до 10 м (до 2,5 мВт); 3-й — до 1 м (до 1 мВт).

Для определения модели поведения при установлении соединения между различными типами устройств в технологии Bluetooth введено понятие «профиль». Этим термином обозначается набор функций и возможностей, которые использует Bluetooth в качестве механизма транспортировки. Профили гарантируют возможность обмена информацией между устройствами разных производителей. Bluetooth SIG определяет 15 стандартных профилей:

- Generic Access Profile (GAP);
- Service Discover Application Profile (SDAP);
- Serial Port Profile (SPP);
- Dial-up Networking Profile (DUNP);
- Generic Object Exchange Profile (GOEP);
- Object Push Profile (OPP);
- File Transfer Profile (FTP);
- Synchronization Profile (SP);
- AV Control, Headset Profile (HSP);
- Advanced Audio Distribution Profile (A2DP);
- Basic Imaging Profile (BIP);
- Handsfree Profile (HFP);
- Human Interface Device Profile (HID);
- LAN Access Profile (LAP);
- Sim-Card Access Profile (SAP).

По характеру взаимодействия с внешними устройствами и приложениями архитектура всех существующих модулей Bluetooth может быть разделена на три вида (рис. 5.32). Модули с двухпроцессорной архитектурой (рис. 5.32, *а*) не содержат в себе программного высокоуровневого стека Bluetooth с поддержкой стандартных профилей. Это значит, что необходимые профили Bluetooth должны быть реализованы на внешнем процессоре. Взаимодействие внешнего процессора с модулем происходит через виртуальный интерфейс HCI (Host Controller Interface). В частном случае HCI может быть реализован через аппаратный интерфейс SPI или UART.

Модули Bluetooth со встроенной двухпроцессорной архитектурой (рис. 5.32, *б*) являются наиболее распространенными. Данная разновидность архитектуры подразумевает наличие стека Bluetooth высокого уровня с поддержкой стандартных профилей непосредственно во внутреннем процессоре модуля. В этом случае приложение, работающее на внешнем процессоре, взаимодействует с модулем Bluetooth через аппаратные интерфейсы.

Однопроцессорная архитектура (рис. 5.32, *в*) является наименее распространенной. Для ее реализации разработчик должен создать специальное приложение, которое будет работать на внутреннем процессоре модуля Bluetooth. В этом случае модуль превращается в автономное устройство, доступ к которому через внешние аппаратные интерфейсы закрыт.

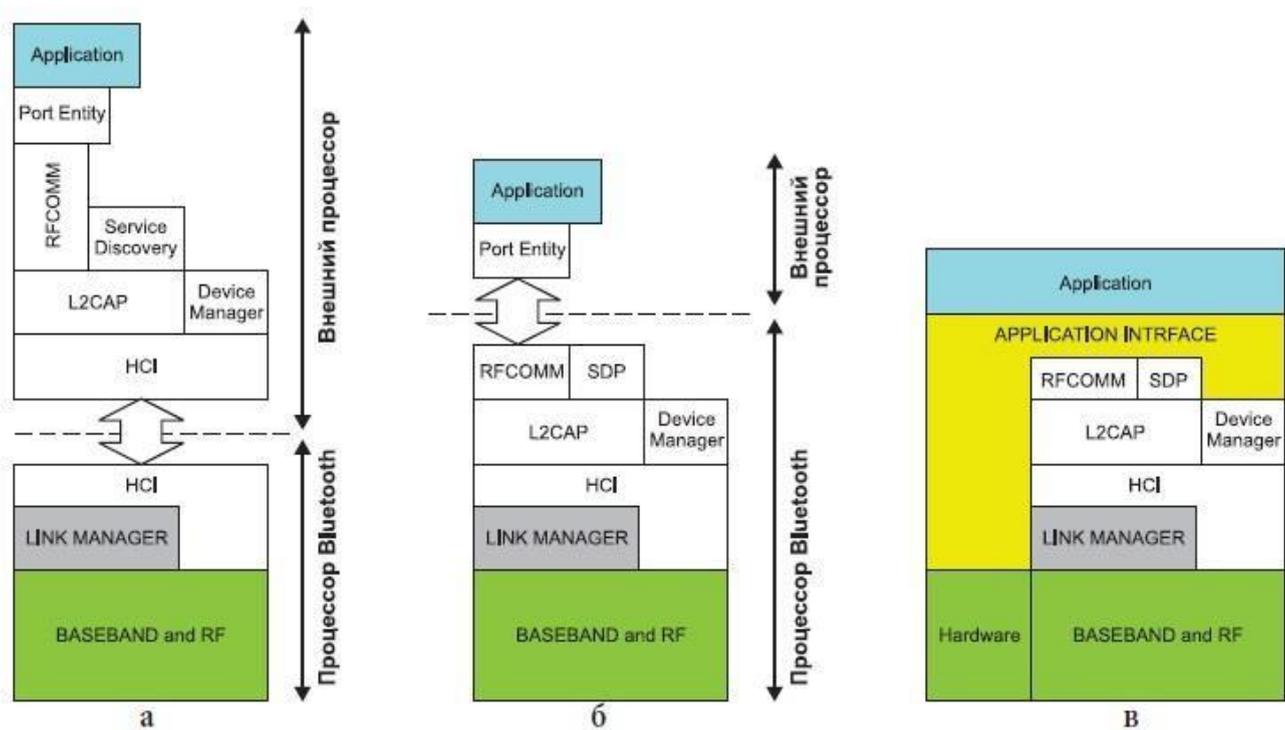


Рис. 5.32. Разновидности архитектуры модулей стандарта Bluetooth:

а — двухпроцессорная; *б* — встроенная двухпроцессорная; *в* — однопроцессорная

Принадлежность модуля к той или иной архитектуре может определяться как его аппаратной реализацией, так и внутренним программным обеспечением. Например, в частном случае один и тот же модуль Bluetooth может быть отнесен к любой из трех разновидностей архитектуры в зависимости от типа прошивки, загруженной во внутренний процессор модуля. Такой подход пользуется наибольшей популярностью среди зарубежных производителей.

Чтобы получить наиболее полное представление о роли Bluetooth среди других представителей группы Short Range RF, обратимся к истории (рис. 5.33).

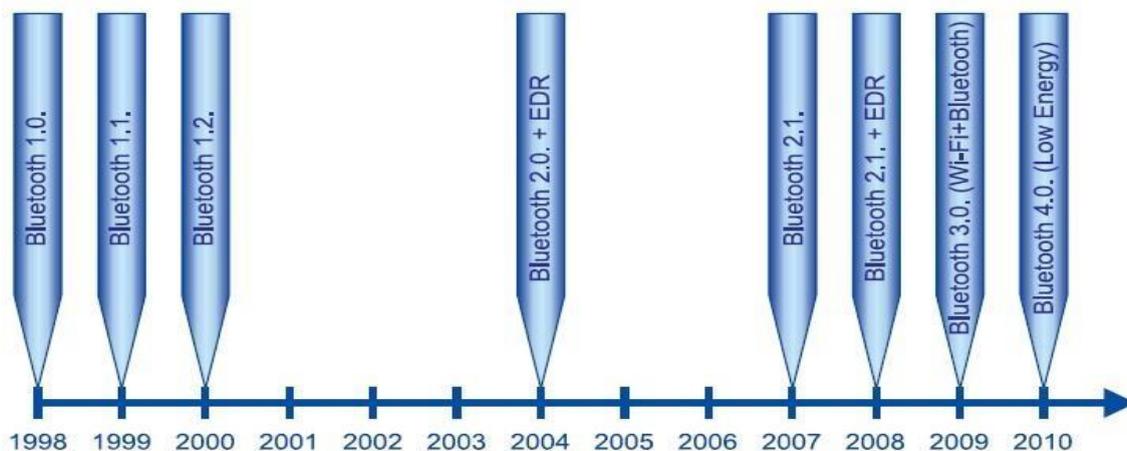


Рис. 5.33. Хронология развития стандарта Bluetooth

Развитие Bluetooth с самого начала шло по пути увеличения скорости обмена данными, снижения энергопотребления, повышения безопасности и надежности соединения. Вплоть до версии 3.0 сохранялась обратная совместимость всех версий Bluetooth между собой. До сих пор в эксплуатации встречаются устройства Bluetooth версий 1.1 и 1.2, которые успешно используются совместно с 2.0 и 2.1.

Bluetooth 3.0 является чем-то средним между Bluetooth и Wi-Fi. Модули с ее поддержкой соединяют в себе две радиосистемы: первая обеспечивает передачу данных в 3 Мбит/с (стандартная для Bluetooth 2.0) и имеет низкое энергопотребление; вторая совместима со стандартом 802.11 (Wi-Fi) и обеспечивает возможность передачи данных со скоростью до 24 Мбит/с (сравнима со скоростью сетей Wi-Fi). Выбор радиосистемы для передачи данных зависит от размера передаваемого файла. Это один из наиболее ярких примеров объединения двух разных технологий для завоевания новых сегментов рынка. Правда, успеха эта попытка не имела: распространения Bluetooth 3.0 не получил.

Bluetooth 4.0 не имеет обратной совместимости с предыдущими версиями. Сверхнизкое энергопотребление достигается за счет использования специального алгоритма работы. Передатчик включается только на время отправки данных, что обеспечивает возможность работы от одной батарейки типа CR2032 в течение нескольких лет. Стандарт предоставляет скорость передачи данных в 1 Мбит/с при размере пакета 8–27 байт. В новой версии два Bluetooth-устройства смогут устанавливать соединение менее чем за 5 мс и поддерживать его на расстоянии до 100 м. Для этого используется усовершенствованная коррекция ошибок, а необходимый уровень безопасности обеспечивает 128-битное шифрование.

Предполагается, что Bluetooth 4.0 будет конкурировать и вытеснять ZigBee в классе малопотребляющих радиочастотных устройств с поддержкой сложных сетей. Это также является ярким примером пересечения двух разных технологий, в данном случае — ZigBee и Bluetooth.

Проанализировав современное состояние технологии Bluetooth, можно обозначить плюсы и минусы. К *достоинствам* стандарта относятся:

- высокий уровень стандартизации и совместимость между устройствами Bluetooth разных производителей;
- защита передаваемых данных;
- низкая стоимость;
- высокая дальность действия (до 1 000 м);
- универсальность и большое разнообразие модулей под разные задачи.

Среди *недостатков* отметим:

– относительно высокое энергопотребление (работа от автономных источников питания не всегда возможна). Предполагается, что этого недостатка будет лишена новая версия спецификации Bluetooth 4.0;

– относительно невысокая скорость обмена данными (до 1 Мбит/с). Как правило, реальная скорость обмена данными ограничивается пропускной способностью внешних аппаратных интерфейсов модуля.

Одно из основных преимуществ стандарта Bluetooth заключается в его высоком уровне стандартизации и широчайшем распространении в составе пользовательских электронных устройств. Это позволяет в ряде случаев практически в два раза сэкономить время и затраты на разработку при проектировании некоторой системы сбора данных, телеметрии или управления на основе Bluetooth, поскольку в качестве одной из сторон беспроводного обмена данными может выступать, например, обычный серийно выпускаемый ноутбук или коммуникатор с поддержкой данной технологии.

Исходя из характерных особенностей модулей Bluetooth, сформировались их области применения в России и за рубежом:

1) автомобильная электроника. Модули Bluetooth могут использоваться в бортовых автомобильных системах контроля и управления. Эта область применения характерна для России;

2) системы удаленного управления и телеметрии. Здесь устройства Bluetooth могут использоваться наряду с модулями технологий Wi-Fi, ZigBee, Short Range RF 434/868 МГц. Данная область применения в равной степени актуальна как для России, так и для зарубежных стран.

Ноутбуки, сотовые телефоны, смартфоны, торговые терминалы со встроенной функцией Bluetooth. Bluetooth — это современная технология беспроводной передачи данных, позволяющая соединять друг с другом практически любые устройства: мобильные телефоны, ноутбуки, принтеры, цифровые фотоаппараты и даже холодильники, микроволновые печи, кондиционеры. Соединить можно все, что соединяется (то есть имеет встроенный микрочип Bluetooth). Технология стандартизирована, следовательно, проблемы несовместимости устройств от конкурирующих фирм быть не должно.

Bluetooth — это маленький чип, представляющий собой высокочастотный (2,4–2,48 ГГц) приемопередатчик, работающий в диапазоне ISM (Industry, Science and Medicine; промышленный, научный и медицинский). Для использования этих частот не требуется лицензия (исключения рассмотрим ниже). Скорость передачи данных, предусмотриваемая стандартом, составляет порядка 720 Кбит/с в асимметричном режиме и 420 Кбит/с в полнодуплексном режиме.

Обеспечивается передача трех голосовых каналов, но не видеосигнала. Энергопотребление (мощность передатчика) не должно превышать 10 мВт. Изначально технология предполагала возможность связи на расстоянии не более 10 метров. Сегодня некоторые фирмы предлагают микросхемы Bluetooth, способные поддерживать связь на расстоянии до 100 м. Как радиотехнология Bluetooth способна «обходить» препятствия, поэтому соединяемые устройства могут находиться вне зоны прямой видимости. Соединение происходит автоматически, как только Bluetooth-устройства оказываются в пределах досягаемости, причем не только по принципу точка — точка (два устройства), но и по принципу точка — много точек (одно устройство работает с несколькими другими). Естественно, для реализации технологии Bluetooth на практике необходимо определенное программное обеспечение (ПО). Кстати, в новую версию операционной системы MS Windows Whistler встроена поддержка Bluetooth.

«Частотный конфликт»

Тот факт, что частотный диапазон 2,4 ГГц свободен от лицензирования, вносит определенные сложности в использование Bluetooth-устройств. В этом диапазоне работают также различные медицинские приборы, бытовая техника, беспроводные телефоны, беспроводные локальные сети стандарта IEEE. Вполне логично предположить, что они могут «конфликтовать» друг с другом. Во избежание интерференции с другими беспроводными устройствами Bluetooth работает по принципу скачкообразной перестройки частоты (1 600 скачков в секунду). Переход с одной частоты на другую происходит по псевдослучайному алгоритму. Это позволяет «освободить» нужные другим устройствам частоты.

Моделирование Bluetooth

Модель состоит из трех основных блоков (рис. 5.34):

1. Передатчик.
2. Канал.
3. Приемник.

Канал имеет три режима работы:

1. Нет канала.
2. AWGN-канал.

Также имеется генератор сигнала стандарта 802.11, который как раз может конфликтовать с сигналами Bluetooth, для чего и применяется скачкообразная перестройка частоты.

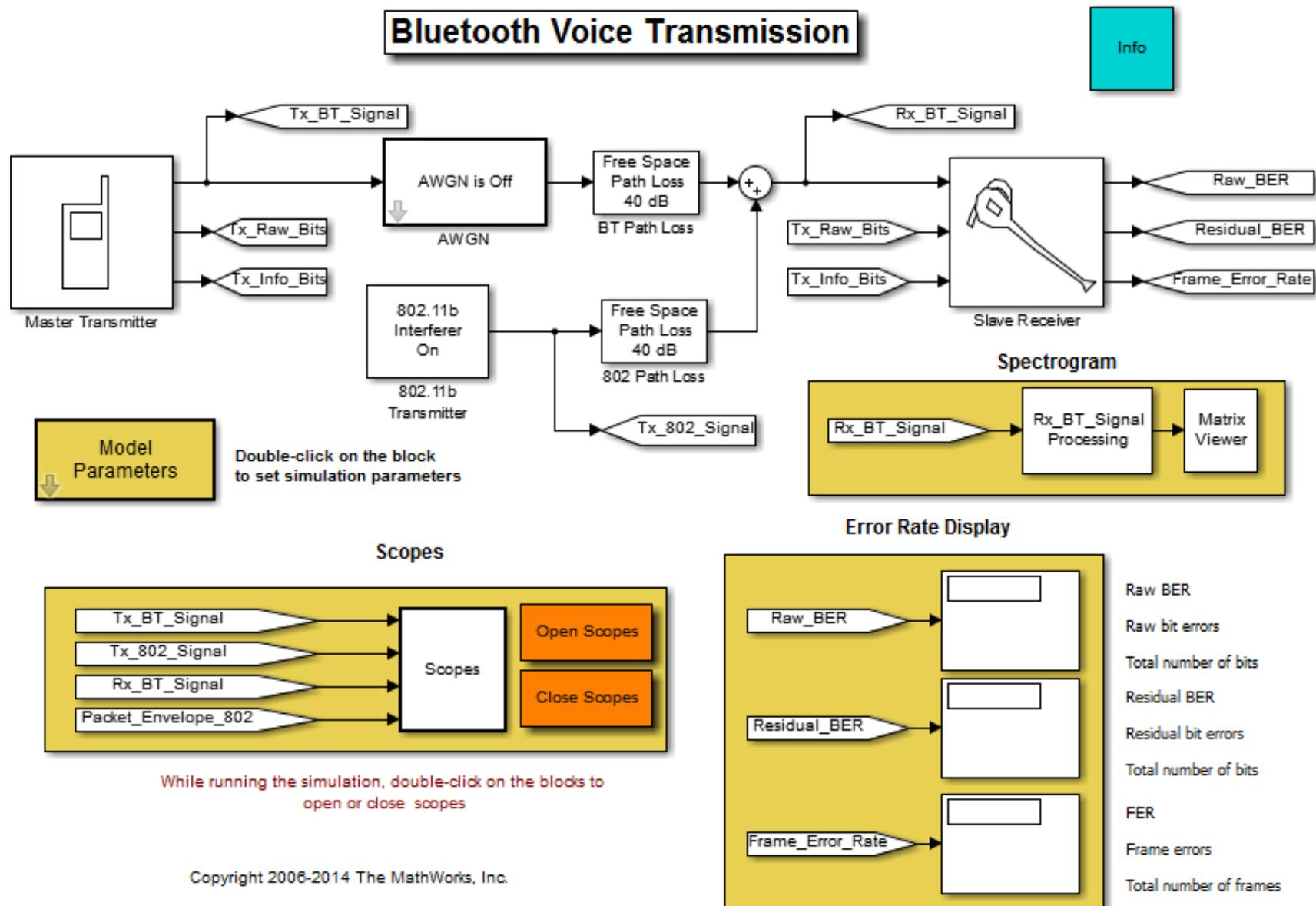


Рис. 5.34. Модель Bluetooth в MATLAB

Результаты моделирования. В результате моделирования данной схемы система строит три графика: спектр сигнала, временную форму сигнала и зависимость изменения рабочей частоты во времени (скачкообразная перестройка). На графике ниже представлен спектр Bluetooth сигнала в один из моментов времени. Одним из минусов метода перестройки частоты в системе Bluetooth являются задержки, которые хорошо видны на данной диаграмме при моделировании, также о них будет сказано ниже (рис. 5.35).

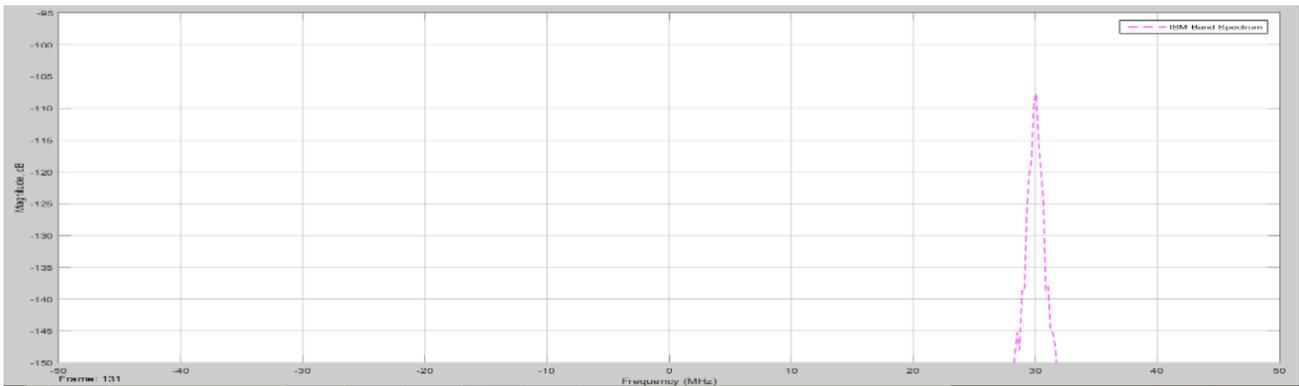


Рис. 5.35. Спектр Bluetooth без мешающего сигнала 802.11

Временная форма сигнала представляет просто набор битов, как и во многих современных системах связи. О значениях каждого бита (структуре кадра) была сказано ранее.

На рис. 5.36 хорошо видно изменение частоты от времени. На рисунке на оси абсцисс представлена частота, а на оси ординат — время. Видно, что по оси времени перестройка с одной частоты на другую занимает определенное время, что относят к недостаткам системы Bluetooth.

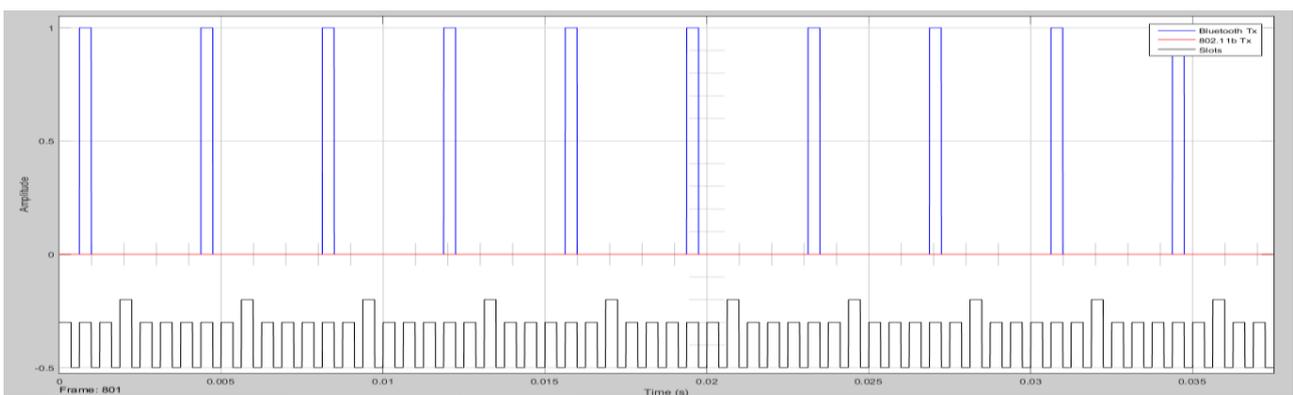


Рис. 5.36. Временная диаграмма Bluetooth без мешающего сигнала 802.11

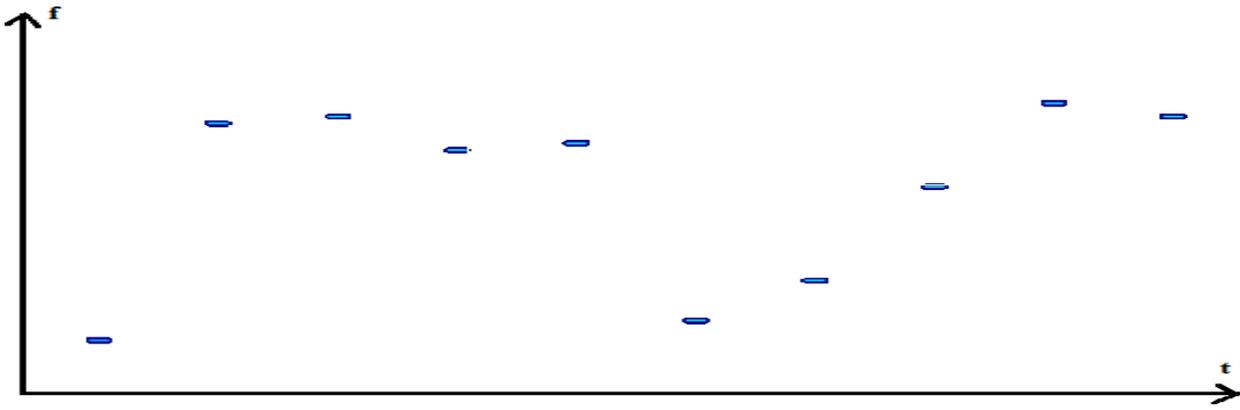


Рис. 5.37. Пример скачков частоты Bluetooth во времени без мешающего сигнала 802.11(Wi-Fi)

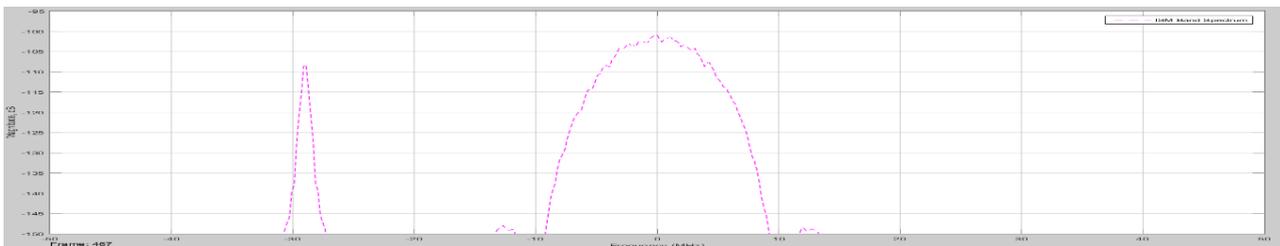


Рис. 5.38. Спектр Bluetooth с мешающим сигналом 802.11

На рис. 5.38 представлен спектр вместе с мешающим сигналом. Здесь прекрасно видно, почему для построения системы Bluetooth был выбран алгоритм FHSS, который позволяет ему работать в одном диапазоне частот со стандартом 802.11, не мешая друг другу.

Благодаря тому, что спектры сигналов разнесены в частотной области, перекрытие их во временной не играет большой роли, т. к. сигналы можно без проблем разделить (рис. 5.39).

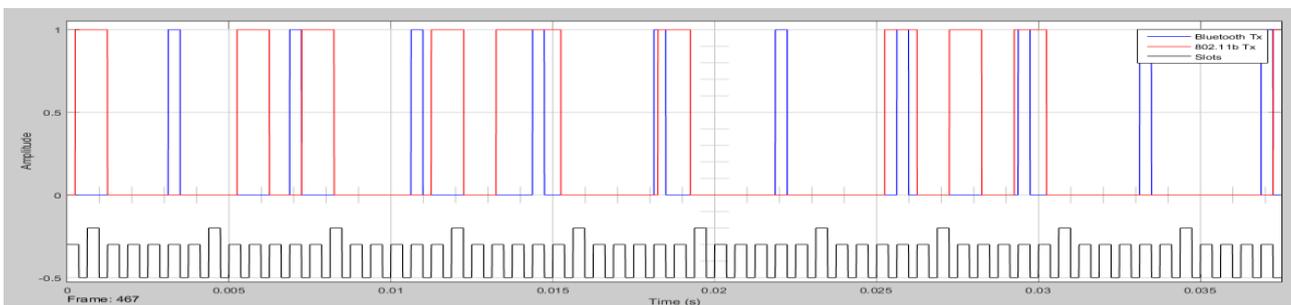


Рис. 5.39. Временная диаграмма Bluetooth с мешающим сигналом 802.11

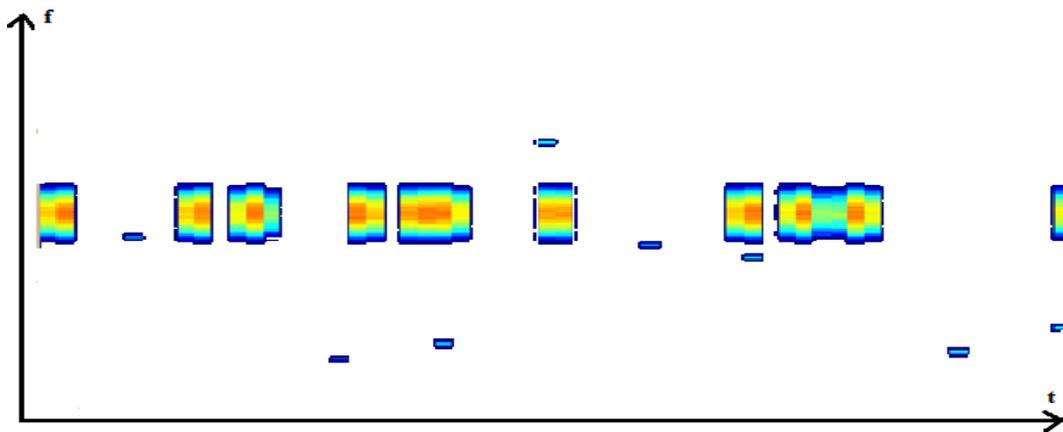


Рис. 5.40. Пример скачков частоты Bluetooth во времени с мешающим сигналом 802.11

Из рис. 5.40 прекрасно видно, что во время работы устройства стандарта 802.11 рабочая частота системы Bluetooth находится достаточно далеко по спектру, а в некоторые моменты занимает свободный диапазон стандарта 802.11.

Красным цветом (верхняя кривая рис. 5.41) выделен график при включенном мешающем сигнале 802.11.

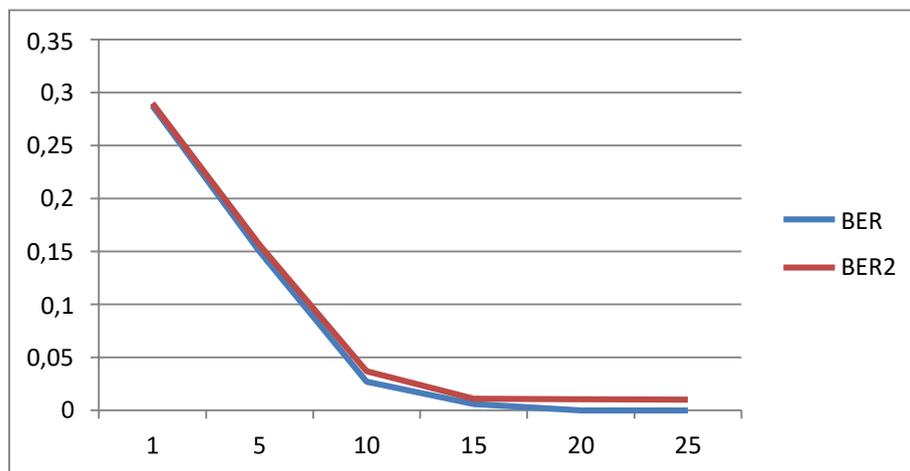


Рис. 5.41. Зависимость BER от SNR

Благодаря алгоритму FHSS система не сильно подвержена влиянию других стандартов передачи данных, работающих в том же диапазоне частот.

В разделе показана технология передачи данных 802.15.1 Bluetooth, а также использована модель передачи звука по такой системе в системе Simulink.

С помощью модели были построены временная диаграмма сигнала, спектр и FHSS-спектр сигнала Bluetooth при воздействии мешающего сигнала и без него. Также была построена зависимость BER от SNR.

На основе графиков зависимости BER от SNR (рис. 5.41) видно, что мешающий сигнал 802.11 оказывает незначительное влияние на передачу данных. На рис. 5.37 видно, что во время передачи сигнала 802.11 сигнал Bluetooth совершает скачок на другую частоту, что также хорошо видно на рис. 5.40.

5.6. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.16 (WiMAX)

Существующие системы проводной цифровой связи уже не могут в полной мере удовлетворять растущим потребностям высокоскоростного широкополосного доступа. Важнейшими их недостатками являются длительные сроки прокладки, сложности расширения, высокие затраты, проблема «последней мили». Основной и является так называемая проблема «последней мили». Высокоскоростные цифровые соединительные линии DSL (Digital Subscriber Line) не снимают этой проблемы.

Технология WiMAX позволяет разрешить эту проблему в кратчайшие сроки, так как не требует прокладки соединительных линий к зданиям. Значительно проще развернуть по городу сеть базовых станций (наподобие сети станций сотовой связи). Каждая базовая станция в типовом варианте покрывает зону радиусом 6–8 км (возможны зоны радиусом до 30–50 км). В этой зоне каждая базовая станция (BS) по схеме «точка-многоточка» способна передавать/принимать сигналы от сотен зданий, внутри которых находится телекоммуникационное оборудование пользователей.

Под аббревиатурой WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) понимается технология операторского класса с высоким качеством сервиса, которая основана на семействе стандартов IEEE 802.16, разработанных международным институтом инженеров по электротехнике и электронике (IEEE). Обеспечивает мультисервисность, гибкое распределение частот, задание приоритетов различным видам трафика, возможность обеспечения разного уровня качества (QoS), поддержку интерфейсов IP. Эта технология позволяет параллельно передавать голос, мультимедийную информацию и цифровые данные по одному каналу связи. Важным преимуществом является возможность быстро наращивать емкость и расширять территорию связи.

Технология WiMAX представляет прекрасную возможность обеспечивать беспроводной доступ всем пользователям цифрового оборудования, включая оборудование беспроводных локальных сетей, технологии Wi-Fi, к глобальным сетям, являясь связующим звеном между локальными сетями и глобальными сетями.

Стандарты IEEE 802.16. Форум WiMAX

При переходе к созданию систем широкополосного радиодоступа с интеграцией услуг стало понятно, что основополагающие принципы, заложенные в беспроводные системы на предыдущих этапах, нуждаются в существенной корректировке. На сигнальном уровне первостепенное значение приобрело оптимальное использование спектрального ресурса радиоканала при любых соотношениях «скорость — помехоустойчивость». На уровне протоколов стало необходимым обеспечивать заданный уровень качества обслуживания каждому абоненту сети.

Основным преимуществом сетей WiMAX по сравнению с другими технологиями, призванными решать аналогичные задачи, является относительно быстрое развертывание систем на достаточно больших территориях без проведения работ по прокладке кабеля и предоставление конечным пользователям каналов связи в единицы Мбит/с, что особенно актуально для мест с неразвитой сетевой инфраструктурой. Основным конкурентом сетей WiMAX являются системы связи четвертого поколения LTE E UTRA.

На сегодняшний день беспроводные сети городского масштаба представлены следующими стандартами:

- IEEE 802.16e-2005, 2009 (WiMAX);
- ETSI HiperMAN;
- IEEE 802.20 (WBWA).

Необходимо различать стандарты связи серии IEEE 802.16 (рис. 5.42) и форум WiMAX. Стандарты серии IEEE 802.16 — это множество стандартов, определяющих беспроводные сети городского масштаба (WMAN — Wireless Metropolitan Area Network), разработаны для обеспечения беспроводным широкополосным доступом стационарных и мобильных пользователей. Форум WiMAX является некоммерческой организацией для продвижения и сертификации устройств беспроводного широкополосного доступа, основанных на согласованном стандарте IEEE 802.16/ETSI HiperMAN. Сотрудничает с поставщиками услуг, производителями оборудования, производителями тестового оборудования, сертификационными лабораториями и поставщиками программно-аппаратных ресурсов для обеспечения соответствия ожиданиям заказчика и государственным стандартам.

Стандарты серии IEEE 802.16 определяют радиointерфейс для систем широкополосного беспроводного доступа (уровни MAC и PHY, рис. 5.70) с фиксированными и мобильными абонентами в диапазоне частот 1–66 ГГц, рассчитанных на внедрение в городских распределенных беспроводных сетях опе-

раторского класса. Сети, построенные на основе этих стандартов, займут промежуточное положение между локальными сетями (IEEE 802.11x) и региональными сетями (WAN), где планируется применение разрабатываемого стандарта IEEE 802.20. Указанные стандарты совместно со стандартами IEEE 802.15 (PAN — Personal Area Network) и IEEE 802.17 (мосты уровня MAC) образуют иерархию стандартов беспроводной связи.

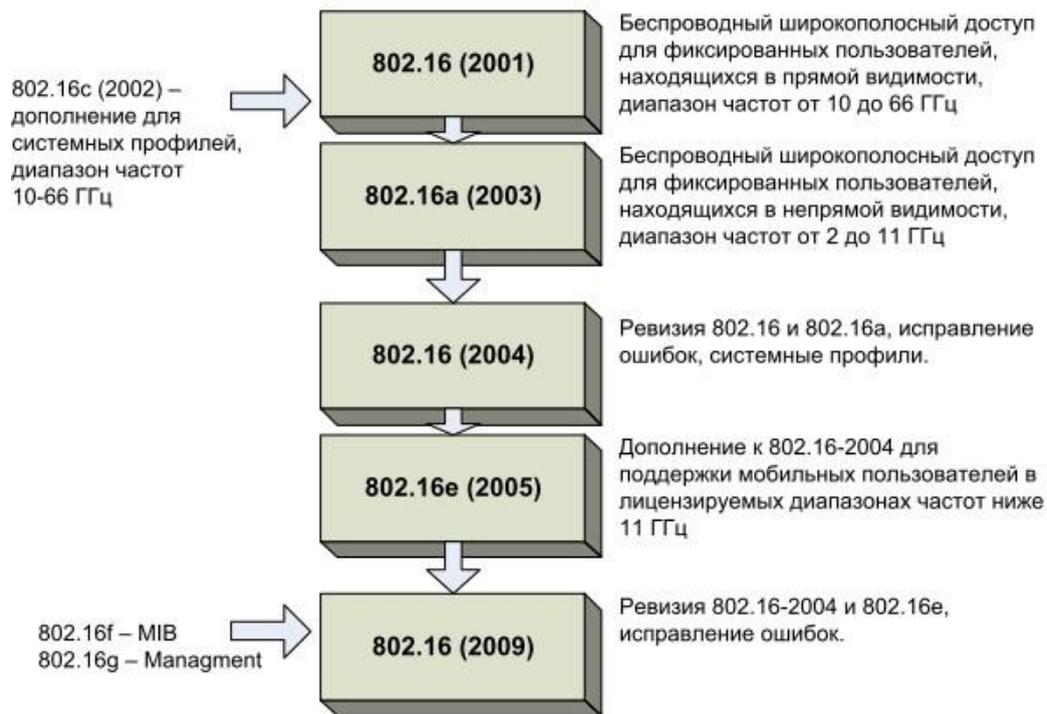


Рис. 5.42. Эволюция стандартов IEEE 802.16

Физический уровень WiMAX

На физическом уровне в стандарте IEEE 802.16-2004 определены три метода передачи данных: метод модуляции одной несущей (SC), метод ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) и метод множественного доступа на основе такого мультиплексирования (OFDMA) [2].

Спецификация физического уровня WirelessMAN-OFDM является наиболее интересной с точки зрения практической реализации. Она базируется на технологии OFDM, что значительно расширяет возможности оборудования, в частности позволяет работать на относительно высоких частотах в условиях отсутствия прямой видимости. Кроме того, в нее включена поддержка топологии «каждый с каждым» (mesh) [3], при которой абонентские устройства могут одновременно функционировать и как базовые станции, что сильно упрощает развертывание сети и помогает преодолеть проблемы прямой видимости.

Модуляция OFDM

При формировании OFDM-сигнала [4] цифровой поток данных делится на несколько подпотоков, и каждая поднесущая связывается со своим подпотоком данных. Амплитуда и фаза поднесущей вычисляются на основе выбранной схемы модуляции. Согласно стандарту отдельные поднесущие могут модулироваться с использованием бинарной фазовой манипуляции (BPSK), квадратурной фазовой манипуляции (QPSK) или квадратурной амплитудной манипуляции (QAM) порядка 16 или 64. В передатчике амплитуда как функция фазы преобразуется в функцию от времени с помощью обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ). В приемнике с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) осуществляется преобразование амплитуды сигналов как функции от времени в функцию от частоты.

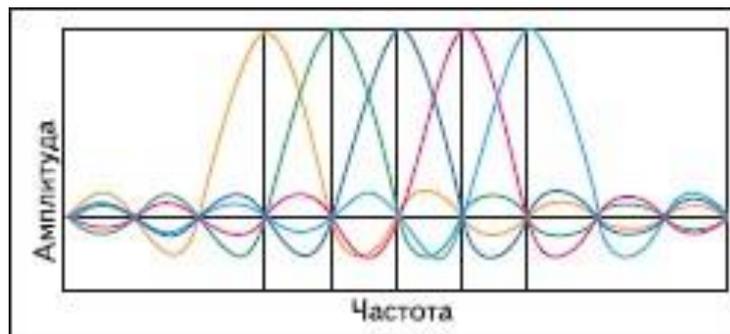


Рис. 5.43. Ортогональные поднесущие

Применение преобразования Фурье позволяет разделить частотный диапазон на поднесущие, спектры которых перекрываются, но остаются ортогональными. Ортогональность поднесущих означает, что каждая из них содержит целое число колебаний на период передачи символа. Как видно на рис. 5.43, спектральная кривая любой из поднесущих имеет нулевое значение для «центральной» частоты смежной кривой. Именно эта особенность спектра поднесущих и обеспечивает отсутствие между ними интерференции.

Одним из главных преимуществ метода OFDM является его устойчивость к эффекту многолучевого распространения. Эффект вызывается тем, что излученный сигнал, отражаясь от препятствий, приходит к приемной антенне разными путями, вызывая межсимвольные искажения. Этот вид помех характерен для городов с разноэтажной застройкой из-за многократных отражений радиосигнала от зданий и других сооружений. Для того чтобы избежать межсимвольных искажений, перед каждым OFDM-символом вводится защитный интервал, называемый циклическим префиксом. Циклический префикс представля-

ет собой фрагмент полезного сигнала, что гарантирует сохранение ортогональности поднесущих (но только в том случае, если отраженный сигнал при многолучевом распространении задержан не больше, чем на длительность циклического префикса). Кроме того, циклический префикс позволяет выбрать окно для преобразования Фурье в любом месте временного интервала символа (рис. 5.44).

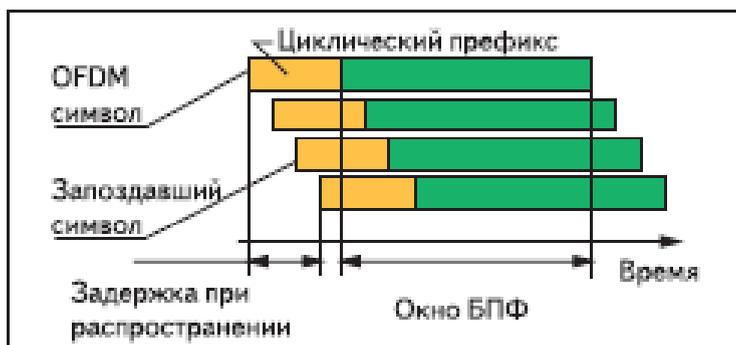


Рис. 5.44. Обработка OFDM-символа при многолучевом распространении

Канальное кодирование данных

Многолучевое распространение радиосигнала может приводить к ослаблению и даже полному подавлению некоторых поднесущих вследствие интерференции прямого и задержанного сигналов. Для решения этой проблемы используется помехоустойчивое кодирование. В стандарте IEEE 802.16-2004 предусмотрены как традиционные технологии помехоустойчивого кодирования, так и относительно новые методы. К традиционным относится сверточное кодирование с декодированием по алгоритму Витерби и коды Рида — Соломона. К относительно новым — блочные и сверточные турбокоды. Для увеличения эффективности кодирования без снижения скорости кода применяется перемежение данных. Перемежение увеличивает эффективность кодирования, поскольку пакеты ошибок дробятся на мелкие фрагменты, с которыми справляется система кодирования.

Уровень доступа к среде сетей WiMAX

Подуровни стандарта IEEE 802.16

Физический уровень стандарта IEEE802.16 организует непосредственную доставку потоков данных между БС и АС. Все задачи, относящиеся к формированию структур этих данных, а также контроль передачи потоков производится на MAC-уровне (Medium Access Control). Оборудование стандарта IEEE 802.16

создает транспортную среду для трансляции потоков различных услуг (сервисов). Поток услуги (*service flow*) — центральная концепция MAC-протокола.

Обобщенная задача уровня MAC — это поддержка механизма различных услуг верхнего уровня. Разработчики стандарта стремились реализовать единый для всех приложений протокол MAC-уровня, независимо от особенностей физического канала, что позволяет сопрягать терминалы конечных пользователей с кабельными сетями передачи.

Физически среды передачи в разных соединениях сети могут быть различны, но структура данных одинакова. В одном канале могут работать (не одновременно) десятки различных абонентских терминалов. Абоненты являются потребителями самых разных сервисов (приложений) в виде соединений по протоколу IP. Качество услуг (QoS) каждого отдельного соединения не должно изменяться при передаче информации через сети IEEE 802.16e. Алгоритмы и механизмы доступа MAC-уровня должны решать эти задачи.

MAC-уровень IEEE 802.16 включает три подуровня:

- 1) подуровень преобразования потоков услуг (CS — Convergence Sublayer);
- 2) основной подуровень (CPS — Common Part Sublayer);
- 3) подуровень безопасности (PS — Privacy Sublayer).

На **подуровне преобразования потоков** услуг осуществляется преобразование потоков данных протоколов верхних уровней для передачи по сети WiMAX. Стандарт предусматривает свой механизм трансформации для каждого типа приложений верхних уровней. При этом можно реализовать различные протоколы пакетной передачи данных: ATM, PPP, IEEE 802.3 (Ethernet).

Общий подуровень доступа к среде. В общей части подуровня MAC реализованы методы множественного доступа, управления ресурсами, установки соединений и функции поддержки работоспособности системы. В ядре MAC-подуровня также обеспечивается работа системы безопасности WiMAX и предоставляется точка входа на физический уровень сети для передачи данных по радиointерфейсу.

Подуровень безопасности осуществляет криптозащиту данных и механизмы аутентификации/предотвращения несанкционированного доступа. С этой целью реализованы наборы алгоритмов криптозащиты и протокол управления ключами шифрования.

Описание экспериментальной установки и методики измерений

В ходе данной работы были изучены существующие программы для симуляции физического уровня системы связи на основе технологии WiMAX.

Схема исследуемой системы приведена на рис. 5.45.

IEEE 802.16-2004 OFDM PHY link, Including Space-Time Block Coding

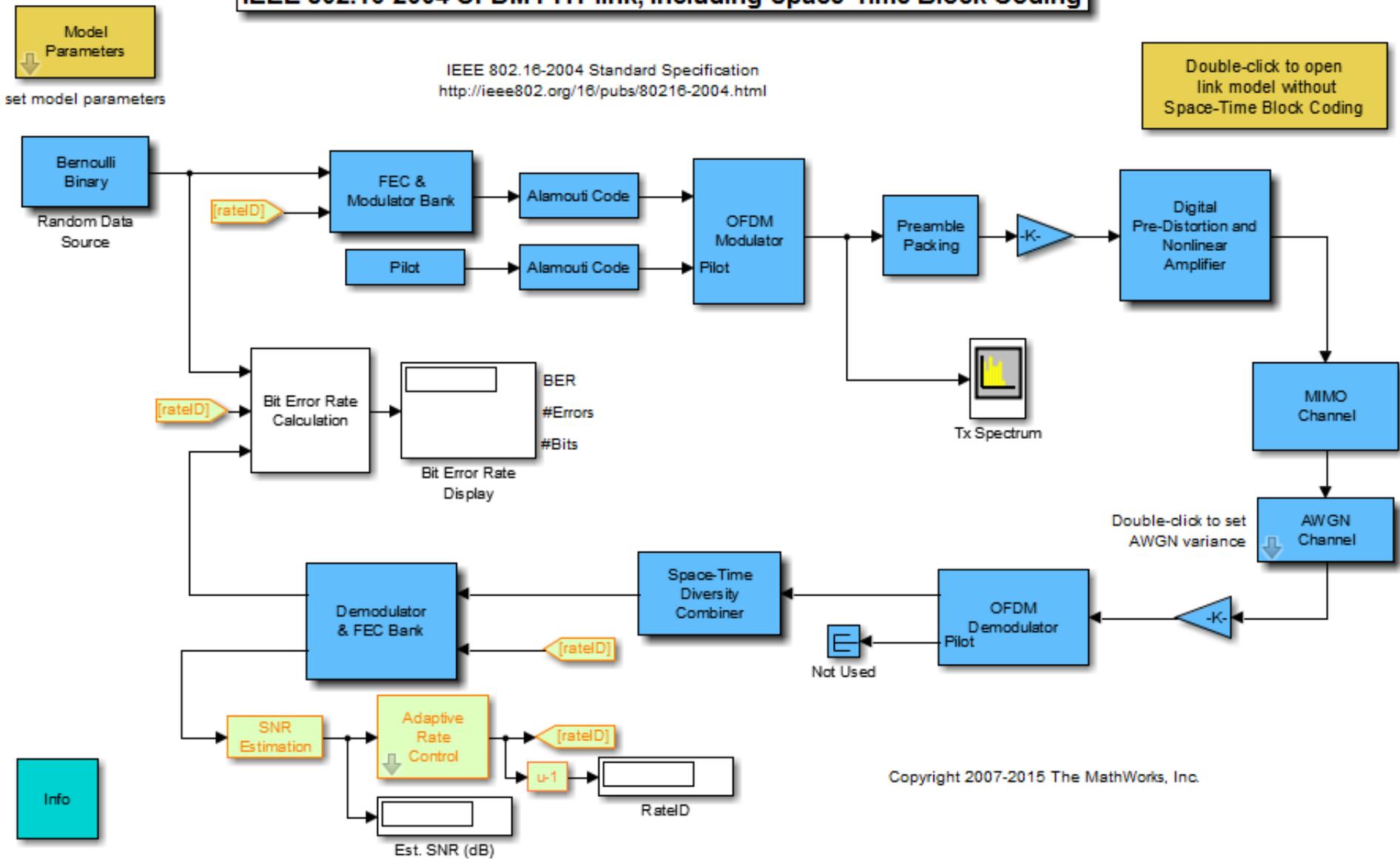


Рис. 5.45. Модель IEEE 802.16-2004 OFDM в MATLAB 2015b

Параметры источника случайной последовательности Bernulli Binary приведены на рис. 5.46.

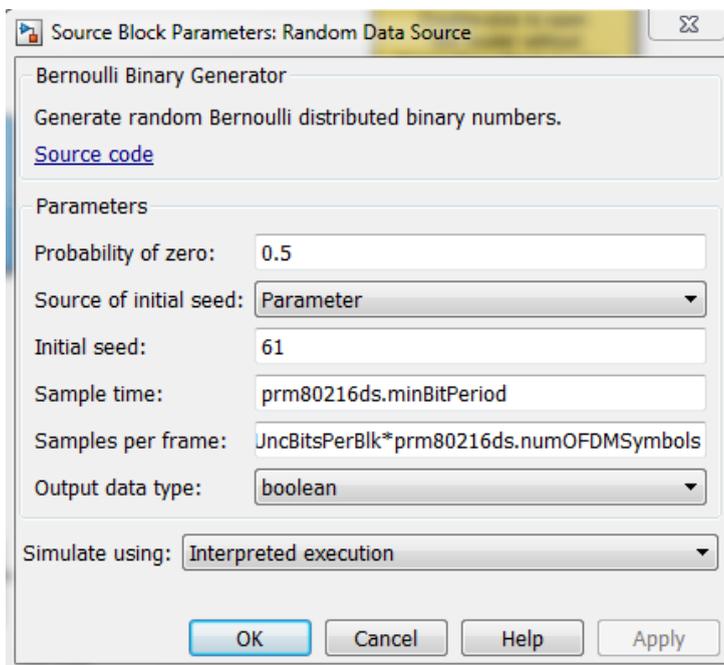


Рис. 5.46. Параметры блока Bernulli Binary

При проведении симуляции существует возможность изменения ряда параметров системы в следующих блоках.

Общие параметры модели (блок «Model Parameters») приведены на рис. 5.47.

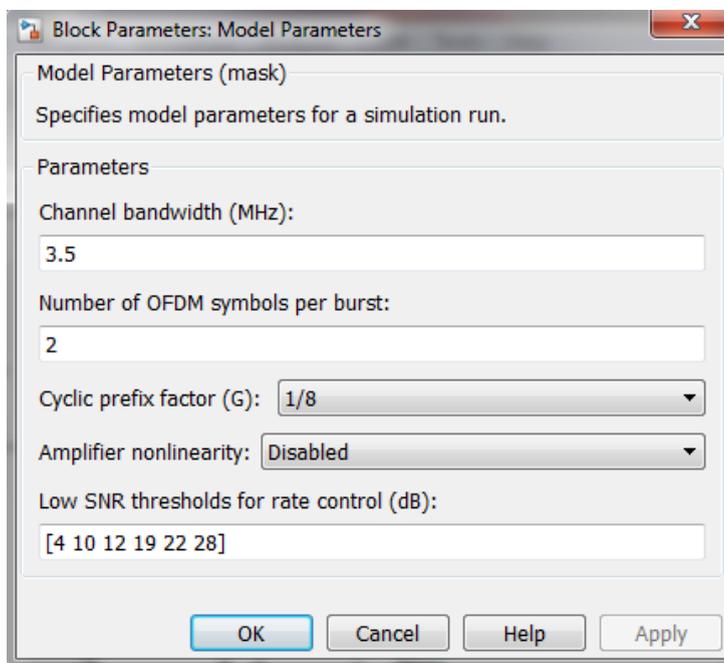


Рис. 5.47. Параметры системы, изменяемые в блоке «Model Parameters»

Блок помехоустойчивого кодирования и модуляции («FEC & Modulator Bank», рис. 5.48) производит формирование сигнально-кодовой конструкции (СКК) определенного вида в зависимости от условий передачи.

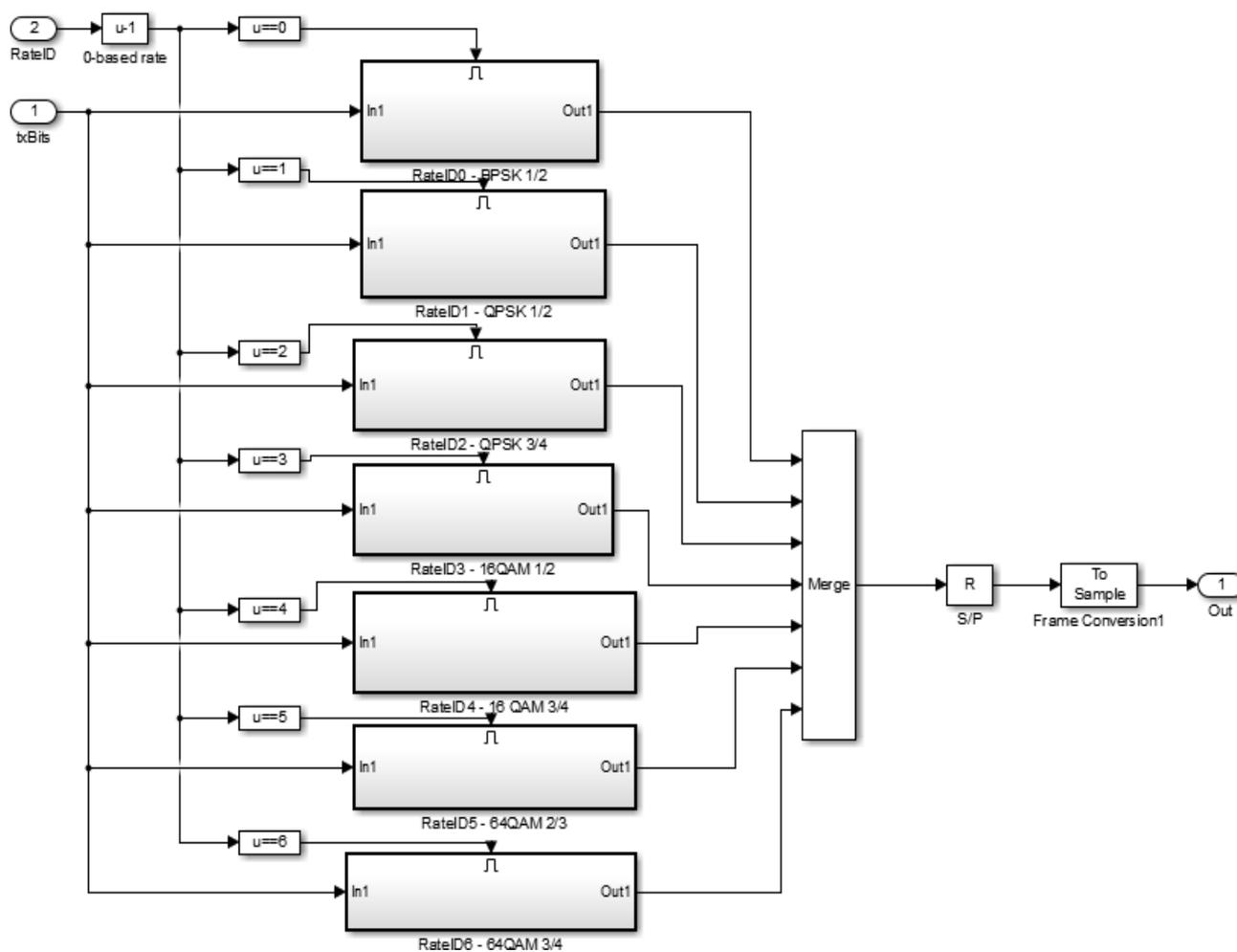


Рис. 5.48. Состав блока «FEC & Modulator Bank»

Параметры кода Рида — Соломона для различных сигнально-кодовых конструкций приведены в табл. 5.4.

Таблица 5.4

**Параметры кода Рида — Соломона
для различных сигнально-кодовых конструкций**

Вид модуляции	Общая скорость кодирования	Длина входной последовательности, бит	Длина выходной (кодированной) последовательности, бит	Параметры кода Рида — Соломона, (n, k, d)
BPSK	1/2	12	24	(12,12,0)
QPSK	1/2	24	48	(32,24,4)

Вид модуляции	Общая скорость кодирования	Длина входной последовательности, бит	Длина выходной (кодированной) последовательности, бит	Параметры кода Рида — Соломона, (n, k, d)
QPSK	3/4	36	48	(40,36,2)
16-QAM	1/2	48	96	(64,48,8)
16-QAM	3/4	72	96	(80,70,4)
64-QAM	2/3	96	144	(108,96,6)
64-QAM	3/4	108	144	(120,108,6)

Состав блока помехоустойчивого декодирования и демодуляции («Demodulator & FEC Bank») приведен на рис. 5.49.

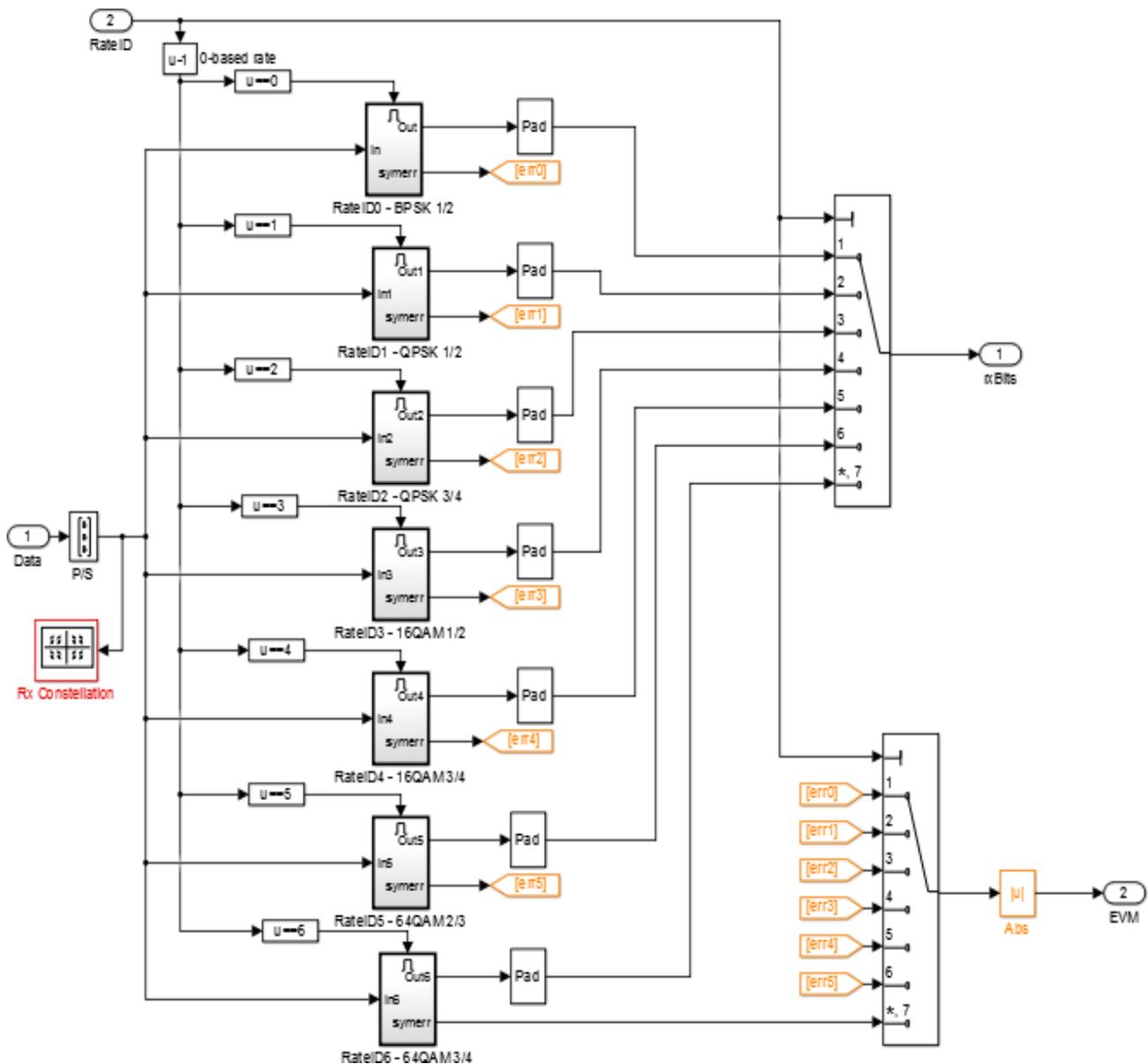


Рис. 5.49. Состав блока декодирования и демодуляции («Demodulator & FEC Bank»)

Изменение параметров модуляции и кодирования в зависимости от SNR приведены в табл. 5.5.

Таблица 5.5

**Изменение параметров модуляции и кодирования
в зависимости от SNR**

Вид модуляции и скорость кодирования	Отношение сигнал/шум в приемнике
BPSK	SNR < 4 дБ
QPSK, $R = 1/2$	4 дБ < SNR < 10 дБ
QPSK, $R = 3/4$	10 дБ < SNR < 12 дБ
16-QAM, $R = 1/2$	12 дБ < SNR < 19 дБ
16-QAM, $R = 3/4$	19 дБ < SNR < 22 дБ
64-QAM, $R = 1/2$	22 дБ < SNR < 28 дБ
64-QAM, $R = 3/4$	SNR > 28 дБ

Результаты работы и их анализ

Спектр передаваемых сигналов, поступающих на соответствующую передающую и приемную антенны, приведен на рис. 5.50–5.51.

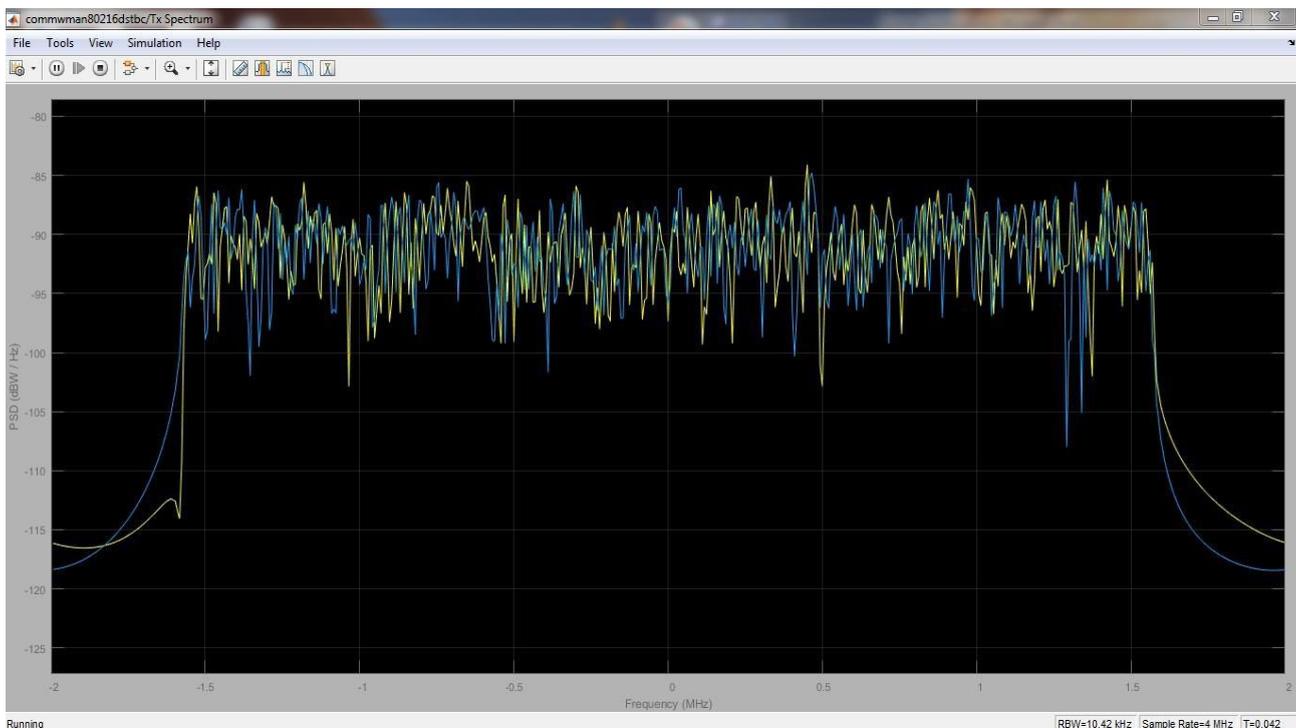


Рис. 5.50. Спектр передаваемых сигналов, поступающих на соответствующую передающую антенну

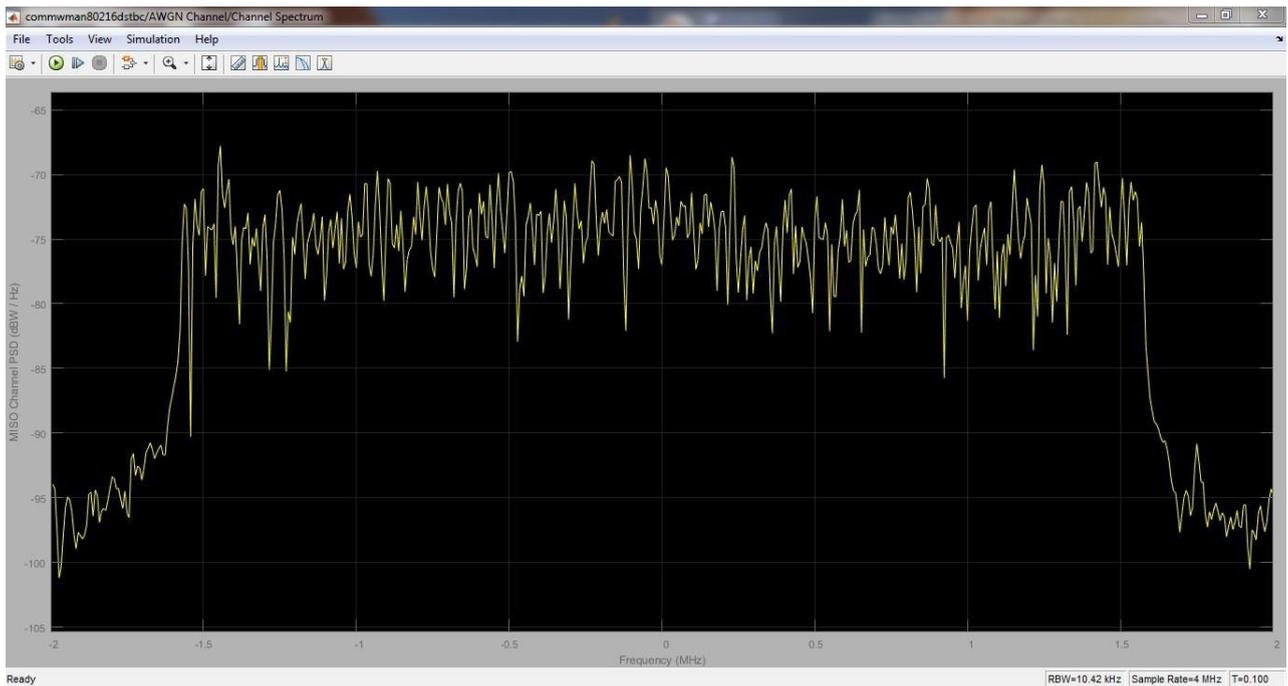


Рис. 5.51. Спектр принимаемого сигнала

Как было описано ранее, система адаптируется к условиям передачи, изменяя вид сигнально-кодовой конструкции сигнала (табл. 5.5). Необходимо исследовать поведение системы в зависимости от SNR в канале передачи (блок AWGN Channel), оформить полученные значения в виде графиков.

Созвездие принимаемого сигнала (BPSK) приведено на рис. 5.52.

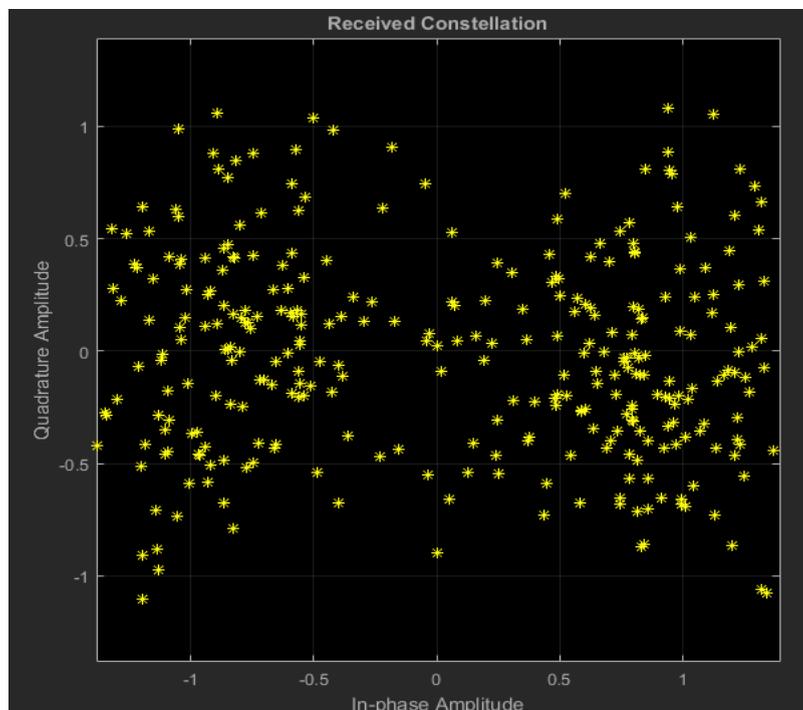


Рис. 5.52. Созвездие принимаемого сигнала (SNR 2 дБ)

Созвездие принимаемого сигнала (QAM-4) приведено на рис. 5.53.

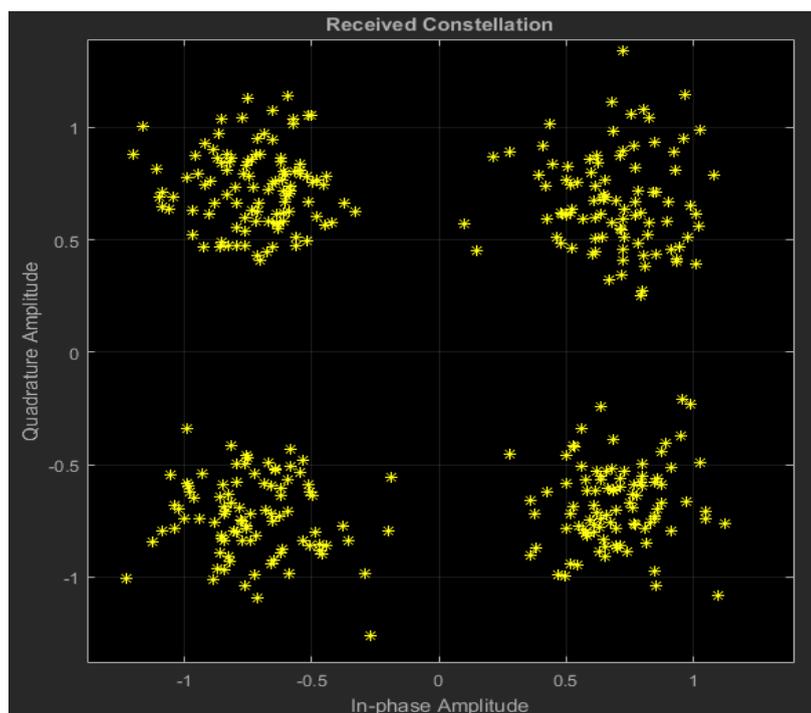


Рис. 5.53. Созвездие принимаемого сигнала (SNR 11 дБ)

Созвездие принимаемого сигнала (QAM-16) приведено на рис. 5.54.

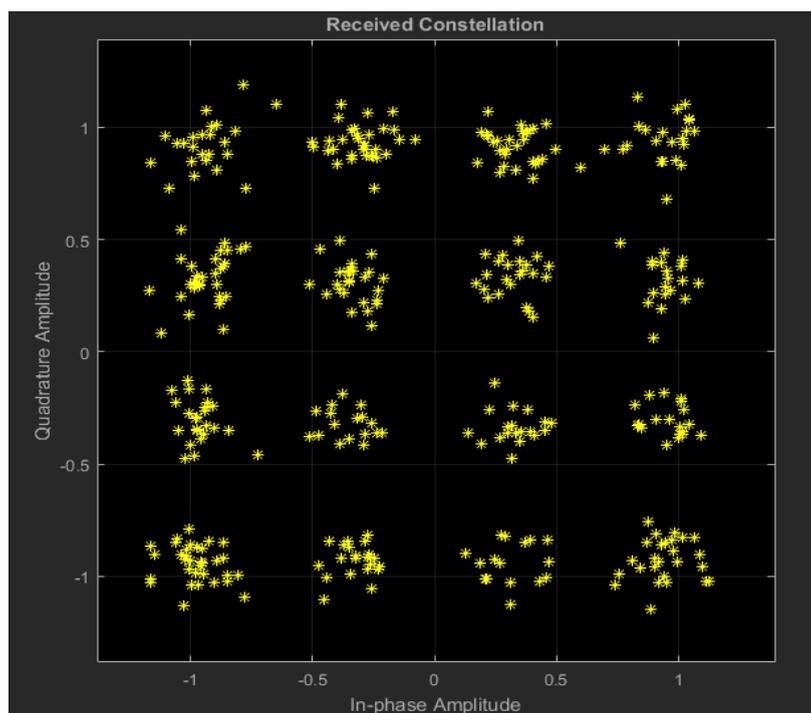


Рис. 5.54. Созвездие принимаемого сигнала (SNR 18дБ)

Созвездие принимаемого сигнала (QAM-64) приведено на рис. 5.55.

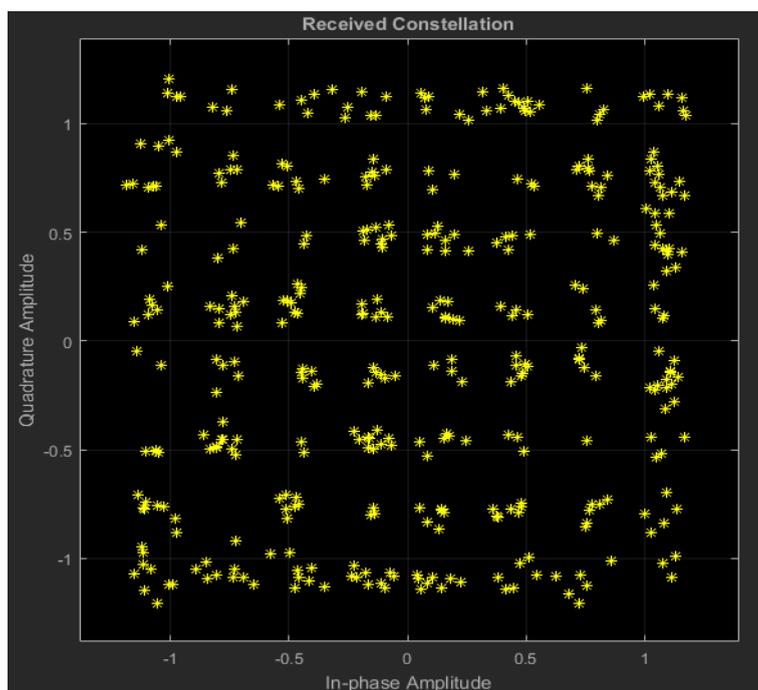


Рис. 5.55. Созвездие принимаемого сигнала (SNR 22дБ)

По данным блока «Bit Error Rate Display» можно построить график зависимости битовой вероятности ошибки (BER) от отношения сигнал/шум в канале (рис. 5.56).

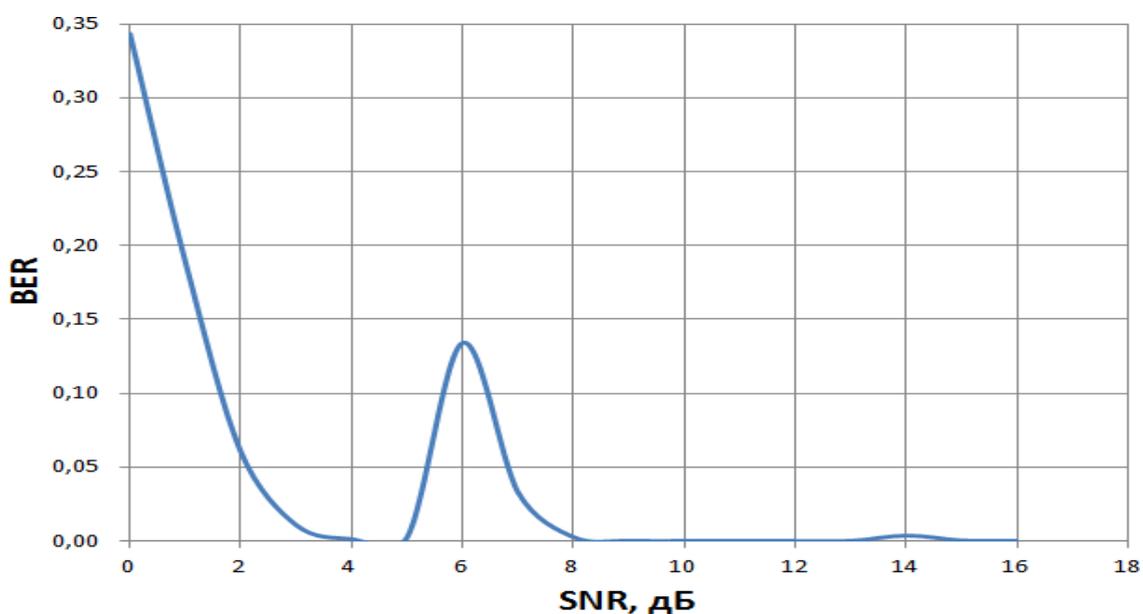


Рис. 5.56. Зависимость BER от SNR при использовании адаптивного изменения параметров

Зависимости BER от SNR для каждого конкретного вида модуляции и скорости кодирования представлены на рис. 5.57.

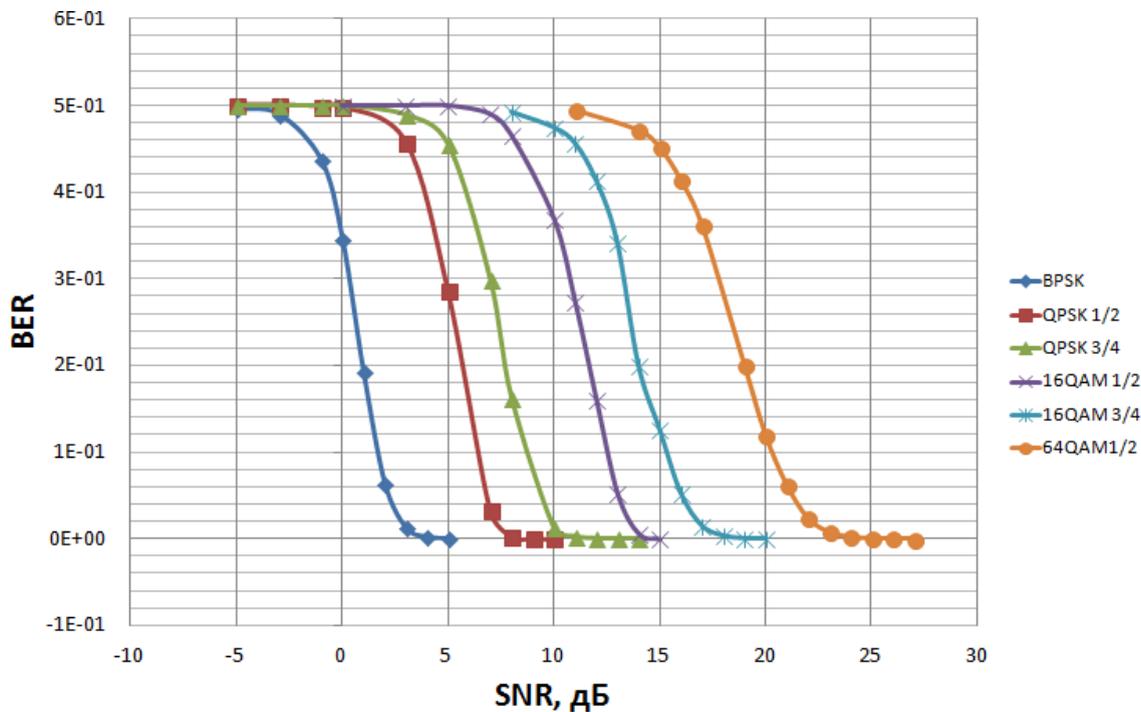


Рис. 5.57. Графики зависимости BER от SNR для отдельных видов модуляции и скорости кодирования

Та же зависимость в логарифмическом масштабе представлена на рис. 5.58.

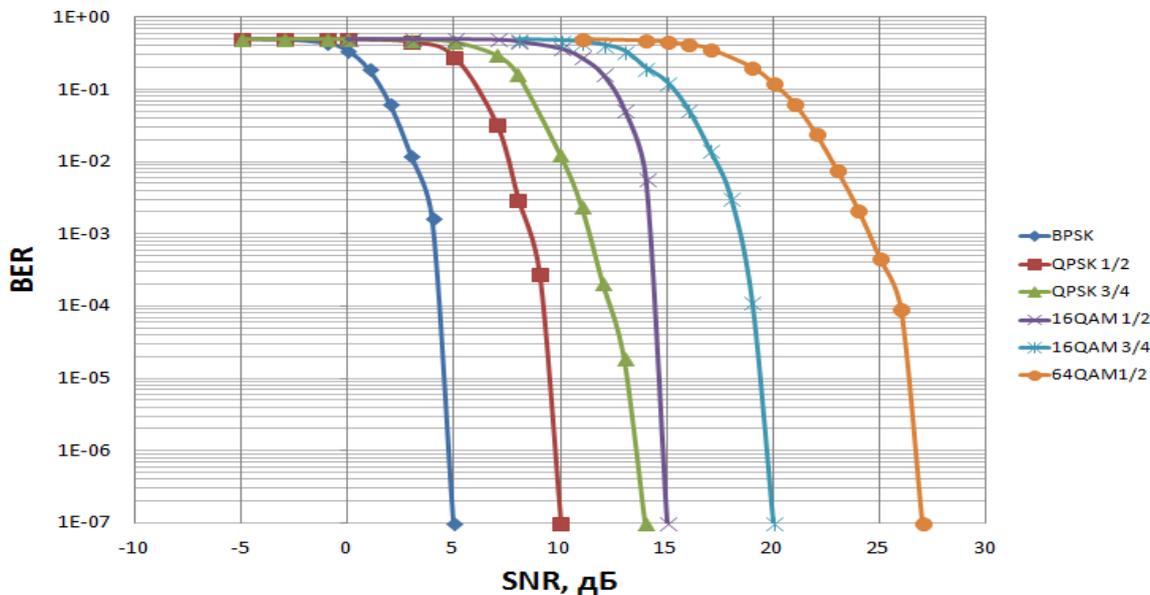


Рис. 5.58. Графики зависимости BER от SNR для отдельных видов модуляции и скорости кодирования. Логарифмическая шкала

Переход с одного вида модуляции на другой требует большей энергетики сигнала, но взамен происходит значительное увеличение скорости передачи. На рис. 5.59 представлена зависимость принятого количества бит за 1 с (скорость передачи в Мбит/с) от SNR в канале.

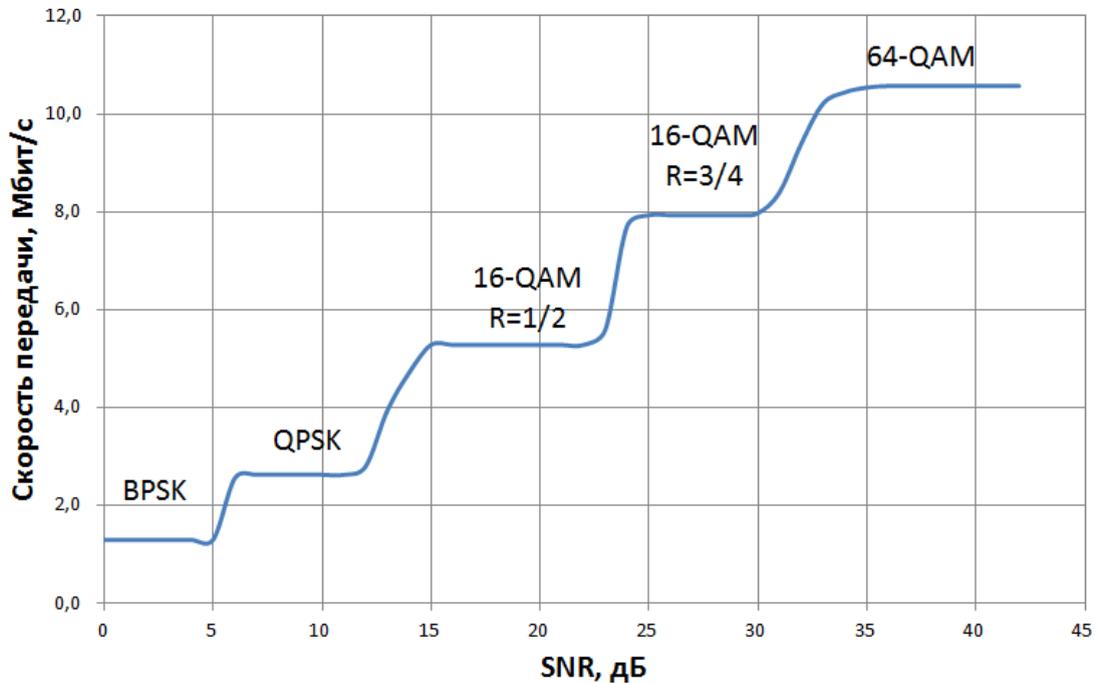


Рис. 5.59. График зависимости скорости передачи от SNR

После демодуляции и декодирования производится оценка SNR для принятых данных (блок «SNR Estimation»). Зависимость оцененного SNR от SNR в канале передачи приведена на рис. 5.60.

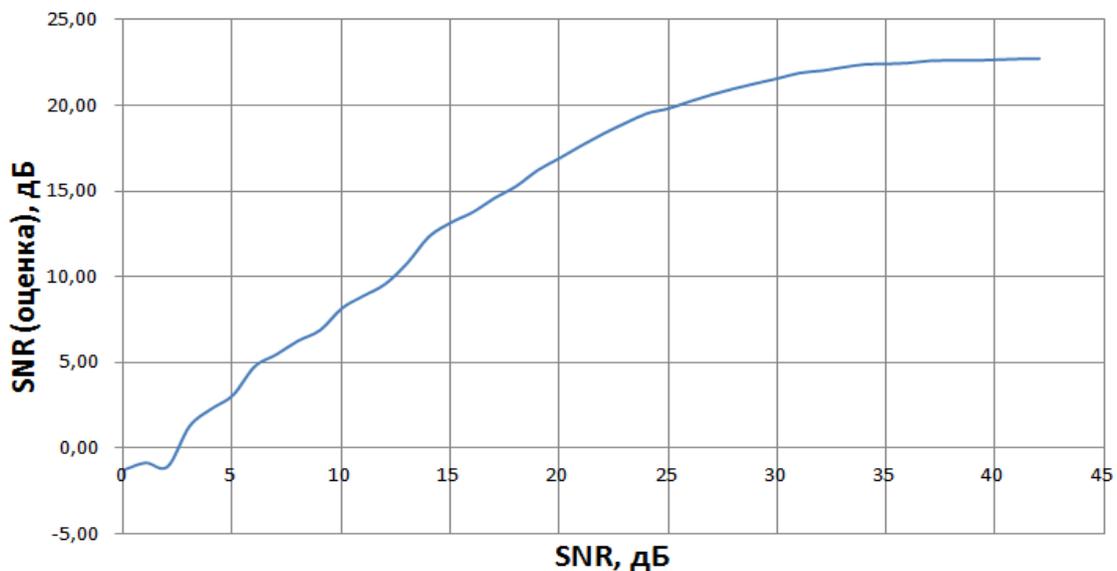


Рис. 5.60. График зависимости оценки SNR (оценка) от SNR в канале передачи

В результате проделанной работы были получены теоретические знания об основах построения беспроводных сетей WiMAX на основе протокола IEEE 802.16-2004. Изучены сетевой, канальный и физический уровни данного протокола.

По результатам практического исследования модели физического уровня IEEE 802.16-2004 были сделаны следующие **выводы**:

1. При сравнении рис. 5.56 и 5.57 видно, что адаптивное изменение параметров системы в зависимости от SNR в канале приводит к уменьшению вероятности ошибок. Выбросы значений BER при SNR = 6 и 14 дБ происходят из-за перехода на менее помехозащищенные, но более скоростные виды модуляции.

2. Одновременно с этим происходит увеличение скорости передачи (рис. 5.59). Скорость передачи изменяется от 1,25 Мбит/с при использовании BPSK до 11 Мбит/с при использовании 64-QAM.

3. По графику зависимости оценки SNR от реального SNR (рис. 5.60) можно сделать вывод, что система работает наиболее стабильно (зависимость линейна) на участке 5–24 дБ. При SNR > 24 дБ более точная оценка канала не требуется (выбирается наименее помехоустойчивый метод модуляции — QAM-64 (в рамках стандарта)). При SNR < 6 дБ выбирается наиболее помехоустойчивый метод модуляции — BPSK.

5.7. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802. 20 (LTE)

Целями раздела являются приобретение и закрепление навыков организации и реализации в программной среде системы мобильной связи стандарта LTE, подробное изучение схем, входящих в состав стандарта, и программного обеспечения.

Помимо теоретической части, задачами курсового проектирования являются построение в программной среде схемы передачи информации от базовой станции (БС) к мобильной станции (МС) и ее анализ. Схема будет включать в свой состав: генератор бинарной последовательности, кодек, модулятор/демодулятор, канал связи, анализатор ошибок и т. д.

Основным отличием стандарта LTE от предыдущих стандартов сетей связи является применение «плоской», более упрощенной IP-архитектуры, которая способствует уменьшению задержек при установленной интернет-сессии. В стандарте LTE использованы два принципиально новых метода увеличения пропускной способности. Первый заключается в применении технологии

MIMO (Multiple Input Multiple Output), где передача и прием сигнала осуществляются одновременно через несколько передающих и приемных антенн. Таким образом, повышается скорость передачи данных в беспроводных сетях. Вторым методом заключается в применении OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) модуляции, использующей несколько поднесущих. Преимущество данного метода заключается также в том, что системы связи с LTE могут работать в отсутствие прямой видимости.

Разработка стандарта GSM началась еще в 1982 г. организацией по стандартизации СЕРТ (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations). В 1991 г. в Финляндии была введена в эксплуатацию первая в мире сеть GSM. Уже к концу 1993 г. число абонентов, использующих этот стандарт, перевалило за миллион. К этому времени сети GSM были развернуты в 73 странах мира.

Сети стандарта GSM позволяют предоставлять широкий перечень услуг:

- голосовые соединения;
- услуги передачи данных (до 384 кбит/с благодаря технологии EDGE (дополнение технологии GPRS, в результате появилась передача данных с пакетной коммутацией, т. е. пакетный трафик отделяется от голосового));
- передача коротких текстовых сообщений (SMS);
- передача факсов;
- голосовая почта;
- конференц-связь и мн. др.

Итак, рассмотрим основные элементы, входящие в состав системы GSM (рис. 5.61).

Сеть GSM делится на 2 системы. Каждая из этих систем включает в себя ряд функциональных устройств, которые, в свою очередь, являются компонентами сети мобильной радиосвязи.

Данными системами являются:

- 1) система коммутации — Network Switching System (NSS);
- 2) система базовых станций — Base Station System (BSS).

Система NSS выполняет функции обслуживания вызовов и установления соединений, а также отвечает за реализацию всех назначенных абоненту услуг. NSS включает в себя следующие функциональные устройства:

- центр коммутации мобильной связи (MSC);
- домашний регистр местоположения (HLR);
- визитный регистр местоположения (VLR);
- центр аутентификации (AUC);
- регистр идентификации абонентского оборудования (EIR).

Система BSS отвечает за все функции, относящиеся к радиоинтерфейсу. Эта система включает в себя следующие функциональные блоки:

- контроллер базовых станций (BSC);
- базовая станция (BTS).



Рис. 5.61. Структура сети стандарта 2G (GSM)

MS (т. е. телефон абонента (мобильная станция)) не принадлежит ни к одной из этих систем, но рассматривается как элемент сети.

Элементы сети, относящиеся к пакетной передаче данных:

- SGSN — узел обслуживания абонентов.
- GGSN — шлюзовой узел.

Разработка стандарта UMTS началась в 1992 г. организацией по стандартизации IMT-2000. Впоследствии разработка этого стандарта была поручена 3GPP. Первая сеть UMTS была запущена в коммерческую эксплуатацию 1 декабря 2001 г. в Норвегии. К маю 2010 г. число абонентов переваливает за 540 млн по всему миру.

Скорость передачи данных для сетей UMTS может достигать 2 Мбит/с. Благодаря технологии HSDPA — High Speed Downlink Packet Access, которая была внедрена в 2006 г., максимальная скорость возросла до 14 Мбит/с. Эти и другие преимущества UMTS позволяют предоставлять абонентам широкий перечень услуг: видеозвонки, видеоконференции, высококачественные голосовые

звонки, загрузка файлов с высокой скоростью, сетевые игры, мобильная коммерция и мн. др.

Рассмотрим структуру системы UMTS и ее основные отличия от стандарта второго поколения (рис. 5.62).

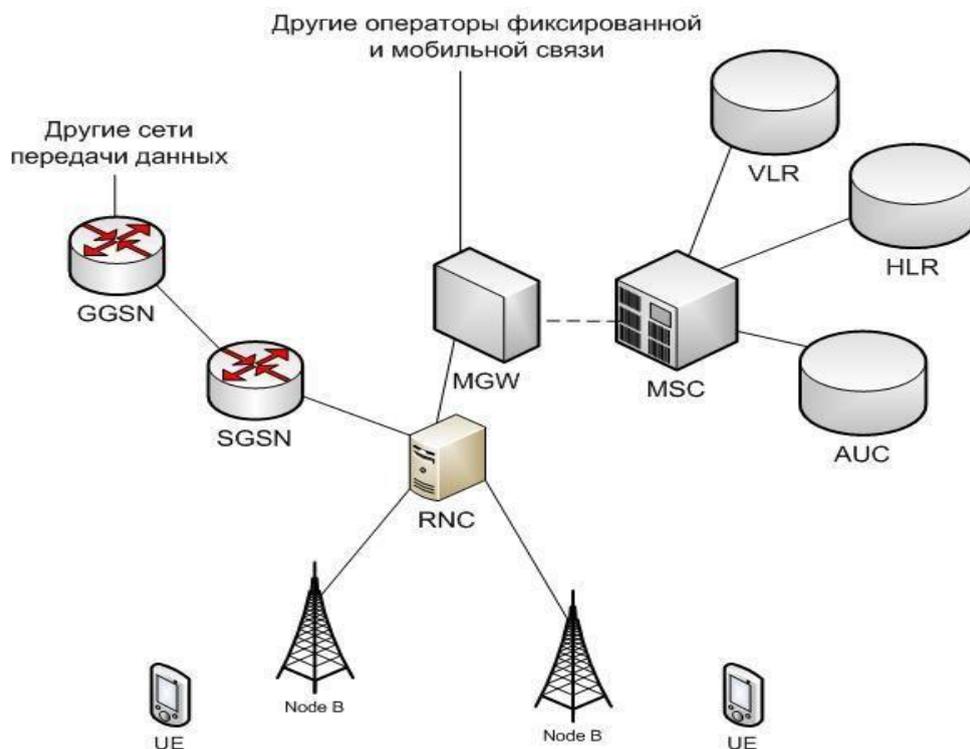


Рис. 5.62. Структура сети стандарта UMTS

Подсистема коммутации. В первых релизах стандарта UMTS (R99, R4) подсистема коммутации не отличалась по своей структуре от той же подсистемы сетей второго поколения. В нее входили MSC — Mobile Switching Centre, который выполнял функции коммутации, установления соединения, тарификации и др., а также ряд регистров — HLR, VLR, AUC, которые предназначены для хранения абонентских данных. В более поздних релизах (R5, R6, R7, R8) функции MSC были разделены между двумя устройствами: MSC-Server и MGW (Media gateway). MSC-Server отвечает за установление соединений, тарификацию, выполняет некоторые функции аутентификации. MGW представляет собой коммутационное поле, подчиненное MSC-Server.

Подсистема базовых станций. В сети UMTS по сравнению с сетью GSM наибольшие изменения претерпела подсистема базовых станций. Отмеченные выше преимущества достигаются в первую очередь за счет новой технологии передачи информации между базовой станцией и телефоном абонента.

Итак, рассмотрим основные элементы, входящие в подсистему базовых станций.

RNC (Radio Network Controller) — контроллер сети радиодоступа системы UMTS. Он является центральным элементом подсистемы базовых станций и выполняет большую часть функций: контроль радиоресурсов, шифрование, установление соединений через подсистему базовых станций, распределение ресурсов между абонентами и др. В сети UMTS контроллер выполняет гораздо больше функций, нежели в системах сотовой связи второго поколения.

NodeB — базовая станция системы сотовой связи стандарта UMTS. Основной функцией NodeB является преобразование сигнала, полученного от RNC в широкополосный радиосигнал, передаваемый к телефону. Базовая станция не принимает решений о выделении ресурсов, об изменении скорости к абоненту, а лишь служит мостом между контроллером и оборудованием абонента, и она полностью подчинена RNC.

Оборудование абонента получило название UE (User Equipment (мобильная станция)). Тем самым подчеркивается, что в отличие от предшествующих стандартов в UMTS может быть не только обычный телефон, но и смартфон, ноутбук, стационарный компьютер и т. п.

Пакетные данные в сети UMTS передаются от MGW к известному нам по системе GSM элементу SGSN (узел обслуживания абонентов), после чего через GGSN (шлюзовой узел) поступают к другим внешним сетям передачи данных, например Internet. Как правило, SGSN и GGSN сети GSM применяются для тех же целей и в сети UMTS. Производится только коррекция программного обеспечения данных элементов.

Стандарт LTE и его отличие от предыдущих стандартов

Стандарты третьего поколения позволяют предоставить широкий перечень мультимедийных услуг и поддерживают скорости передачи данных до 14 Мбит/с. Это вполне соответствует запросам абонентов в настоящее время. Однако объемы передаваемой информации в телекоммуникационных сетях растут с каждым днем. Чтобы удовлетворить потребности пользователей по скорости передачи данных и набору услуг хотя бы на 20 лет вперед, необходим новый стандарт, уже четвертого поколения.

Работа над первым стандартом четвертого поколения — LTE (Long Term Evolution) — началась в 2004 г. организацией 3GPP. Главными требованиями, которые предъявлялись в процессе работы над стандартом, были следующие:

- скорость передачи данных выше 100 Мбит/с;
- высокий уровень безопасности системы;
- высокая энергоэффективность;
- низкие задержки в работе системы;
- совместимость со стандартами второго и третьего поколений.

В конце 2009 г. в Швеции была запущена в коммерческую эксплуатацию первая сеть стандарта LTE.

Сети LTE поддерживают скорости передачи данных до 326,4 Мбит/с. К примеру, загрузка фильма в хорошем качестве займет менее одной минуты. Таким образом, верхняя планка по скорости передачи данных практически снимается.

Рассмотрим структуру сети LTE (рис. 5.63).

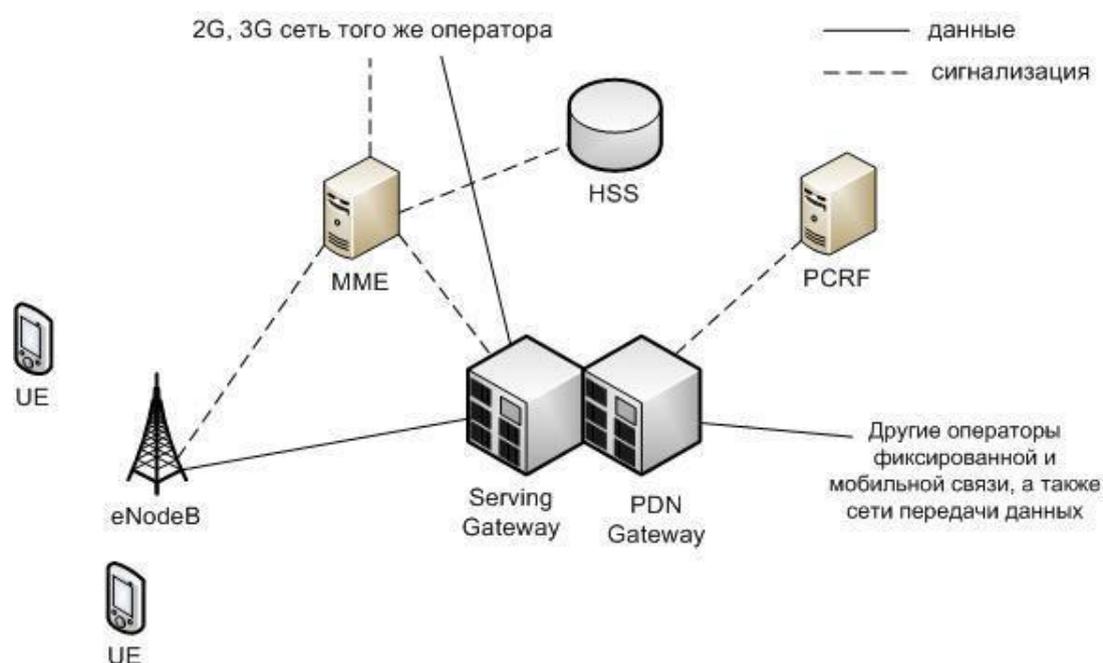


Рис. 5.63. Структура сети стандарта LTE

Из схемы сети LTE, представленной выше, уже видно, что структура сети сильно отличается от сетей стандартов 2G и 3G. Существенные изменения претерпели и подсистема базовых станций, и подсистема коммутации. Была изменена технология передачи данных между оборудованием пользователя и базовой станцией. Также подверглись изменению и протоколы передачи данных между сетевыми элементами. Вся информация (голос, данные) передается в виде пакетов. Таким образом, уже нет разделения на части, обрабатывающие либо только голосовую информацию, либо только пакетные данные.

Можно выделить следующие основные элементы сети стандарта LTE:

Serving SAE Gateway или просто **Serving Gateway (SGW)** — обслуживающий шлюз сети LTE. Предназначен для обработки и маршрутизации пакетных данных, поступающих из/в подсистему базовых станций. По сути, заменяет MSC (выполняет функции коммутации, установления соединения, тарификации), MGW (представляет собой коммутационное поле) и SGSN (узел обслуживания абонентов пакетной сети передачи данных) сети UMTS (3G). SGW имеет прямое соединение с сетями второго и третьего поколений того же оператора, что упрощает передачу соединения в/из них по причинам ухудшения зоны покрытия, перегрузок и т. п.

Public Data Network (PDN) SAE Gateway или просто **PDN Gateway (PGW)** — шлюз к/от сетей других операторов. Если информация (голос, данные) передаются из/в сети данного оператора, то они маршрутизируются именно через PGW.

Mobility Management Entity (MME) — узел управления мобильностью. Предназначен для управления мобильностью абонентов сети LTE.

Home Subscriber Server (HSS) — сервер абонентских данных. HSS представляет собой объединение VLR (гостевой регистр местоположения), HLR (домашний регистр местоположения), AUC (центр аутентификации абонентов), выполненных в одном устройстве.

Policy and Charging Rules Function (PCRF) — узел выставления счетов абонентам за оказанные услуги связи.

Все перечисленные выше элементы относятся к системе коммутации сети LTE. В системе базовых станций остался лишь один знакомый нам элемент — базовая станция, которая получила название **eNodeB**. Этот элемент выполняет функции и базовой станции, и контроллера базовых станций сети LTE. За счет этого упрощается расширение сети, т. к. не требуется расширение емкости контроллеров или добавление новых. Мобильная станция представлена **UE**.

Интерфейсы между узловыми элементами в сетях стандарта LTE

Структура сети стандарта LTE претерпела значительные изменения по сравнению с сетями предыдущих поколений. Это повлияло также и на изменение интерфейсов между узлами сети. На рис. 5.64 представлена общая модель сети стандарта LTE.

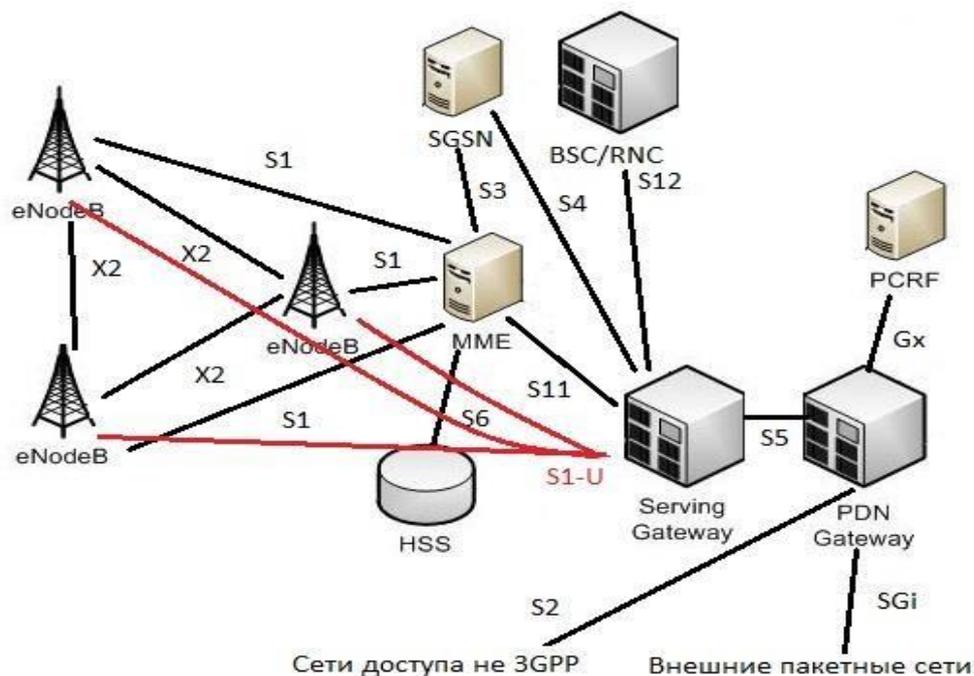


Рис. 5.64. Интерфейсы сети стандарта LTE

Рассмотрим основные интерфейсы сети LTE:

- X2 — интерфейс между eNodeB. Базовые станции в сети LTE соединены по принципу «каждый с каждым»;
- S1 — интерфейс, связывающий подсистему базовых станций E-UTRAN и MME. По данному интерфейсу передаются данные управления;
- S1-U — интерфейс между E-UTRAN и SAE, по которому передаются пользовательские данные;
- S2 — интерфейс для организации соединения между PDN-Gateway и сетями доступа, которые не разрабатывались 3GPP;
- S3 — интерфейс, предоставляющий прямое соединение SGSN и MME. Он служит для передачи данных управления для обеспечения мобильности между LTE и 2G/3G сетями;
- S4 — интерфейс, связывающий SAE и SGSN. Он служит для передачи пользовательских данных для обеспечения мобильности между LTE и 2G/3G сетями;
- S5 — интерфейс между SAE и PDN-Gateway. S5 предназначен для передачи пользовательских данных между SAE и PDN-Gateway;
- S6 — интерфейс между MME и HSS. Он используется для передачи данных абонентского профиля, а также осуществления процедур аутентификации в сети LTE;

- Gx — интерфейс между PDN-Gateway и PCRF. Gx предназначен для передачи правил тарификации от PCRF к PDN-Gateway;
- SGI — интерфейс между PDN-Gateway и внешними IP-сетями.

Принципы построения радиointерфейса LTE в Downlink (от БС к МС)

Одной из главных отличительных особенностей стандарта LTE, которая позволяет достигать высоких скоростей передачи данных, является изменение принципов построения интерфейса от eNodeB (БС) до UE (МС) на линии «вниз». Рассмотрим главные особенности этого интерфейса и постараемся выделить основные качественные отличия этого стандарта от других.

В сетях связи стандарта LTE в Downlink (DL) используется модуляция OFDM — Orthogonal Frequency Devision Multiplexing — ортогональная частотная модуляция. Этот тип модуляции определяет и принцип доступа OFDMA — Orthogonal Frequency Devision Multiple Access — множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов. Суть его заключается в том, что все частотно-временное поле, выделенное для работы оператора, разделяется на небольшие блоки. Причем они небольшие как по частоте (15 кГц), так и по времени (0,5 мс). Сеть распределяет эти блоки между абонентами в зависимости от их потребностей и возможностей сети. Таким образом, обеспечивается максимально эффективное использование ресурсов.

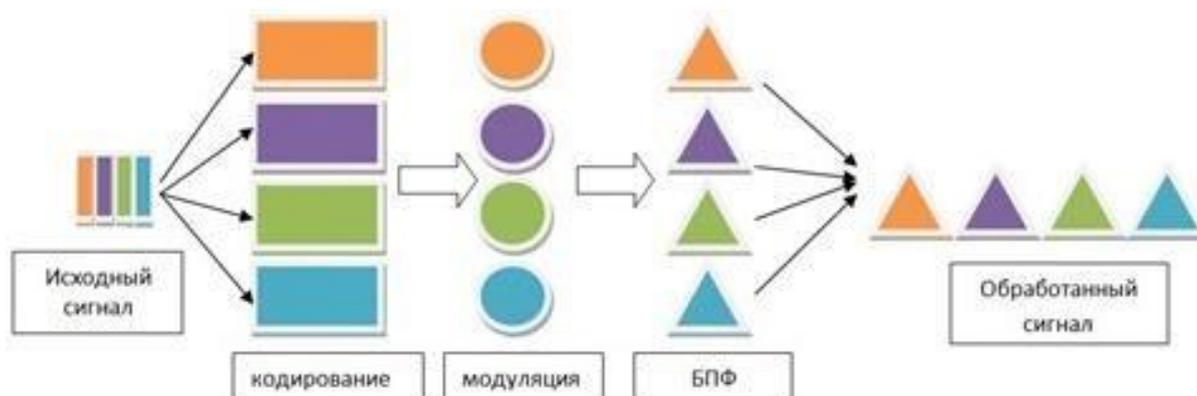


Рис. 5.65. OFDM-модулятор

Ниже перечислены главные шаги преобразования сигнала в OFDM-модуляторе (рис. 5.65).

1. Разделение исходного потока бит на параллельные потоки.
2. Кодирование помехоустойчивым кодом, в процессе которого значительно увеличивается число символов в отдельных потоках.

3. Манипуляция выбранным в данный конкретный момент способом модуляции: QPSK, 16QAM, 64QAM.

4. Перемножение полученной последовательности каждого потока на свою поднесущую. Эта операция является ключевой и будет рассмотрена ниже.

5. Объединение сигналов и передача в эфир.

Умножение сигнала на свою поднесущую перемещает сигнал в нужное частотное пространство. Также на этом этапе происходит преобразование сигнала из временной области в частотную. Это выполняется благодаря БПФ — быстрому преобразованию Фурье. Эти две процедуры позволяют добиться максимально близкого размещения сигналов в частотной области и сократить до минимума защитные интервалы. Это достигается благодаря тому, что поднесущие выбираются ортогональными (на практике квазиортогональными), и отдельные потоки относительно легко выделить на приемной стороне.

Кроме использования OFDMA в LTE есть еще одно важное новшество: обязательное (в отличие от UMTS) использование MIMO — Multiple Input Multiple Output — множественный вход множественный выход. При этом информационный поток направляется между сторонами обмена информации несколькими «путями», что обеспечивает более эффективное использование частотно-временного ресурса.

Эти два важных изменения позволяют добиться скорости передачи данных в Downlink свыше 100 Мбит/с. Задержки передачи данных не превышают 20 мс. Для сравнения: в UMTS скорости передачи данных редко поднимаются свыше 20 Мбит/с, а задержки могут колебаться от 40 до 100 мс.

Принципы построения радиointерфейса LTE в Uplink (от МС к БС)

В сетях связи стандарта LTE скорость передачи данных в направлении от UE (МС) к eNodeB (БС) может достигать 50 Мбит/с, а задержки не превышают 10 мс. Эти показатели намного превышают значения в сетях третьего поколения и практически сравнялись с проводными выделенными каналами связи. Рассмотрим главные особенности построения радиointерфейса Uplink в стандарте LTE.

В отличие от радиointерфейса Downlink, где информация одного пользователя может передаваться на разных поднесущих, в Uplink данные каждого пользователя передаются в одной полосе частот, причем в одно и то же время. Однако это не означает, что информационные потоки накладываются друг на друга и необратимо искажаются. Это обеспечивается благодаря использованию

множественного доступа с частотным разделением с единственной несущей частотой SC-FDMA (Single Carrier Frequency Devision Multiple Access). Рассмотрим основные принципы работы SC-FDMA-модулятора (рис. 5.66).

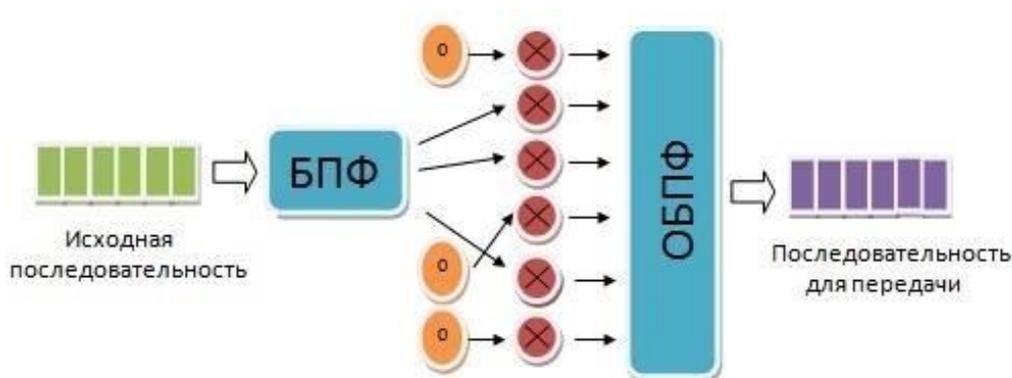


Рис. 5.66. SC-FDMA-модулятор

Первым этапом исходная информационная последовательность, предназначенная для передачи от абонента, преобразуется в частное представление с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ). Далее, в зависимости от скорости потока от данного абонента сеть выделяет UE (MC) несколько поднесущих, среди которых распределяется преобразованный поток. Те поднесущие, которые используют другие пользователи, не занимают в данном абонентском терминале, а соответствующие поднесущие перемножаются с «0». После обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) модулированные потоки объединяются и переводятся обратно во временную область. Несмотря на то, что данные передаются от разных устройств в сети в одно и то же время в одной и той же полосе частот, на приемной стороне после обратных сказанным выше процедур можно выделить информационные потоки от отдельных UE (MC).

Благодаря использованию SC-FDMA в системе LTE удалось достигнуть трехкратного увеличения спектральной эффективности на линии «вверх» по сравнению с сетями 3G.

Логические каналы на радиointерфейсе в LTE

Одной из важнейших составляющих радиointерфейса любой подвижной системы связи, которая обеспечивает заданные характеристики ее работы, является структура логических, транспортных и физических каналов. Рассмотрим логические параметры сети связи LTE (рис. 5.67).



Рис. 5.67. Логические каналы LTE

Логические каналы подразделяются по типам передаваемой информации на каналы управления и на трафиковые каналы.

К **каналам управления** относятся:

- BCCH (Broadcast Control Channel) — вещательный канал управления — служит для передачи системной служебной информации в Downlink;
- PCCH (Paging Control Channel) — пейджинговый канал управления — предназначен для передачи пейджинговых сообщений к UE (MC) от eNodeB (BC);
- MCCH (Multicast Control Channel) — многопользовательский канал управления — необходим для передачи служебной информации одновременно к нескольким абонентским устройствам;
- DCCH (Dedicated Control Channel) — выделенный канал управления — служит для передачи служебной информации между конкретным абонентским устройством и сетью;
- CCCH (Common Control Channel) — общий канал управления — предназначен для обмена служебной информацией между UE (MC) и сетью в процедурах начального доступа UE (MC) в сеть до организации выделенного канала.

К **трафиковым каналам** относятся:

- DTCH (Dedicated Traffic Channel) — выделенный трафиковый канал — основной канал для передачи пользовательских данных между одним конкретным UE (MC) и сетью;
- MTCH (Multicast Traffic Channel) — многопользовательский трафиковый канал — служит для передачи широковещательной трафиковой информации. Хорошим примером использования этого канала может служить трансляция радио или ТВ-программ.

Транспортные каналы на радиointерфейсе в LTE

На радиointерфейсе в сети стандарта LTE применяется стек каналов для передачи данных между абонентским терминалом и сетью. Низший уровень в этом стеке образуют физические каналы. По ним передаются транспортные, которые, в свою очередь, несут логические каналы.



Рис. 5.68. Транспортные каналы LTE

Рассмотрим виды транспортных каналов на радиointерфейсе сети стандарта LTE. Все транспортные каналы можно классифицировать по направлению передачи: Uplink (от UE (MC) к eNodeB (BC)) и Downlink (от eNodeB (BC) к UE (MC)) (рис. 5.68).

К **транспортным каналам в Downlink** относятся:

- BCH (Broadcast Channel) — широковещательный канал;
- PCH (Paging Channel) — канал для пейджинга;
- DL-SCH (Downlink Shared Channel) — общий канал для передачи данных вниз;
- MCH (Multicast Channel) — многопользовательский канал.

К **транспортным каналам в Uplink** относятся:

- RACH (Random Access Channel) — канал случайного доступа;
- UL-SCH (Downlink Shared Channel) — общий канал для передачи данных вверх.

Как было сказано выше, транспортные каналы передаются в логических каналах. На рис. 5.69 представлена связь между логическими и транспортными каналами в LTE.

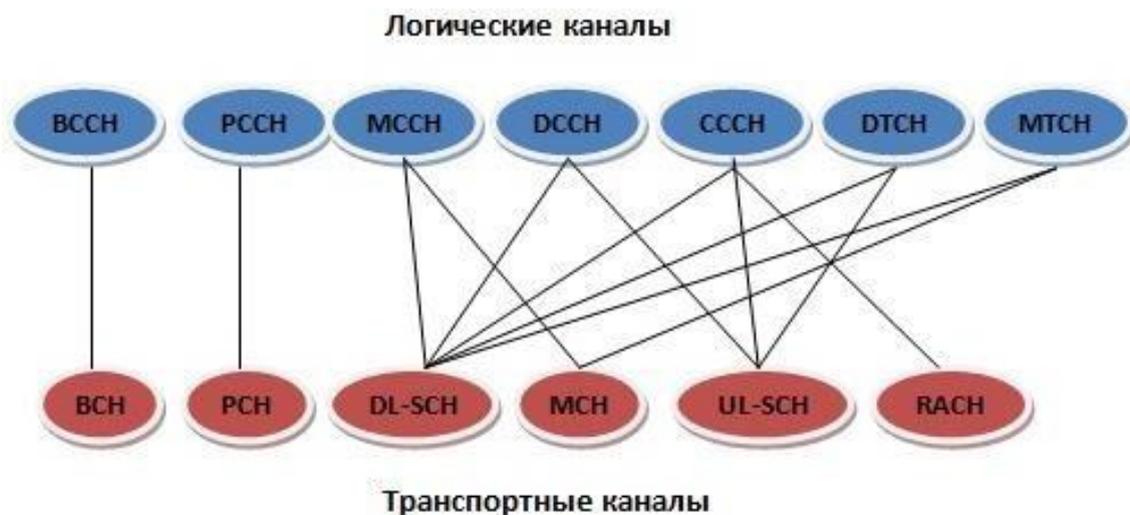


Рис. 5.69. Связь логических и транспортных каналов

Физические каналы на радиointерфейсе в LTE

Информация между UE (МС) и eNodeB (БС) передается не произвольным образом, а через четко организованную структуру каналов. Рассмотрим классификацию, виды и назначение физических каналов в сети LTE (рис. 5.70).



Рис. 5.70. Физические каналы LTE

Физические каналы можно классифицировать по направлению передачи информации: Downlink и Uplink.

К физическим каналам в **Downlink** относятся:

- PDSCH (Physical Downlink Shared Channel) — физический распределенный канал в направлении «вниз» — служит для высокоскоростной передачи мультимедийной информации;

- PDCCH (Physical Downlink Control Channel) — физический канал управления в направлении «вниз» — предназначен для передачи информации для управления конкретным UE (MC);

- CCPCH (Common Control Physical Channel) — общий физический канал управления — необходим для передачи общей для всех информации.

К **физическим каналам в Uplink** относятся:

- PRACH (Physical Random Access Channel) — физический канал произвольного доступа — служит для первичного доступа в сеть;

- PUCCH (Physical Uplink Control Channel) — физический канал управления в направлении «вверх» — необходим для передачи служебной информации от конкретной UE (MC) к eNodeB (BC);

- PUSCH (Physical Uplink Shared Channel) — физический распределенный канал в направлении «вверх» — предназначен для высокоскоростной передачи данных в Uplink.

Связь между транспортными и физическими каналами представлена на рис. 5.71.

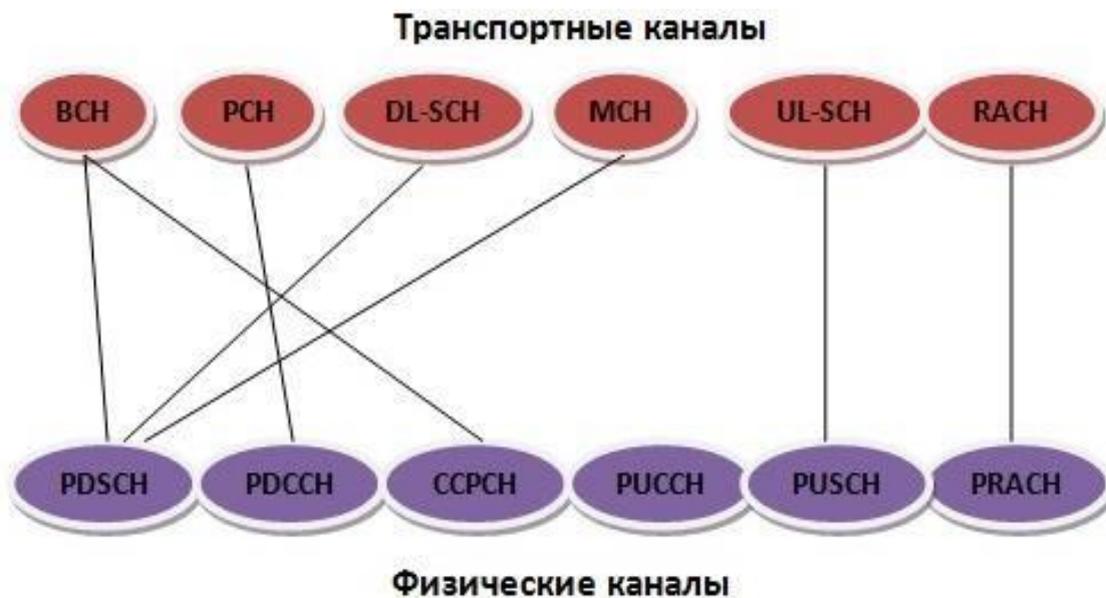


Рис. 5.71. Связь физических и транспортных каналов

Основные параметры LTE приведены в табл. 5.4.

Основные параметры LTE

Название параметра	Параметр
Uplink (UL): восходящее соединение	SC-FDMA
Downlink (DL): нисходящее соединение	OFDMA
Ширина частотного диапазона, МГц	1,4; 3, 5; 10; 15; 20
Минимальный интервал между кадрами, мс	1
Шаг (частотный интервал) между поднесущими, кГц	15
Стандартная длина префикса CP, мкс	4,7
Увеличенная длина префикса CP, мкс	16,7
Схемы модуляции (Uplink)	BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM
Схемы модуляции (Downlink)	QPSK, 16QAM, 64QAM
Пространственное мультиплексирование	Один канал для Uplink-трафика на каждый абонентский терминал; до 4 каналов для Downlink-трафика на каждый абонентский терминал; MU-MIMO с поддержкой для восходящего (Uplink) и нисходящего (Downlink) соединений

Практическая реализация

Как было сказано выше, на практике будет реализован канал Downlink системы мобильной связи стандарта LTE. Структура данного канала представлена на рис. 5.72–5.76.

Рассмотрим более подробно данный канал.

LTE PHY Downlink with Spatial Multiplexing

info

Multi-code word spatial-multiplexed transmission employing closed-loop codebook-based precoding

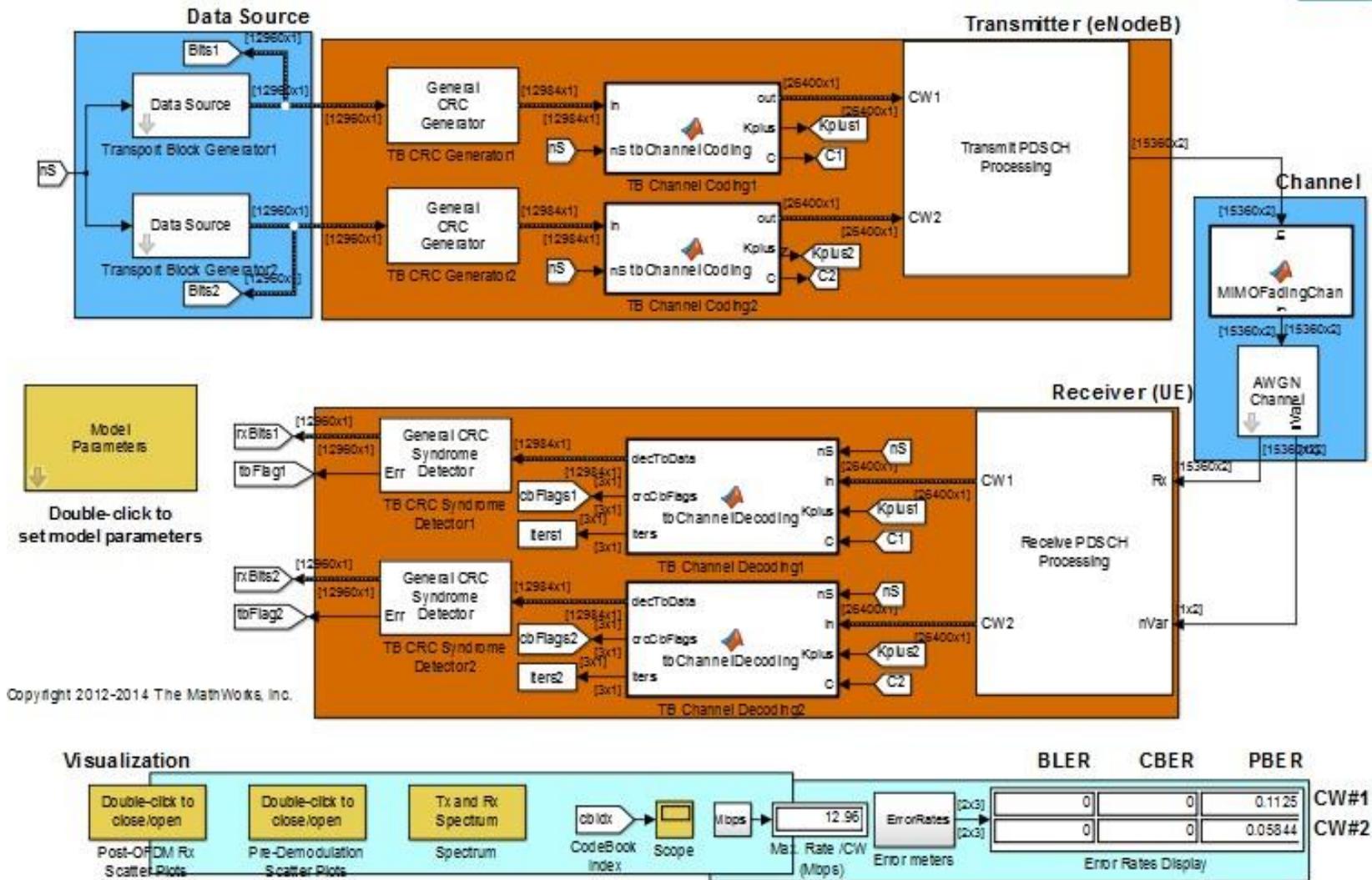


Рис. 5.72. Канал Downlink LTE Simulink MATLAB 2015b

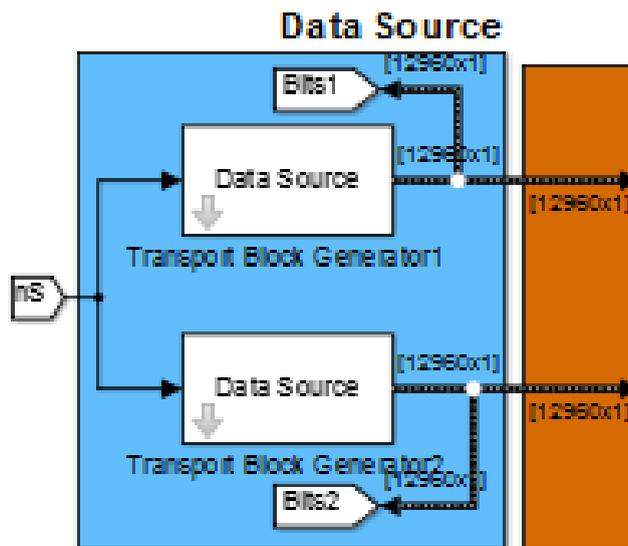


Рис. 5.73. Разделение исходного потока бит на параллельные потоки

1. Кодирование помехоустойчивым кодом, в процессе которого значительно увеличивается число символов в отдельных потоках. В данной схеме используется код CRC.

Каждый отдельный параллельный поток кодируется данным кодом с заданным полиномом.

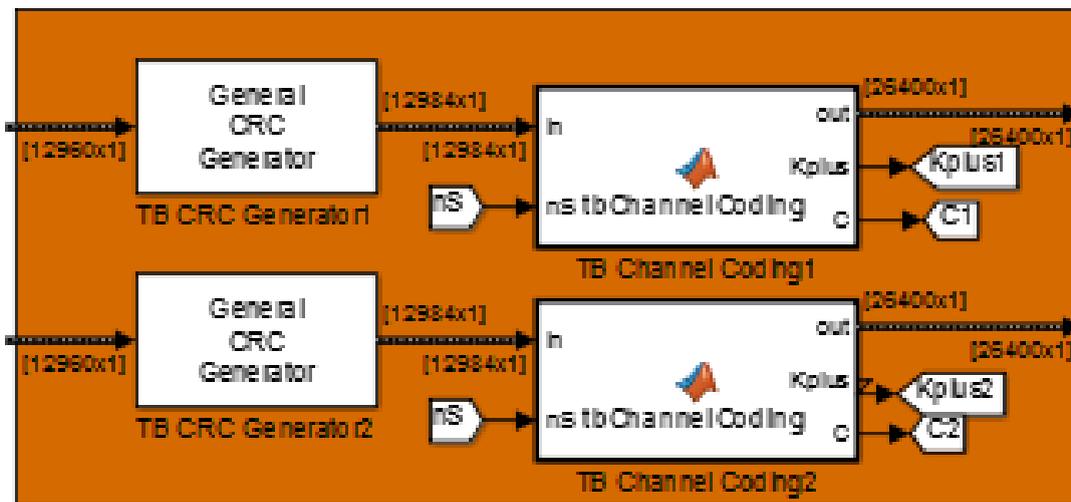


Рис. 5.74. Кодирование помехоустойчивым кодом

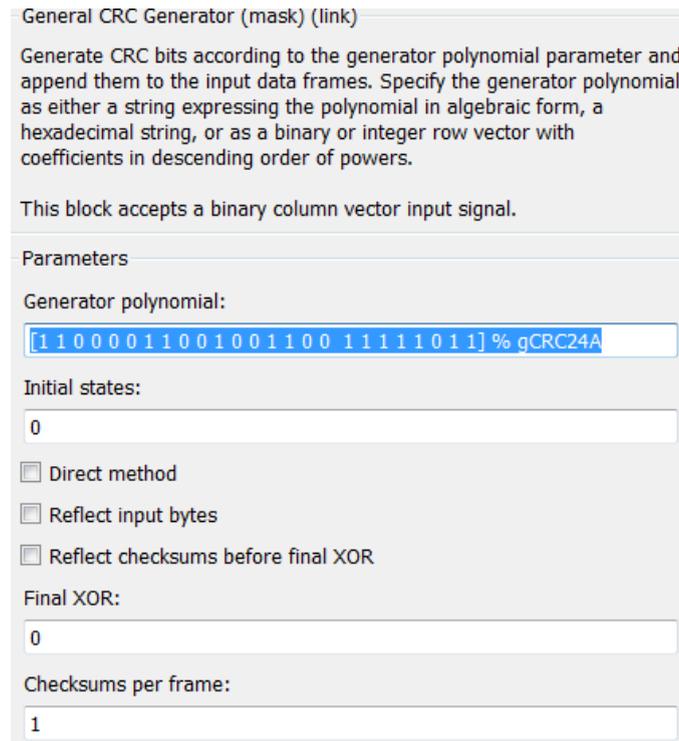


Рис. 5.75. Параметры CRC-кодера

2. Манипуляция выбранным в данный конкретный момент способом модуляции. В канале Downlink используются методы манипуляции: QPSK, 16QAM, 64QAM. Далее — перемножение полученной последовательности каждого потока на свою поднесущую и БПФ (так называемая OFDM-модуляция). Где в результате получаем один сложный сигнал.

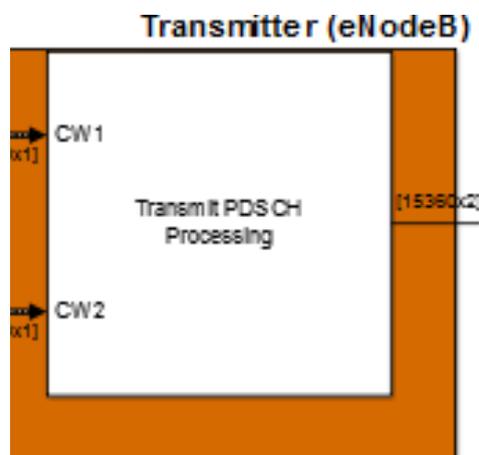


Рис. 5.76. Манипуляция выбранным в данный конкретный момент способом модуляции

Структура этого блока имеет следующий вид (рис. 5.77).

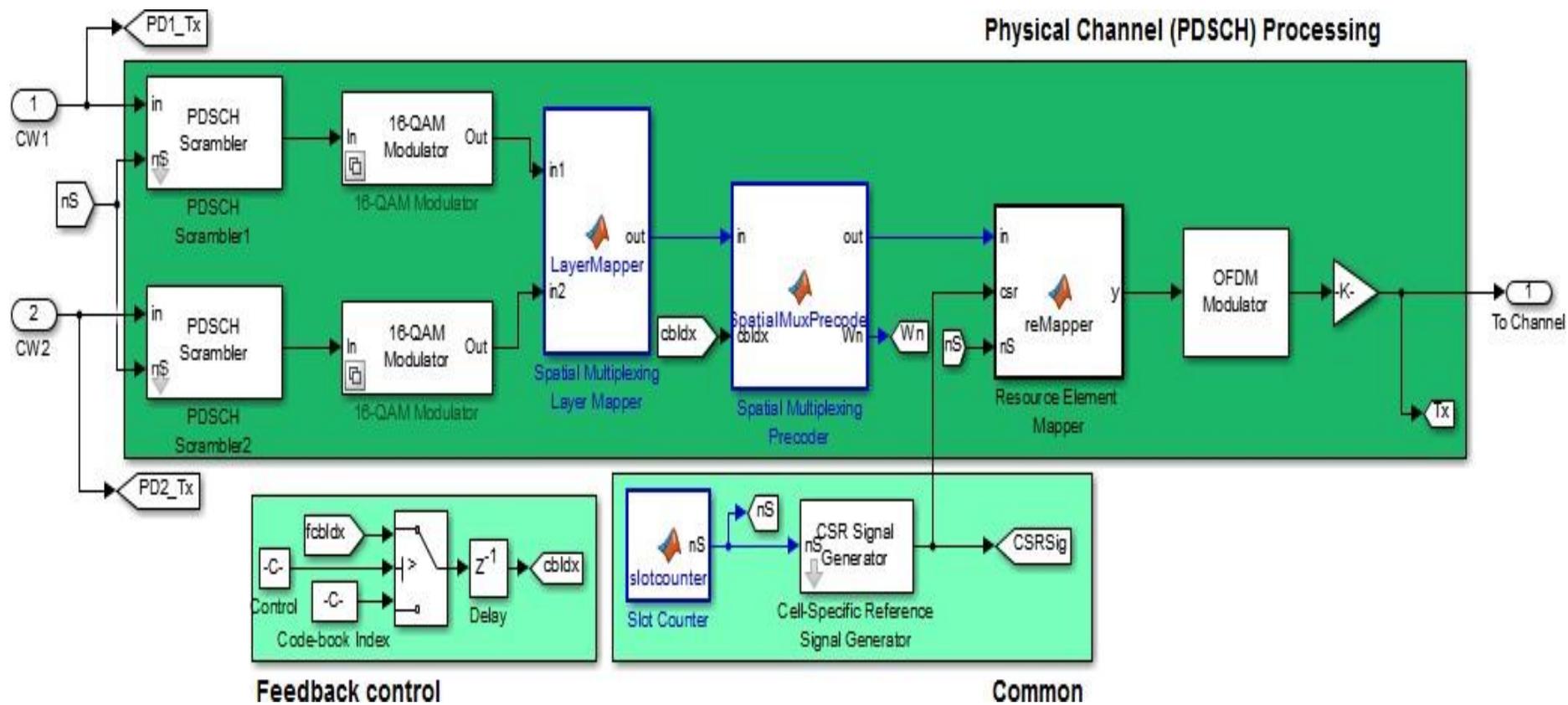


Рис. 5.77. Квадратурная манипуляция и получение OFDM-символов

3. Передача в эфир (рис. 5.78–5.79). Для этого используется технология MIMO 2x2 или 4x4 приемных/передающих антенн, где один общий поток (сигнал) разделяется на 2 потока (2x2 антенна) или 4 потока (4x4 антенна).

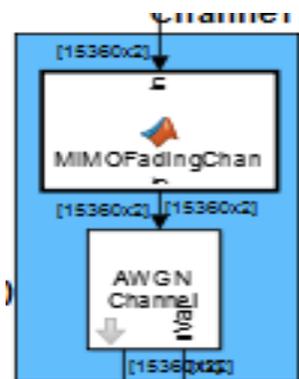


Рис. 5.78. Передача в эфир



Рис. 5.79. Характеристики блока БГШ (AWGN)

Далее подпотоки MIMO объединяются в один поток, который приходит на мобильную станцию под воздействием помех.

Далее мобильная станция производит обратные преобразования, реализованные выше, а именно получаем параллельные потоки. Потом производится обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ). Затем производится демодуляция (рис. 5.80).

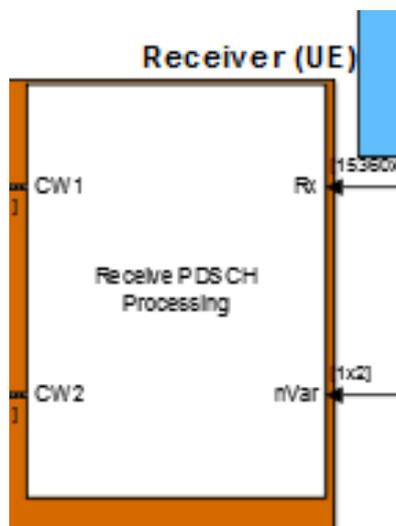


Рис. 5.80. Параллельные потоки — ОБПФ-демодуляция

Схема, входящая в данный блок, представлена на рис. 5.81.

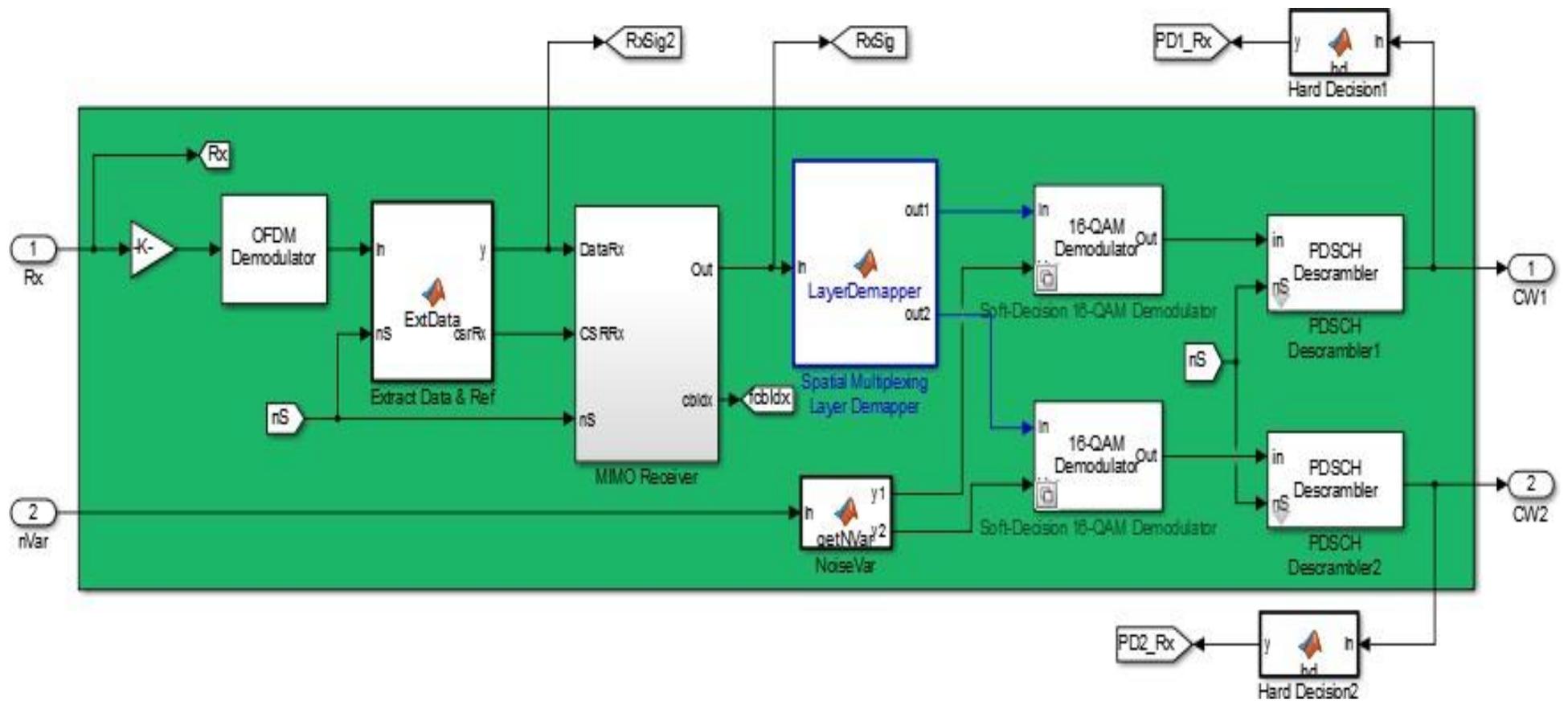


Рис. 5.81. Параллельные потоки — ОДПФ-демодуляция

Далее производится декодирование по соответствующему алгоритму CRC (рис. 5.82–5.83).

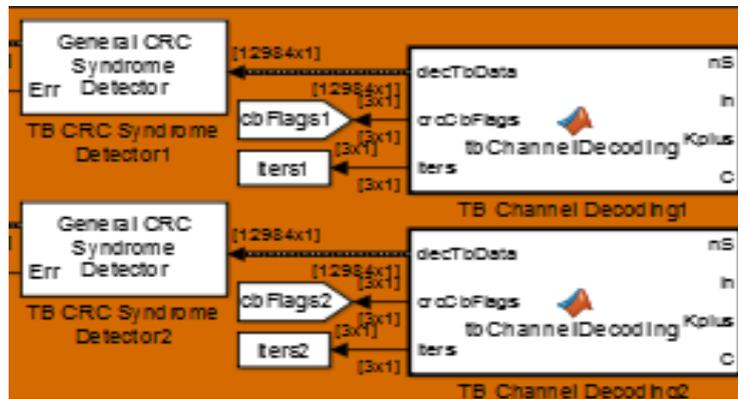


Рис. 5.82. Декодирование CRC

General CRC Syndrome Detector (mask) (link)

Detect errors in the input data frames according to the generator polynomial parameter. Specify the generator polynomial as either a string expressing the polynomial in algebraic form, a hexadecimal string, or as a binary or integer row vector with coefficients in descending order of powers.

The first output is the data frame with the CRC bits removed and the second output indicates if an error was detected in the data frame.

This block accepts a binary column vector input signal.

Parameters

Generator polynomial:

[1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 1] % gCRC24A

Initial states:

0

Direct method

Reflect input bytes

Reflect checksums before final XOR

Final XOR:

0

Рис. 5.83. Характеристики декодера CRC

После декодирования производится преобразование параллельных потоков в один исходный поток (рис. 5.84).

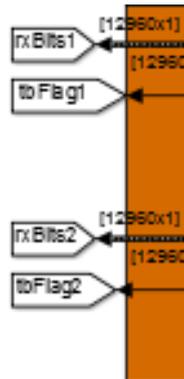


Рис. 5.84. Получение исходного потока

Данная схема позволяет формировать характеристики передачи данных по этому каналу, а именно: ширина спектра, количество антенн в ММО, вид модуляции, отношение сигнал/шум (рис. 5.85).

Model Parameters (mask)
Specifies model parameters for a simulation run.

Parameters

Channel bandwidth (MHz): 10

Control region (number of OFDM symbols per subframe):
2

Antenna configuration: 2x2

PDSCH modulation type: 16QAM

Target coding rate:
1/2

Fading channel model: EPA 0Hz

SNR (dB):
12.1

Enable PMI feedback

Maximum decoding iterations:
8

Disable transport-block level early termination

Рис. 5.85. Характеристики канала

В результате работы схемы можно получить некоторые зависимости:

1. Спектр передаваемого и принятого сигнала.
2. Диаграмму созвездий передаваемого и принятого сигнала (для каждой из антенн ММО).
3. Итерации декодера в зависимости от времени и кодовых слов для каждого параллельного потока.

Также можно построить зависимость битовой вероятности ошибки при заданном отношении сигнал/шум каждого параллельного потока отдельно, меняя значения отношения сигнал/шум (рис. 5.86).

	BLER	CBER	PBER	
	0	0	0.1125	CW#1
	0	0	0.06844	CW#2

Error Rates Display

Рис. 5.86. Информация о битовой вероятности ошибки параллельных потоков

В канале Downlink используются модуляции: QPSK, 16QAM, 64QAM. Полученная последовательность потока мультиплексируется с ортогональным частотным разделением канала, и за счет этого формируются OFDMA-символы. Модель позволяет формировать характеристики передачи данных по каналу Downlink, а именно изменять ширину спектра, количество антенн в MIMO, вид модуляции, отношение сигнал/шум. Были получены зависимости FER (вероятности ошибки в кадре) от SNR для различного количества антенн на передачу и прием.

Результаты исследования модели представлены ниже (рис. 5.87–5.93).

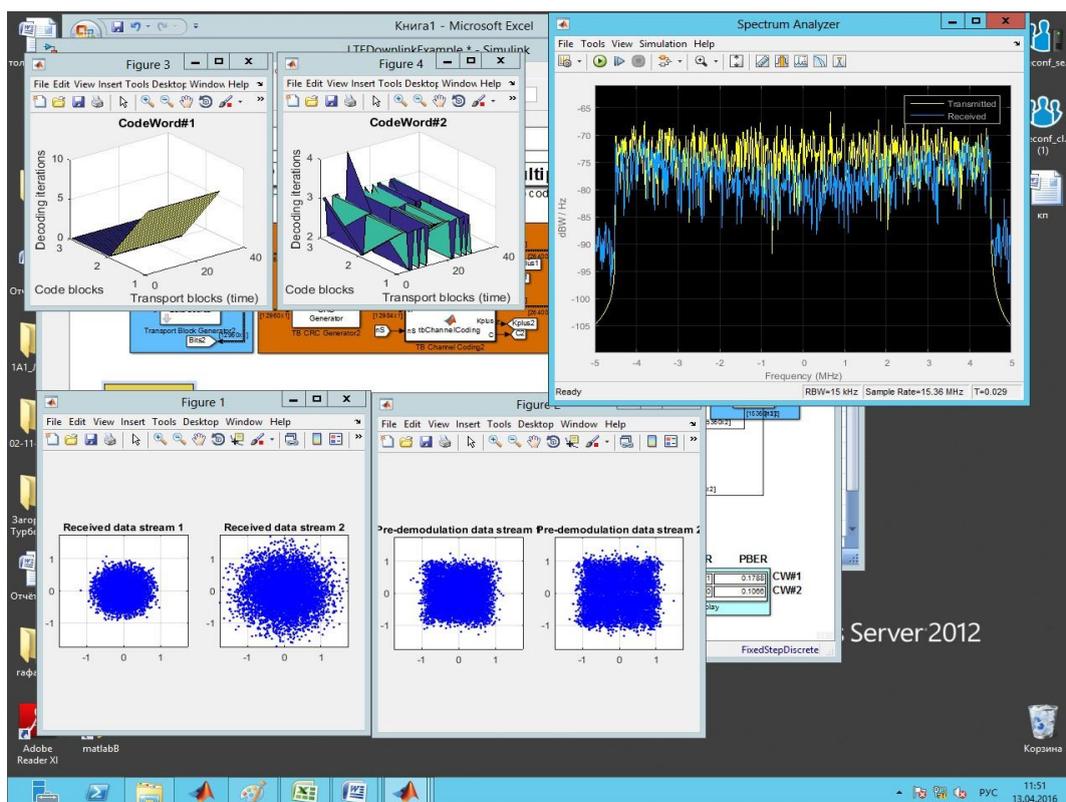


Рис. 5.87. Спектрограмма, созвездие и итерации декодера при 16QAM (SNR 10 dB)

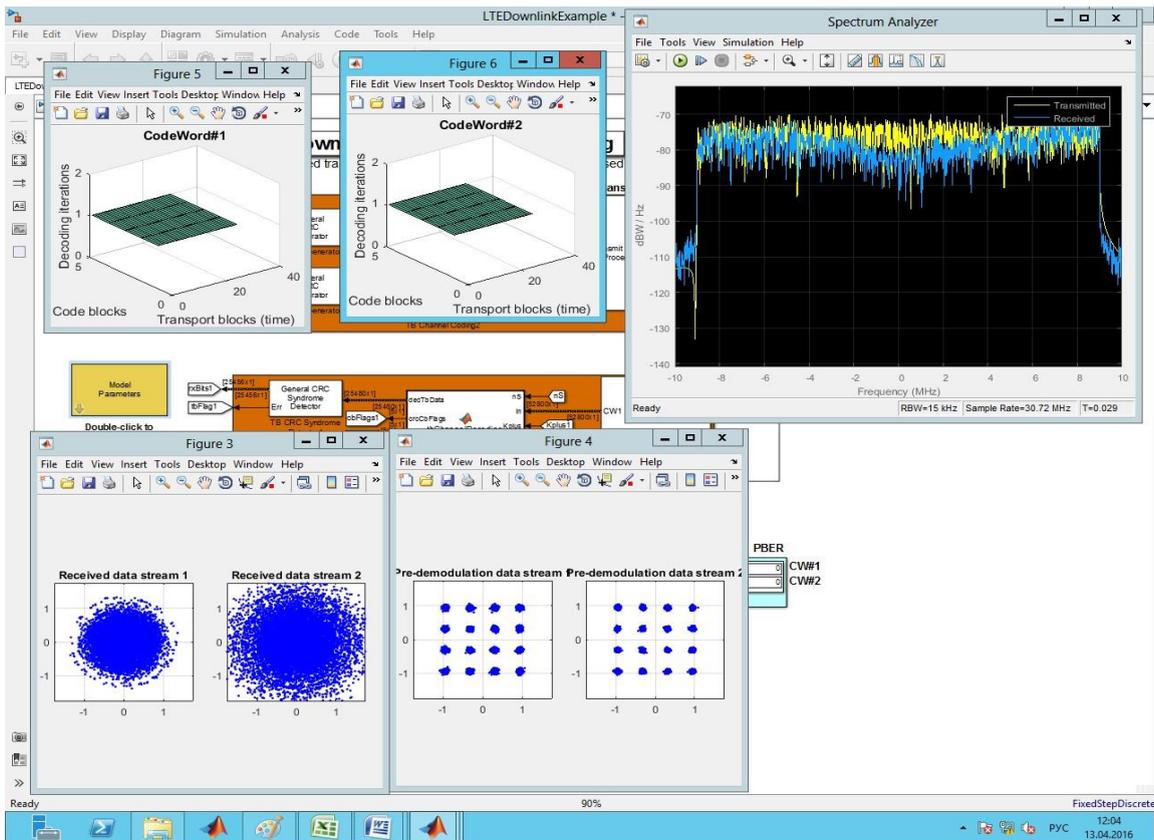


Рис. 5.88. Спектрограмма, созвездие и итерации декодера при 16QAM (SNR 30 dB)

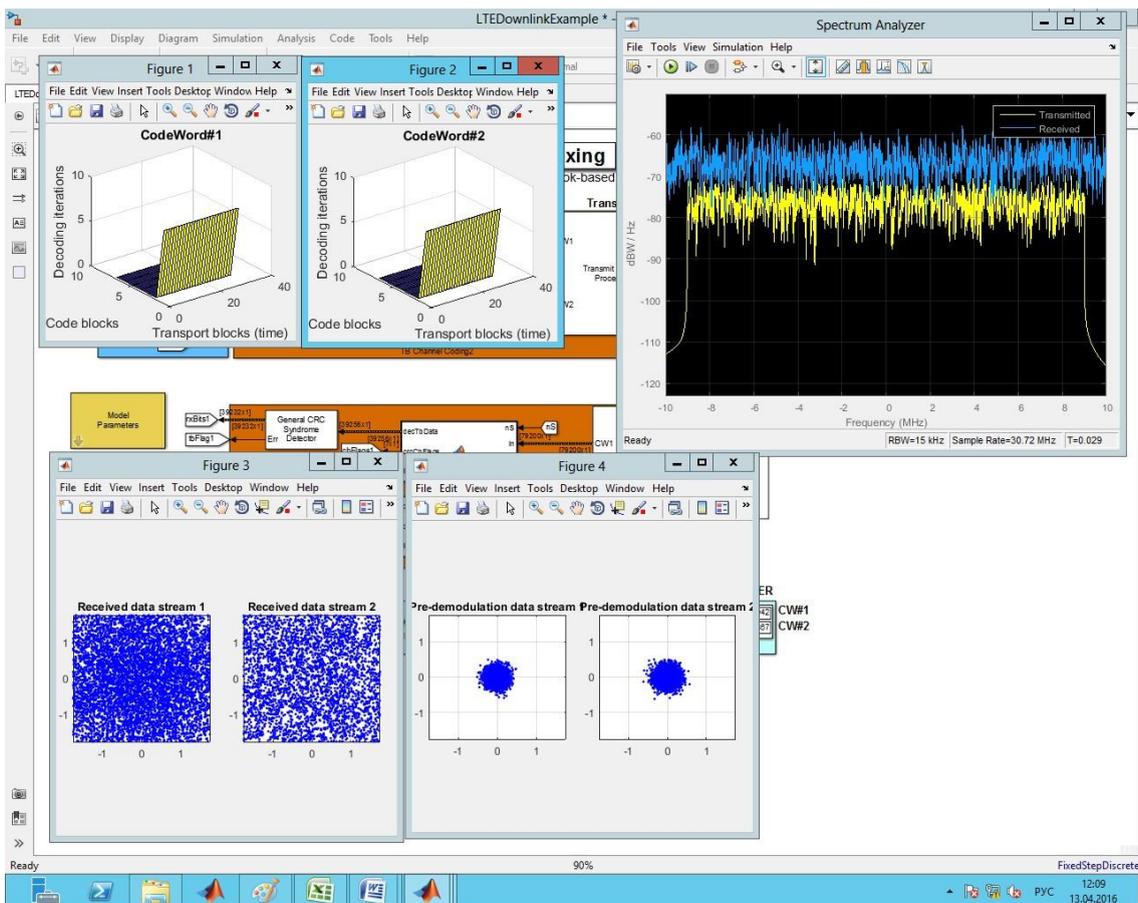


Рис. 5.89. Спектрограмма, созвездие и итерации декодера при 64QAM (SNR 15 dB)

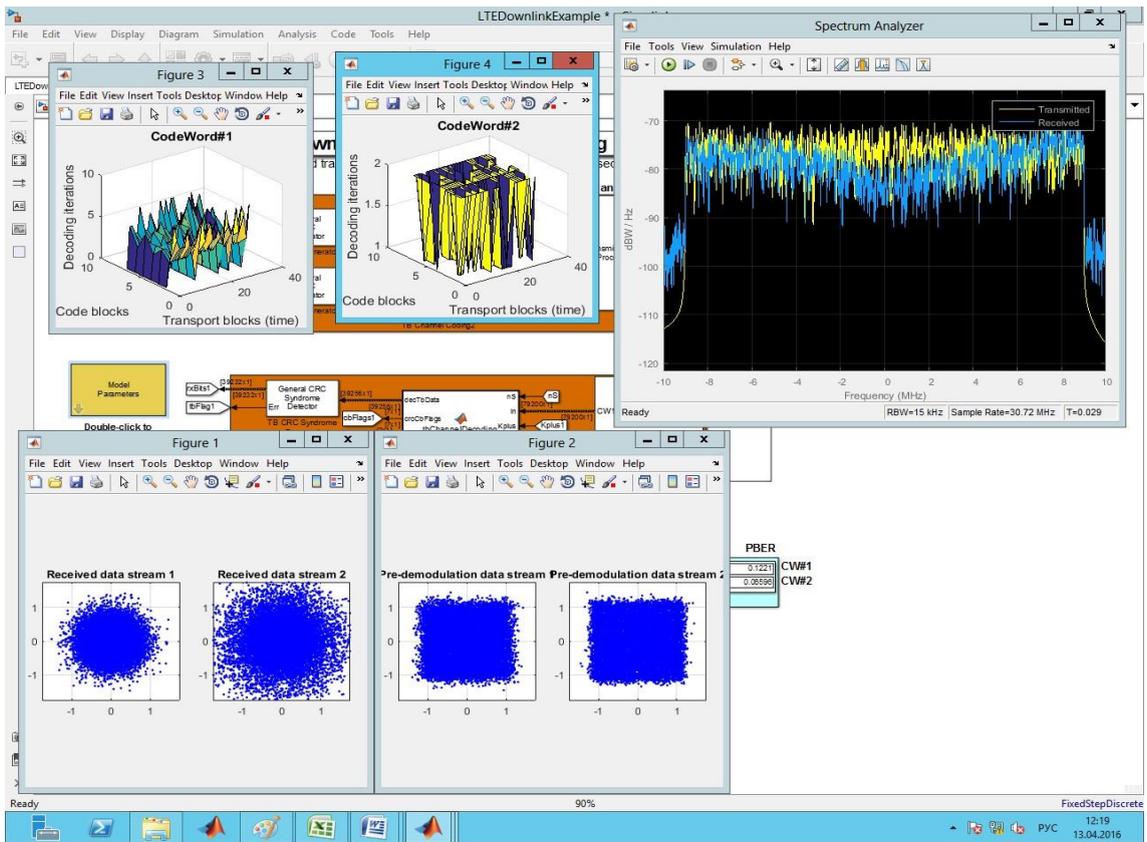


Рис. 5.90. Спектрограмма, созвездие и итерации декодера при 16QAM (SNR 15 dB)

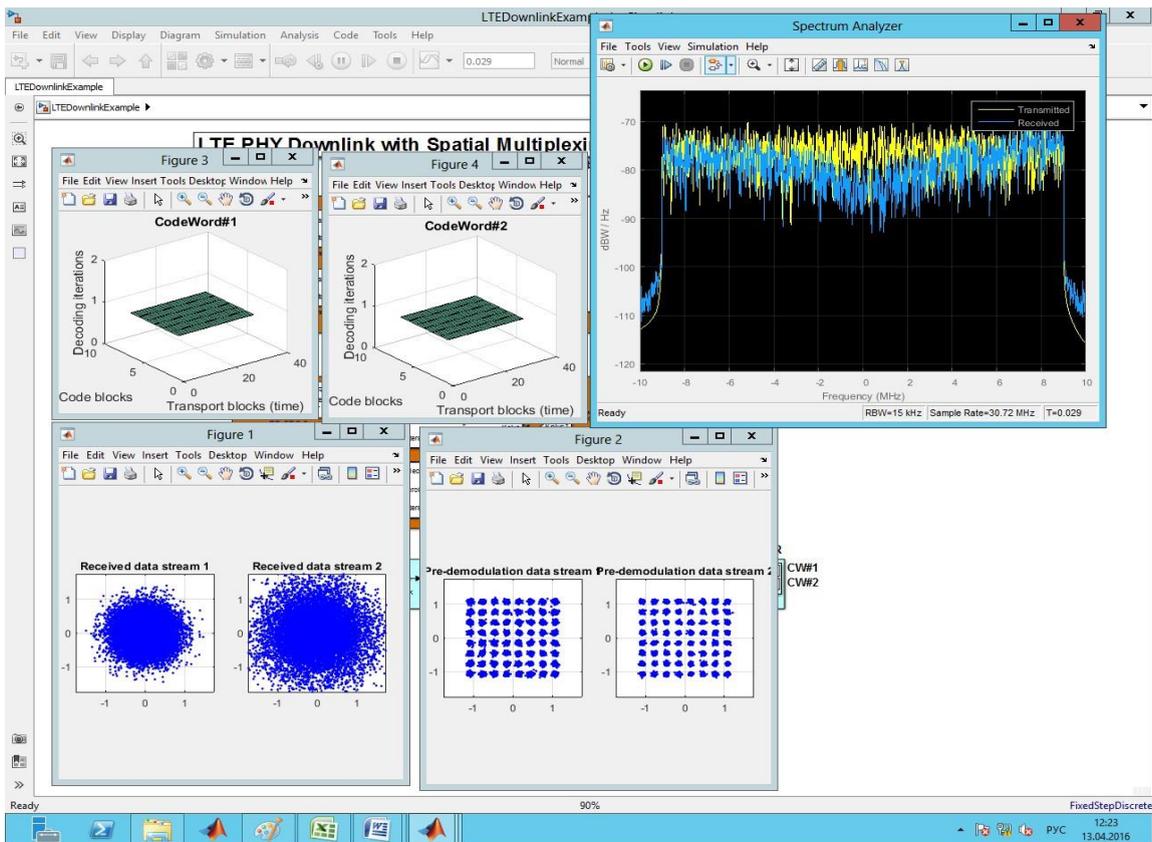


Рис. 5.91. Спектрограмма, созвездие и итерации декодера при 16QAM (SNR 30 dB)

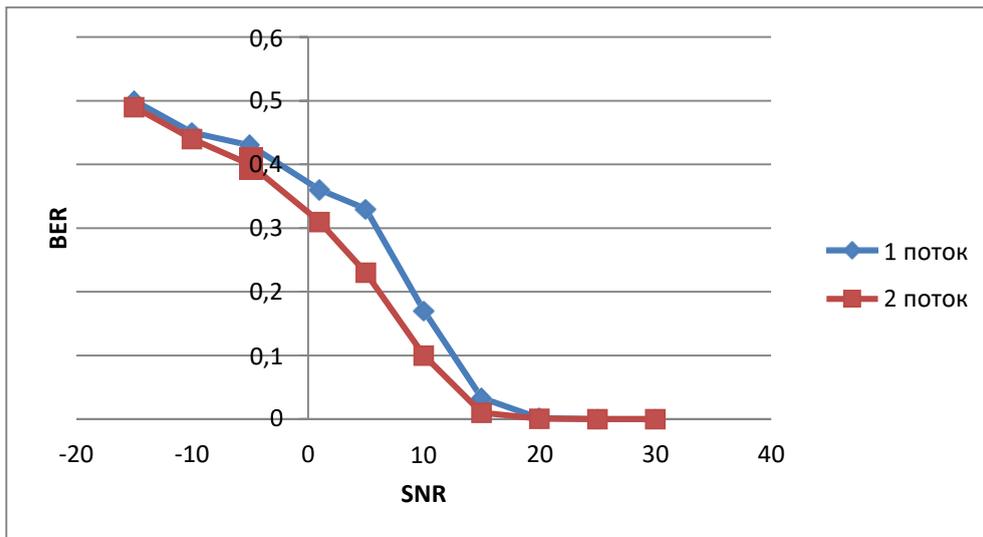


Рис. 5.92. Зависимость BER от SNR для 16-QAM

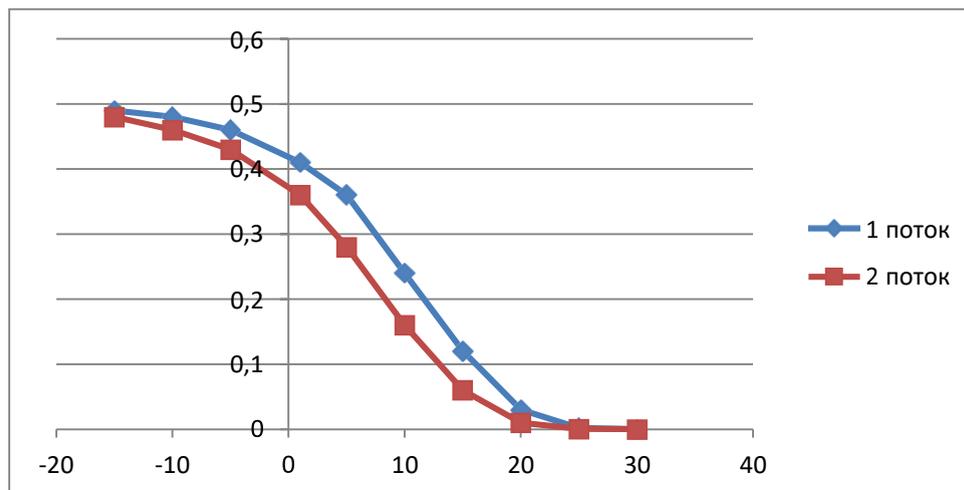


Рис. 5.93. Зависимость BER от SNR для 64-QAM

В разделе создана модель Simulink MATLAB LTE (Long Term Evolution) Downlink (DL) — нисходящего канала стандарта четвертого поколения — 4G. LTE Downlink (DL) — нисходящее соединение — использует OFDMA и схемы модуляции QPSK, 16QAM, 64QAM. Отличительной особенностью LTE является использование пространственного мультиплексирования MIMO (Multiple Input Multiple Output). Проведено исследование зависимости BER от SNR для различного количества антенн MIMO. Показано, что увеличение числа антенн позволяет не только увеличить скорость передачи, но и повысить помехоустойчивость передачи информации.

ГЛАВА 6. ЦИФРОВЫЕ РАДИОРЕЛЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ

В России наиболее широкое распространение получили две технологии построения транспортной инфраструктуры оператора связи: на основе волоконно-оптических систем и на основе систем радиосвязи. Первые характеризуются очень высокой пропускной способностью, но при этом требуют серьезных изыскательских работ и времени на реализацию проекта. В связи с этим волоконная оптика нашла применение прежде всего у операторов междугородной и международной связи. Системы радиосвязи позволяют гибко и оперативно охватывать большие территории, но при этом имеют ограниченную пропускную способность, что во многом обусловлено количеством частотных назначений, выданных тому или иному оператору.

На протяжении уже многих лет одним из наиболее экономичных и быстрых способов организации радиопередачи информационно-транспортных потоков на большие расстояния остается радиорелейная связь. Причем, если раньше в основной своей массе магистральные линии, обеспечивающие такую связь, были аналоговыми, то сейчас им на смену пришли современные цифровые радиорелейные станции (ЦРРС), обладающие высокой пропускной способностью. Работают такие станции, как правило, в диапазоне частот 3,4-11,7 ГГц. Их пропускная способность составляет 155 Мбит/с и более, а передача сигналов ведется с использованием многопозиционных видов модуляции. Для ЦРРС магистральных и внутризональных линий характерно наличие системы телеобслуживания, программно поддерживающей уровень управления сетевыми элементами и сетью, а также обеспечивающей контроль, управление и техническое обслуживание оборудования. Со строительством высокоскоростных ЦРРС связано ведущееся в настоящее время интенсивное освоение районов Крайнего Севера, которое требует серьезных инвестиций не только в создание технологических объектов, но и в построение телекоммуникационной составляющей. Выбор технологии построения транспортной инфраструктуры этого региона во многом предопределили его климатические и природные особенности. В частности, низкие температуры в зимний период, требующие специальных технологий защиты волоконно-оптических кабелей при их подвешивании на опоры (например, линий электропередач), наличие огромного количества водных преград (особенно в Ямало-Ненецком округе) и вечная мерзлота грунта серьезно затрудняют использование волоконной оптики в северных округах Тюменской области.

В сети связи Томской области доля радиорелейной связи составляет 60-70%. Преобладание радиорелейных систем над проводными и спутниковыми основывается на следующих факторах:

- большая площадь территории области - 314,4 тыс. км²;

- особенности рельефа: степень заболоченности Томской области достигает 40%, на долю речных долин приходится 1/5 всей территории области, лесные массивы занимают 63% территории;
- большие расстояния между населёнными пунктами,
- развитая нефте- и газодобывающая отрасль, требующая обеспечения связи на больших расстояниях и в труднодоступных районах, а также на протяжении всей трассы трубопроводов.

Наиболее крупными владельцами радиорелейных систем передачи информации на территории Томской области являются следующие организации:

- ООО «СибПТУС», обеспечивающая технологическую связь вдоль нефтепроводов, проходящих через Томскую область;
- ООО «Томсктрансгаз», обеспечивающая технологическую связь вдоль газопроводов, проходящих через Томскую область;
- ОАО «Сибирьтелеком», являющаяся оператором дальней связи на территории Томской области;
- операторы сотовой связи ОАО «Вымпелком» и ОАО «МТС».

Перед разработкой любого проекта следует рассмотреть все возможные альтернативные варианты. В качестве таковых в нашем случае возможен только один – аренда потоков у других операторов, поскольку заболоченность местности, большие расстояния и тяжелые климатические условия не позволяют даже рассматривать построение оптоволоконной системы связи. Вариант с арендой каналов для организации ООО «Томсктрансгаз» является неприемлемым по следующим причинам: во-первых, точки доступа к другим операторам в некоторых местах расположены на значительном расстоянии от мест расположения аппаратуры «Томсктрансгаз», что приведет к необходимости проведения дополнительных строительных работ; во-вторых, не во всех пунктах доступа имеется достаточная пропускная способность, необходимая для «Томсктрансгаз»; в-третьих, аренда каналов в долгосрочной перспективе оказывается слишком дорогой по сравнению с модернизацией используемого сейчас оборудования «Трал 400/24».

Последним и наиболее важным условием необходимости проектирования собственной цифровой РРЛ становится независимость обеспечения технологической связи от внешних факторов.

Обзор радиорелейных линий связи

В состав любой радиорелейной станции входит следующее оборудование:

- 1) аппаратура уплотнения каналов;
- 2) аппаратура служебной связи,
- 3) телесигнализации и телеуправления;

- 4) приемопередающая аппаратура;
- 5) аппаратура систем автоматического резервирования стволов;
- 6) антенно-фидерные устройства;
- 7) оборудование систем гарантированного электропитания

Современный приемопередающий комплекс способен передавать от нескольких каналов тональной частоты до 34 Мбит/с при плезиохронной цифровой иерархии (ПЦИ), и от потока STM-0 до STM-16 при синхронной цифровой иерархии (СЦИ).

В тех случаях, когда радиорелейная система передачи (РРС) предназначена для передачи большого числа сигналов, она образуется несколькими приемопередающими комплексами, работающими в одном направлении на различных частотах. Каждый из таких комплексов сверхвысокочастотных приемопередатчиков принято называть стволом.

По пропускной способности различают следующие РРЛ:

- а) многоканальные, с числом каналов ТЧ свыше 300;
- б) средней емкости – от 60 до 300 каналов ТЧ
- в) малоканальные – меньше 60 каналов ТЧ.

По области применения РРЛС делятся на магистральные, протяженностью более 2,5 тысяч км, внутризоновые – республиканского и областного значения протяженностью 250-1400 км, местные 50-200 км.

По способу разделения каналов РРЛС могут быть с частотным и временным разделением каналов, а по диапазону используемых частот – дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов.

Чтобы обеспечить радиорелейную связь в пределах прямой видимости, необходимо поднять антенны над уровнем земли на башнях или мачтах. Высоты антенных опор в зависимости от длины и профиля каждого пролета между соседними станциями могут достигать 120 м, строительство более высоких антенных башен становится экономически невыгодным.

Длина пролета между соседними РРС обычно от 30 до 55 км. В диапазонах частот выше 11 ГГц это значение может уменьшаться с повышением частоты. В отдельных случаях длина может быть уменьшена до 20 или 30 км из-за необходимости размещения РРС в заданном пункте, а также когда на трассе РРЛ имеются препятствия.

Ограниченность расстояния прямой видимости не следует рассматривать как сугубо отрицательный фактор. Именно за счет невозможности свободного распространения радиоволн на большие расстояния устраняются взаимные помехи между РРС, а также возможно повторное использование частотного диапазона.

Основные проблемы организации связи

Физические процессы, происходящие в канале связи, определяют изменения, которые претерпевает сигнал на пути от передатчика к приемнику.

Во-первых, на сигнал действуют *аддитивные помехи*. Для НЧ и СЧ систем такими помехами являются сигналы соседних по частоте радиостанций, атмосферные и индустриальные шумы. Для УВЧ и СВЧ радиорелейных систем решающее значение приобретают собственные внутренние шумы приемных устройств, а для систем космической радиосвязи к ним добавляются шумы космического происхождения (при нарушении правил электромагнитной совместимости возможно также влияние других радиосредств, работающих в совмещенном диапазоне частот).

Во-вторых, на сигнал в канале действуют *мультипликативные помехи*, обусловленные изменениями параметров канала как четырехполосника.

Совместное воздействие аддитивных и мультипликативных помех определяет искажения сигнала. Величина искажений зависит от интенсивности помех и помехоустойчивых свойств системы связи. Любой канал связи вносит те или иные искажения. Вместе с тем передача считается неискажённой, если вносимые системой связи искажения не превышают установленных норм.

Электрические характеристики систем связи, определяющие искажения передаваемой информации, определяются на внутренних линиях РФ нормами ЕАСС, на международных линиях - рекомендациями МСЭ и Т.

Немаловажна ещё одна проблема. Загрузка диапазона радиочастот до 11 ГГц в настоящее время такова, что средства самой радиосвязи вынуждены работать в совмещенных диапазонах частот, а ведь в этом диапазоне работают еще и средства радиолокации, радионавигации, радиотелеметрии. Возникает серьезная и сложная проблема электромагнитной совместимости различных радиосредств, требующая решения не только в национальном, но и в глобальном масштабе.

Плезиохронная цифровая иерархия

Плезиохронная цифровая иерархия была разработана в начале 80-х годов. Она делится на три различные иерархические цифровые наборы, или цифровые иерархии. В первой из них, принятой в США и Канаде, в качестве скорости сигнала первичного цифрового канала (ПЦК) -DS1 была выбрана скорость 1544 кбит/с (т.е. двадцать четыре цифровых телефонных канала 64 кбит/с). Во второй, принятой в Японии, использовалась та же скорость для DS1. В третьей, принятой в Европе и Южной Америке, в качестве первичной была выбрана скорость 2048 кбит/с (формально количество каналов - 32, но два канала используются для сигнализации и управления).

Первая иерархия, порожденная скоростью 1544 кбит/с, давала последовательность: DS1 - DS2 - DS3 - DS4 или последовательность вида: 1544 - 6312 - 44736 - 274176 кбит/с, что, с учетом скорости DS0, соответствует ряду коэффициентов мультиплексирования $n=24$, $m=4$, $l=7$, $k=6$. Указанная иерархия позволяет передавать соответственно 24, 96, 672 и 4032 канала DS0.

Вторая иерархия, порожденная скоростью 1544 кбит/с, давала последовательность DS1 - DS2 - DS3 - DS4 или последовательность 1544 - 6312 - 32064 - 97728 кбит/с, что, с учетом скорости DS0, соответствует ряду коэффициентов мультиплексирования $n=24$, $m=4$, $l=5$, $k=3$. Указанная иерархия позволяет передавать соответственно 24, 96, 480 и 1440 каналов DS0.

Третья иерархия, порожденная скоростью 2048 кбит/с, давала последовательность E1 - E2 - E3 - E4 - E5 или последовательность 2048 - 8448 - 34368 - 139264 - 564992 - кбит/с, что соответствует ряду коэффициентов $n=30$ (32), $m=4$, $l=4$, $k=4$, $i=4$, (т.е. коэффициент мультиплексирования в этой иерархии выбирался постоянным и кратным 2). Указанная иерархия позволяет передавать соответственно 30, 120, 480, 1920 и 7680 каналов DS0, что отражается и в названии ИКМ систем: ИКМ-30, ИКМ-120, ИКМ-480 и т.д.

Указанные иерархии, известные под общим названием плезиохронная цифровая иерархия PDH, или ПЦИ, сведены в таблицу 6.1.

Таблица 6.1 - Схемы цифровых иерархий: американская (АС), японская (ЯС) и европейская (ЕС)

Уровень цифровой иерархии	Скорости передачи, соответствующие различным схемам цифровой иерархии		
	АС: 1 544 кбит/с	ЯС: 1544 кбит/с	ЕС: 2048 кбит/с
0	64	64	64
1	1544	1544	2048
2	6312	6312	8448
3	44736	32064	34368
4	—	97728	139264

Параллельное развитие трех различных иерархий не могло способствовать развитию глобальных телекоммуникаций в мире в целом, поэтому комитетом по стандартизации ИТУ-Т или МСЭ-Т были сделаны шаги по их унификации и возможному объединению. В результате был разработан стандарт, согласно которому были стандартизованы три первых уровня первой иерархии (DS1-DS2-DS3), четыре уровня второй иерархии (DS1-DS2-DSJ3-DSJ4) и четыре уровня третьей иерархии (E1-E2-E3-E4) в качестве основных. Также были указаны схемы кросс-мультиплексирования иерархий, например, из третьей в первую и обратно. На рисунке 6.1 схематично представлен результат, полученный после стандартизации.

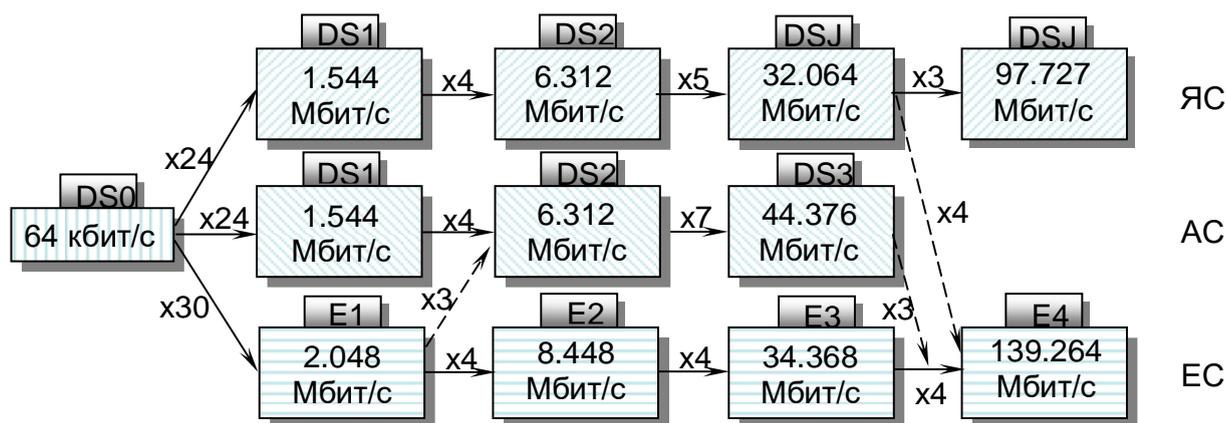


Рис. 6.1-Схема мультиплексирования и кросс-мультиплексирования в американской, японской и европейской цифровых иерархиях

Наличие стандартных скоростей передачи и фиксированных коэффициентов мультиплексирования позволило говорить о трех схемах мультиплексирования - американской, японской и европейской. При использовании жесткой синхронизации при приеме/передаче можно было бы применить метод мультиплексирования с чередованием октетов или байтов, как это делалось при формировании цифровых сигналов первого уровня, для того, чтобы иметь принципиальную возможность идентификации байтов или групп байтов каждого канала в общем потоке. Однако учитывая, что синхронизация входных последовательностей, подаваемых на мультиплексор от разных абонентов/пользователей, отсутствует, в схемах второго и более высокого уровней мультиплексирования был использован метод мультиплексирования с чередованием бит (а не байт). В этом методе мультиплексор, например, второго уровня формирует выходную цифровую последовательность скоростью 6 Мбит/с - АС, ЯС (или 8 Мбит/с - ЕС) путем чередования бит входных последовательностей от разных каналов (для АС и ЯС это каналы Т1, а для ЕС - каналы Е1).

Так как мультиплексор не формирует структуры, которая могла бы быть использована для определения позиции бита каждого канала, а входные скорости разных каналов могут не совпадать, то используется внутренняя побитовая синхронизация, при которой мультиплексор сам выравнивает скорости входных потоков путем добавления или удаления нужного числа выравнивающих бит в каналы с относительно меньшими скоростями передачи. Благодаря этому на выходе мультиплексора формируется синхронизированная цифровая последовательность. Информация о вставленных/изъятых битах передается по служебным каналам, формируемым отдельными битами в структуре фрейма. На последующих уровнях мультиплексирования эта схема повторяется, добавляя новые выравнивающие биты. Эти биты затем удаляются/добавляются при демуплексировании на приемной стороне для восстановления исходной

цифровой последовательности. Такой процесс передачи получил название плезиохронного (т.е. почти синхронного), а цифровые иерархии АС, ЯС и ЕС соответственно название плезиохронных цифровых иерархий - PDH.

Кроме синхронизации, на уровне мультиплексора второго порядка также происходит формирование фреймов и мультифреймов, которые позволяют структурировать последовательность в целом. Формирование фреймов и мультифреймов и их выравнивание особенно важно для локализации на приемной стороне каждого фрейма, что позволяет в свою очередь получить информацию о сигнализации и кодовых группах контролирующих избыточных кодов CRC и информацию служебного канала данных.

Общая схема канала передачи с использованием технологии PDH даже в самом простом варианте топологии сети "точка - точка" на скорости 140 Мбит/с должна включать три уровня мультиплексирования на передающей стороне (для ЕС, например, 2→8, 8→34 и 34→140) и три уровня демультиплексирования на приемной стороне, что приводит к достаточно сложной аппаратурной реализации таких систем.

Еще одним недостатком систем передачи плезиохронной цифровой иерархии является также то, что при нарушении синхронизации группового сигнала восстановление синхронизации первичных цифровых потоков происходит многоступенчатым путем, а это занимает довольно много времени.

Но самое главное, что заставило уже в середине 80-х годов XX в. искать новые подходы к построению цифровых иерархий систем передачи, это почти полное отсутствие возможностей автоматически контролировать состояние сети связи и управлять ею. А без этого создать надежную сеть с высоким качеством обслуживания практически невозможно. Все эти факторы и побудили разработать еще одну цифровую иерархию.

Синхронная цифровая иерархия

Новая цифровая иерархия была задумана как скоростная информационная автострада для транспортирования цифровых потоков с разными скоростями. В этой иерархии объединяются и разъединяются потоки со скоростями 155,520 Мбит/с и выше. Поскольку способ объединения потоков был выбран синхронный, то данная иерархия получила название синхронной цифровой иерархии (Synchronous Digital Hierarchy — SDH).

Для транспортирования цифрового потока со скоростью 155 Мбит/с создается синхронный транспортный модуль (Synchronous Transport Module) STM-1. Его упрощенная структура дана на рисунок 6.1. Модуль представляет собой фрейм (рамку) $9 \cdot 270 = 2430$ байт. Кроме передаваемой информации (называемой в литературе полезной нагрузкой), он содержит в 4-й строке указатель (Pointer, PTR), определяющий начало записи полезной нагрузки (рис.6.2).



Рис. 6.2 – Структура модуля STM-1

Чтобы определить маршрут транспортного модуля, в левой части рамки записывается секционный заголовок (Section Over Head, SOH). Нижние $5 \cdot 9 = 45$ байтов (после указателя) отвечают за доставку информации в то место сети, к тому мультиплексу, где этот транспортный модуль будет переформировываться. Данная часть заголовка так и называется: секционный заголовок мультиплексора (MSOH). Верхние $3 \cdot 9 = 27$ байтов (до указателя) представляют собой секционный заголовок регенератора (RSOH), где будут осуществляться восстановление потока, "поврежденного" помехами, и исправление ошибок в нем.

Один цикл передачи включает в себя считывание в линию такой прямоугольной таблицы. Порядок передачи байтов — слева направо, сверху вниз (так же, как при чтении текста на странице). Продолжительность цикла передачи STM-1 составляет 125 мкс, т.е. он повторяется с частотой 8 кГц. Каждая клеточка соответствует скорости передачи $8 \text{ бит} \cdot 8 \text{ кГц} = 64 \text{ кбит/с}$. Значит, если тратить на передачу в линию каждой прямоугольной рамки 125 мкс, то за секунду в линию будет передано $9 \cdot 270 \cdot 64 \text{ Кбит/с} = 155\,520 \text{ Кбит/с}$, т.е. 155 Мбит/с.

Для создания более мощных цифровых потоков в SDH-системах формируется следующая скоростная иерархия: четыре модуля STM-1 объединяются путем побайтового мультиплексирования в модуль STM-4, передаваемый со скоростью 622,080 Мбит/с; затем четыре модуля STM-4 объединяются в модуль STM-16 со скоростью передачи 2488,320 Мбит/с; наконец четыре модуля STM-16 могут быть объединены в высокоскоростной модуль STM-64 (9953, 280 Мбит/с).

В сети SDH применены принципы контейнерных перевозок. Подлежащие транспортировке сигналы предварительно размещаются в стандартных контейнерах (Container — C). Все операции с контейнерами производятся независимо от их содержания, чем и достигается прозрачность сети SDH, т.е. способность транспортировать различные сигналы, в частности сигналы PDH.

Наиболее близким по скорости к первому уровню иерархии SDH (155, 520 Мбит/с) является цифровой поток со скоростью 139,264 Мбит/с, образуемый на выходе аппаратуры плезихронной цифровой иерархии ИКМ-1920. Его проще

всего разместить в модуле STM-1. Для этого поступающий цифровой сигнал сначала "упаковывают" в контейнер (т.е. размещают на определенных позициях его цикла), который обозначается C-4. Рамка контейнера C-4 содержит 9 строк и 260 однобайтовых столбцов. Добавлением слева еще одного столбца — маршрутного или трактового заголовка (Path Over Head, POH) — этот контейнер преобразуется в виртуальный контейнер VC-4.

Наконец, чтобы поместить виртуальный контейнер VC-4 в модуль STM-1, его снабжают указателем (PTR), образуя таким способом административный блок AU-4 (Administrative Unit), а последний помещают непосредственно в модуль STM-1 вместе с секционным заголовком SOH (Рисунок 6.3).

Синхронный транспортный модуль STM-1 можно загрузить и плезиохронными потоками со скоростями 2,048 Мбит/с. Такие потоки формируются аппаратурой ИКМ-30, они широко распространены в современных сетях. Для первоначальной "упаковки" используется контейнер C12. Цифровой сигнал размещается на определенных позициях этого контейнера. Путем добавления маршрутного, или транспортного, заголовка (POH) образуется виртуальный контейнер VC-12. Виртуальные контейнеры формируются и расформируются в точках окончаний трактов.

В модуле STM-1 можно разместить 63 виртуальных контейнера VC-12. При этом поступают следующим образом. Виртуальный контейнер VC-12 снабжают указателем (PTR) и образуют тем самым транспортный блок TU-12 (Tributary Unit). Теперь цифровые потоки разных транспортных блоков можно объединять в цифровой поток 155,520 Мбит/с. Сначала три транспортных блока TU-12 путем мультиплексирования объединяют в группу транспортных блоков TUG-2 (Tributary Unit Group), затем семь групп TUG-2 мультиплексируют в группы транспортных блоков TUG-3, а три группы TUG-3 объединяют вместе и помещают в виртуальный контейнер VC-4. Далее путь преобразования известен (рис. 6.3).

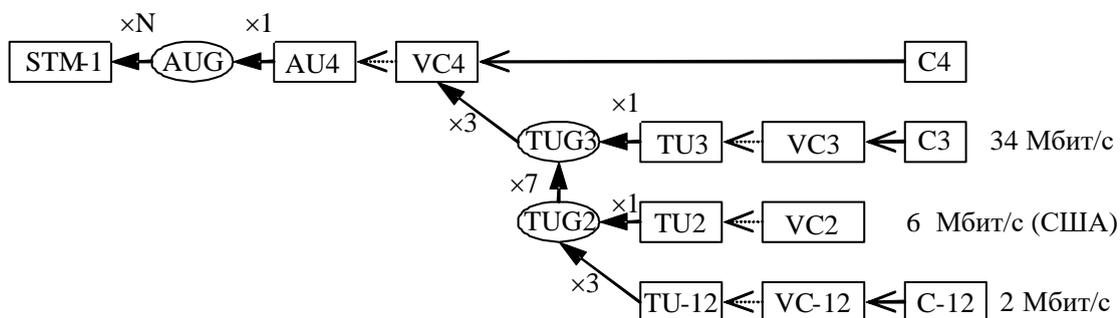


Рис. 6.3 - Упрощенная схема преобразования в SDH

Плезиохронные цифровые потоки всех уровней размещаются в контейнерах С с использованием процедуры выравнивания скоростей (положительного, отрицательного и двухстороннего).

Важной особенностью аппаратуры SDH является то, что в трактовых и сетевых заголовках помимо маршрутной информации создается много информации, позволяющей обеспечить наблюдение и управление всей сетью в целом, дистанционные переключения в мультиплексорах по требованию клиентов, осуществлять контроль и диагностику, своевременно обнаружить и устранять неисправности, реализовать эффективную эксплуатацию сети и сохранить высокое качество предоставляемых услуг.

К особенностям SDH можно отнести:

- синхронную передачу и мультиплексирование. Элементы сети используют один задающий генератор, поэтому вопросы построения системы синхронизации становятся особо важными;
- предусматривает прямой ввод/вывод потока E1;
- надёжность и самовосстанавливаемость сети, обусловленные тем, что, во-первых, сеть использует волоконно – оптические кабели, передача по которым не подвержена действию электромагнитных помех, во-вторых, архитектура и гибкое управление сетями позволяет использовать защищенный режим работы, допускающий два альтернативных пути распространения сигнала с почти мгновенным переключением в случае повреждения одного из них, а также обход поврежденного узла сети, что делает эти сети самовосстанавливающимися;
- выделение полосы пропускания по требованию – услуга, которая раньше могла быть осуществлена только по заранее спланированной договоренности, теперь может быть предоставлена в считанные секунды путем переключения на другой канал;
- прозрачность для передачи любого трафика, что обусловлено использованием виртуальных контейнеров для передачи трафика, сформированного другими технологиями (ATM, ISDN, Frame Relay);
- гибкость управления сетью, обусловленная наличием большого числа широкополосных каналов управления.

Подведем итоги рассмотренных нами систем цифровой иерархии:

Отличия SDH от PDH:

1. Единый для всех высокостабильный тактовый генератор;
2. Большое количество служебной информации, т.е. заголовков и указателей;
3. Универсальный интерфейс (имеется в виду взаимодействие) для всех национальных систем: США, Япония, Европа.

Достоинства SDH:

1. Упрощенный процесс мультиплексирования и демупльтиплексирования. Здесь не надо много распаковывать, как в ПЦИ, так как есть много заголовков.
2. Простота ввода компонентных сигналов - Заголовки + плавающий режим
3. Качественное управление сложными сетями:
 - управление конфигурацией;
 - управление неисправностями: выявление дистанционной неисправности и исправление ее;
 - управление качеством;
 - управление безопасностью.

Недостатки SDH:

1. Система очень дорогая;
2. Должна быть высочайшая стабильность частоты. А это сделать сложно.
3. Большое время вхождения в синхронизм;
4. Система чрезвычайно избыточна, т.к. много заголовков и пустых мест на будущее. Но это окупается высокой пропускной способностью.

Частотные диапазоны РРЛ

Диапазон 7 ГГц (7.25-7.55 ГГц)

Диапазон 7 ГГц освоен в настоящее время достаточно хорошо. В нем работает большое количество радиорелейных систем средней емкости (порядка 300-700 ТЛФ каналов в стволе для аналоговых систем и до 55 Мбит/с - для цифровых). Существует и аппаратура большой емкости, предназначенная для передачи потоков STM-1. В этом диапазоне на распространение сигнала начинают оказывать влияние гидрометеоры (дождь, снег, туман и пр.). Кроме того, влияет атмосферная рефракция, приводящая к закрытию трассы или к интерференции волн.

Средняя протяженность пролета РРЛ составляет 30-40 км. Антенны имеют высокий коэффициент усиления при диаметрах порядка 1.5 - 2.5 м.

Число радиосредств в России, использующих этот диапазон, пока относительно невелико, и, следовательно, электромагнитная обстановка благополучна. Однако необходимо учитывать помехи от соседних радиорелейных линий, работающих в данном диапазоне частот.

Диапазоны 11 и 13 ГГц (10.7-11.7, 12.7-13.2 ГГц)

Эти диапазоны перспективны с точки зрения эффективности систем РРЛ. При протяженности пролета 15-30 км, высокоэффективные антенны имеют небольшие габариты и вес, что обеспечивает относительную дешевизну антенных опор.

Доля влияния атмосферной рефракции на устойчивость работы систем уменьшается, но увеличивается влияние гидрометеоров. В этих диапазонах, в основном, строятся цифровые радиорелейные системы связи на скорости до 55

Мбит/с, хотя, есть примеры передачи цифровых потоков со скоростями до 155 Мбит/с.

Но эти диапазоны используют большое количество радиосредств. Спутниковые системы связи, различные радиолокаторы и пеленгаторы, охранные системы создают неблагоприятную электромагнитную обстановку, что затрудняет работу в данных диапазонах.

Диапазоны 15 и 18 ГГц (14.5-15.35, 17.7-19.7 ГГц)

Интенсивное развитие систем связи привело к бурному освоению этих диапазонов частот. Средняя протяженность пролетов достигает 20 км для зон с умеренным климатом. Аппаратура выполняется в виде моноблока. Типовые параболические антенны имеют диаметры 0.6, 1.2 или 1.8 м при коэффициентах усиления от 38 до 46 дБ. В ряде регионов России диапазон 15 ГГц уже перегружен радиосредствами. Диапазон 18 ГГц пока более свободен.

На распространение сигналов сильное влияние оказывают гидрометеоры и интерференция прямых и отраженных волн. Ослабление в дожде может составлять 1-12 дБ/км (при интенсивности дождей 20-160 мм/час). Некоторое влияние оказывает и сама атмосфера (атомы кислорода и молекулы воды), ослабление в которой достигает 0.1 дБ/км.

Диапазон 23 ГГц (21.2-23.6 ГГц)

Согласно рекомендациям МСЭ-Р в этом диапазоне разрешено строить системы аналоговой и цифровой связи любой емкости. Средняя протяженность пролетов меньше 20 км, так как на распространение сигналов сильное влияние оказывают гидрометеоры и ослабления в атмосфере. Желательно использовать вертикальную поляризацию радиоволн, хотя разрешено использование любой поляризации. Типовые параболические антенны имеют диаметры 0.3, 0.6 и 1.2 м.

Ослабление в дождях может быть от 2 до 18 дБ/км, а в атмосфере достигает 0.2 дБ/км. Диапазон разрешено использовать в спутниковых системах связи. Поэтому при расчетах необходимо учитывать возможность помех.

Таким образом, в соответствии с вышесказанным в нашем случае более предпочтительным является диапазон 7 ГГц, поскольку у ООО «Томсктрансгаз» используемая аналоговая РРЛ уже работает на этих частотах, следовательно, получать разрешение ГРЧК не требуется, а нужно просто подать заявление на регистрацию нового оборудования и частотного плана. Кроме того, оборудование фирм, рассчитанное на пропускную способность в STM-1 для данного диапазона, значительно дешевле своих аналогов, работающих на более высоких частотах.

Виды станций РРЛ

На РРЛ имеется несколько видов станций:

1. **Оконечная станция (ОС)**, предназначаются для ввода в РРЛ многоканального и ТВ сигнала на стороне передачи и для выделения этих сигналов на стороне приема. ОС РРЛ связана соединительными линиями с МТС и ТЦ. Часто ОС совмещаются с ТЦ. Структурная схема ОС приведена на рисунке 6.4.

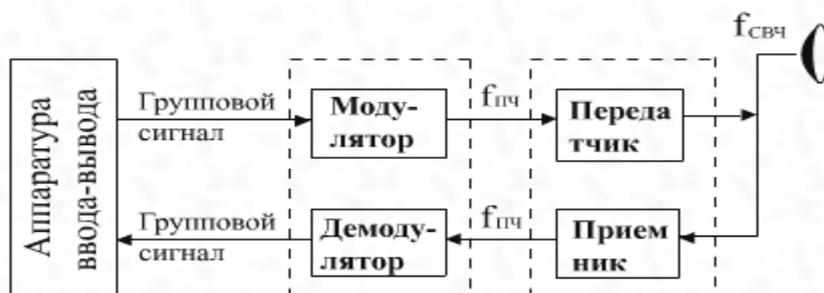


Рис. 6.4 – Структурная схема ОС

2. **Промежуточная станция (ПС)**, предназначена для приема сигналов от предыдущей станции, их усиления и передачи в направлении следующей станции. Соединение на ПС между передатчиком и приемником осуществляется по промежуточной частоте, т.е. без демодуляции сигналов в приемнике и без модуляции в передатчике. При необходимости может быть осуществлено выделение ТВ программы - для этого демодуляция сигнала промежуточной частоты осуществляется путем его снятия с дополнительного выхода приемника, что не оказывает влияние на качественные показатели сквозных каналов.

В малоканальных РРЛ и особенно в РРЛ с временным разделением применяется построение аппаратуры ПС, при котором демодуляция и модуляция производится на каждой ПС. Это позволяет вводить и выводить ТЛФ каналы на любой ПС. Структурная схема станции приведена на рисунке 6.5.

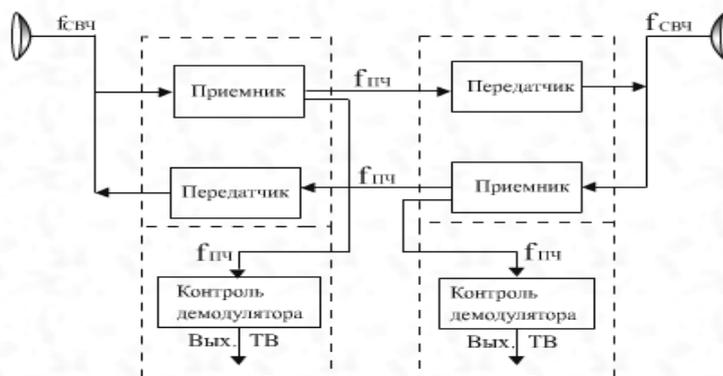


Рис. 6.5-Структурная схема ПС

3. **Узловые станции (УС)** предназначены для выделения части ТЛФ каналов и введения соответствующего количества новых каналов. От УС часто берут начало новые РРЛ (линии ответвления). В ТЛФ стволах на УС производится демодуляция сигналов со стороны приема и модуляция со стороны передачи. При необходимости эти преобразования производятся и в ТВ стволах. Структурная схема станции приведена на рисунке 6.6.

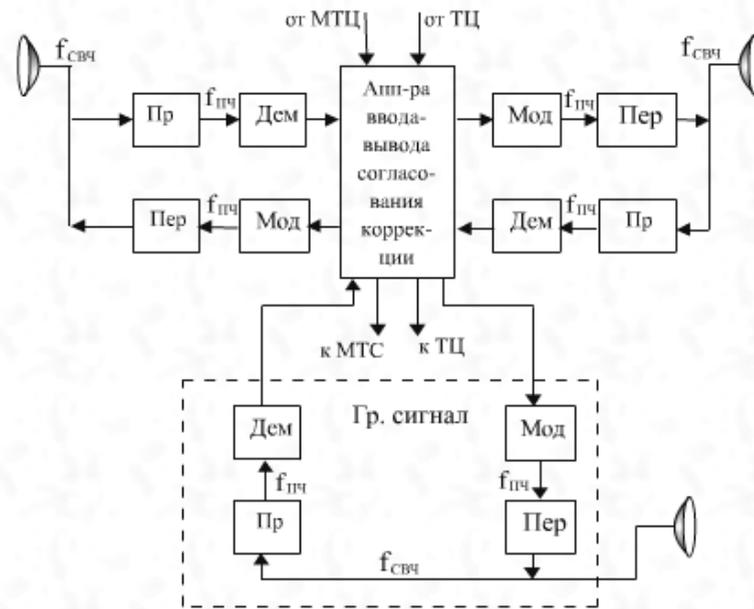


Рис. 6.6-Структурная схема УС

Основные требования, предъявляемые к антеннам РРЛ

В настоящее время на РРЛ прямой видимости применяются передатчики мощностью $2 \div 10$ Вт и в последнее время даже $0,5$ Вт. Расстояние между промежуточными пунктами составляет $40 \div 60$ км и высота мачт $50 \div 100$ м. При этом для устойчивой связи необходимо, чтобы коэффициент усиления антенны составляет $1000 \div 40000$ ($30 \div 46$ дБ). Обычно антенны дециметровых волн обладают коэффициентом усиления примерно 30 дБ и антенны сантиметровых волн $40 \div 46$ дБ.

На магистральных РРЛ большой емкости применяют, как правило, двухчастотную схему, которая, как известно, требует защитного действия антенн не менее $65 \div 70$ дБ.

Для увеличения переходного затухания между трактами приема и передачи, излучаемое и принимаемое антенной поля должны иметь взаимно перпендикулярные поляризации. Для этого линии питания и облучатель антенны должны быть выполнены так, чтобы было можно одновременно передавать и

принимать волны с различными поляризациями, и диаграмма направленности антенны должна быть асимметричной.

Отраженные волны в тракте питания приводят к нелинейности фазовой характеристики последнего, что вызывает нелинейные искажения в сигнале. Допустимая величина коэффициента отражения, вызванного рассогласованием линии с антенной, для многоканальных систем не должна превышать 2 % во всей рабочей полосе частот. Для этих систем полоса частот, удовлетворяющая данному требованию, должна составлять 10 ÷ 15 % от несущей частоты высокочастотного сигнала.

Конструкция антенны должна быть жесткой, чтобы при порывах ветра упругая деформация антенны не превышала допустимую величину. Атмосферные осадки не должны попадать в тракт питания антенны, т.к. это приводит к увеличению затухания в тракте и к рассогласованию. Антенна должна иметь возможность поворота в небольших пределах с целью точной установки направления максимального излучения на корреспондента.

План распределения частот

Под частотным планом системы РРЛ связи понимают распределение частот приема и передачи между стволами системы, а также распределение частот гетеродинов, т.е. распределение частот передачи и приема на одном стволе.

Так как особенностью построения аппаратуры РРЛ связи является то, что на ПС приемные и передающие антенны одного направления связи практически расположены рядом, то возникающие в этом случае взаимосвязи между антеннами не позволяют использовать одни и те же рабочие частоты при приеме и передаче сигналов в данном направлении. Поэтому на ПС возникает необходимость в изменении рабочих частот приема и передачи как при организации односторонней, так и двусторонней связи. Изменение частот производится на каждой станции в соответствии с принятой схемой построения аппаратуры.

Следовательно, ПС выполняет две функции:

1. Усиление сигнала;
2. Преобразование частоты СВЧ сигнала с целью устранения возможной связи между передатчиком и приемником данной станции.

Существуют три плана распределения частот в РРЛ прямой видимости, для ствола:

- двухчастотный план (рисунок 6.7);
- четырехчастотный план (рисунок 6.8);
- шестичастотный план (рисунок 6.9).

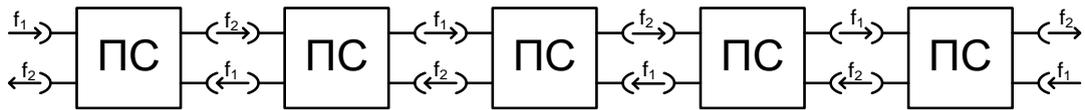


Рис. 6.7. Схема двухчастотного плана

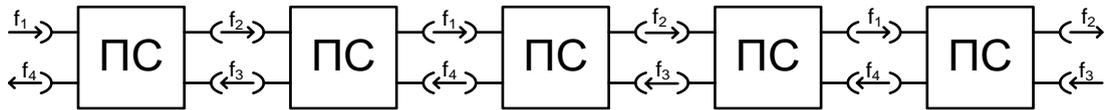


Рис. 6.8. Схема четырехчастотного плана

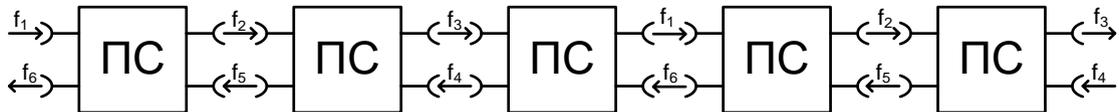


Рис. 6.9. Схема шестичастотного плана

Двухчастотная система экономична с точки зрения использования диапазона частот, но требует высоких защитных свойств антенн от приема сигналов с обратного направления. При двухчастотной системе используются РПА, параболические или другие антенны, имеющие защиту от приема сигналов с обратного направления порядка $60 \div 70$ дБ. Такая система применяется обычно на РРЛ большой и средней емкости.

Четырехчастотная система допускает использование более простых дешевых конструкций антенных систем, например, перископических. Однако количество дуплексных радиостволов, которое может быть образовано в данной полосе частот при четырехчастотной системе в два раза меньше, чем при двухчастотной системе. Четырехчастотная система с более простыми антенными системами применяется на РРЛ средней и малой пропускной способности, предназначенных для внутризонавых и низовых связей.

Частоты приема и передачи в одном стволе РРЛ чередуются от станции к станции. Станции, на которых прием осуществляется на более низкой частоте (f_1), а передача на более высокой (f_2), обозначаются индексом “НВ”, а станции, на которых прием производится на более высокой частоте (f_2), передача на более низкой (f_1) обозначается индексом “ВН” (рис. 6.10).

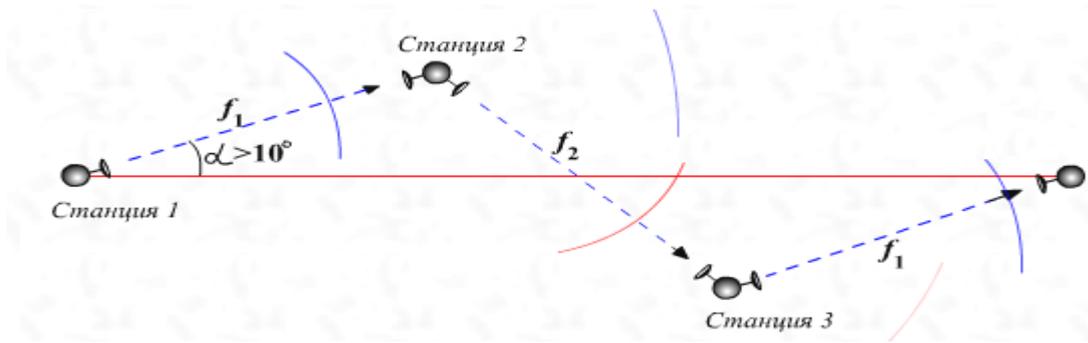


Рис. 6.10. Расположение станций РРЛ

Повторение через интервал одних и тех же частот допустимо потому, что в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн при отсутствии прямой видимости между антеннами ослабление сигнала достаточно велико. Однако при некоторых условиях распространения радиоволн, например, при повышенной рефракции, возможен прием сигнала от станции, отстоящей на 3 интервала (минус 2 станции), что и приводит к значительным искажениям передаваемых сигналов. Во избежание этого станции РРЛ располагают на ломаной линии с тем, чтобы паразитный сигнал дополнительно сильно ослаблялся за счет направленных свойств антенн (рисунок 6.10).

Для того чтобы свести к минимуму интерференционные помехи в многоствольных РРЛ, возникающие при одновременной работе нескольких приемников и передатчиков на общий антенно-фидерный тракт, существуют определенные планы распределения частот.

Во всех современных РРЛ системах применяются планы с разнесенными частотами приема и передачи, т.е. частоты приема размещены в одной половине диапазона, а частоты передач – в другой половине диапазона. Такой план распределения частот приведен на рисунке 6.11.

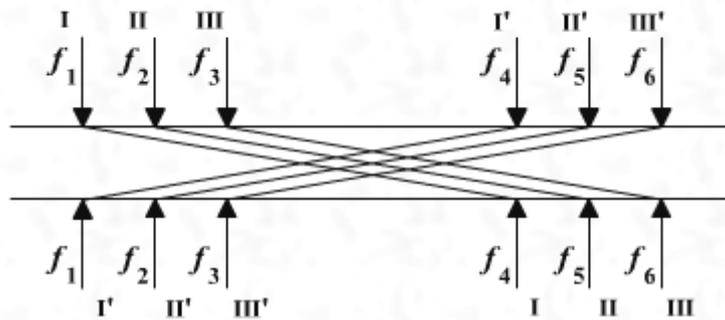


Рис. 6.11 - План с разнесенными частотами приема и передачи

При таком плане распределения частот разность между частотами передачи и приема одного ствола значительно и это облегчает требования к характеристикам

приемных полосовых фильтров. При этом плане каждая антенна может быть использована одновременно как для передачи, так и приема сигналов.

Существует второй план распределения частот – при этом плане предусматривается чередование частот приема и передачи отдельных стволов (рисунок 6.12).

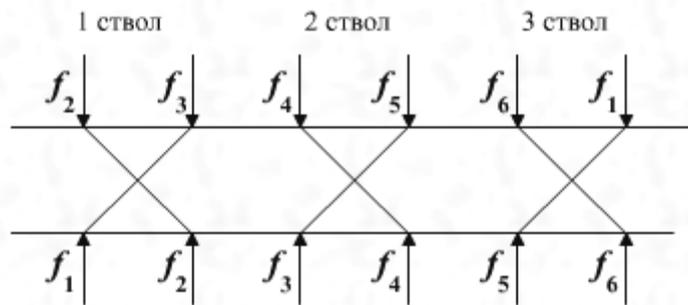


Рис. 6.12 – План с чередованием частот приема и передачи

В нашем случае выберем четырехчастотный план, поскольку двухчастотного будет недостаточно из-за почти прямолинейного расположения РРС. С другой стороны, использование шестичастотного плана неоправданно с точки зрения частотного ресурса, получение разрешения на использование которого в диапазоне 7 ГГц может быть проблематично из-за его занятости. Выбор частот приема и передачи осуществим по предоставленной производителем оборудования формуле:

$$F_H = 7400 - 164.5 + 28 \cdot n \quad (6.1)$$

$$F_B = 7400 - 3.5 + 28 \cdot n \quad (6.2)$$

Формула 6.1 позволяет рассчитать нижнюю рабочую частоту приемопередатчика, а формула 6.2 – верхнюю, при условии, что шаг сетки частот составляет 28 МГц, а дуплексный разнос – 160 МГц. Полный частотный план проектируемой РРЛ приведен на структурной схеме РТФ ДП.464543.001 ЭЗ.

Оборудование РРЛ

Размещение оборудования радиорелейных систем производится по следующим принципам:

1. Антенны размещаются на мачте и с оборудованием их соединяют волноводы. Герметичность антенно-волноводного тракта (АВТ) обеспечивается установкой дегидраторов – устройств, обеспечивающих избыточное давление в волноводах. Оборудование находится на земле в помещении, где поддерживается необходимый микроклимат.
2. Размещение приемопередающего высокочастотного (ВЧ) оборудования возле антенны и остальное оборудование внизу в помещении. Соединение между модулятором и ВЧ трактом выполняется коаксиальным кабелем, по

которому также подается питание на передатчики и приемники. При использовании разнесенного приема дополнительное оборудование также размещается на мачте возле приемной антенны.

Система электропитания ЦРРС обеспечивается соединением нескольких источников энергии – внешних источников электроснабжения, солнечных батарей, ветроэлектрогенераторов и аккумуляторных батарей, обеспечивающих работу оборудования при перерывах подачи электроэнергии от других источников. Все оборудование разделяется на классы энергопотребителей, в зависимости от этого обеспечивается та или иная система резервирования источников электропитания.

Существует и тенденция в размещении оборудования: если в недавнем прошлом все оборудование ЦРРС размещалось на земле, то в настоящее время с ростом миниатюризации элементов производители при производстве радиорелейных станций все больше проектируют радиооборудование с размещением возле антенны, как более дешевое. Номенклатура цифровых радиорелейных станций с размещением всего оборудования на земле становится все меньше, а то и вообще отсутствует. Как правило, современные производители стараются обеспечить возможность размещения оборудования как на земле, так и возле антенны, а заказчик уже сам выбирает, как ему удобно.

Исполнение с размещением оборудования возле антенны имеет свои достоинства и недостатки. К достоинствам следует отнести следующее:

- Отсутствует затухание в волноводном тракте, которое на высоких частотах достигает довольно больших величин. Например, на частоте 7 ГГц затухание в стандартном волноводе марки Е65 – 0,06дБ/м, что на 100метров длины волновода дает затухание на прием и на передачу на 6дБ. На более высоких частотах затухание будет еще больше. Компенсация потерь на затухание требует увеличения мощности передатчика и применения антенн большего диаметра для увеличения уровня принимаемого сигнала, что значительно удорожает систему.
- Стоимость соединительного коаксиального кабеля значительно ниже стоимости волновода.
- Отпадает проблема поддержания герметичности волноводного тракта.

Существуют и недостатки:

- При размещении СВЧ оборудования на мачте часто затруднен доступ к нему для настройки, обслуживания, профилактики или при неисправностях, что значительно замедляет устранение повреждений – важное условие при эксплуатации магистральных линий связи.
- Оборудование должно работать в большом диапазоне температур наружного воздуха – от максимальной – летом до минимальной – в сильный мороз. При этом надо учитывать, что радиочастотный блок размещен в открытом пространстве, где солнце может дополнительно разогреть его.

- Необходимо применять дополнительные меры грозозащиты, предотвращающие выход из строя ВЧ оборудования в радиочастотном блоке.
- Затруднено, а то и невозможно наращивание количества стволов при использовании одной антенны.

При проектировании данной радиорелейной линии связи основными недостатками размещения оборудования возле антенны стали следующие факторы:

1. не все фирмы дают гарантии работы оборудования при крайне отрицательных температурах, таких как -50 и ниже, при этом зима 2006 года показала важность данного показателя;
2. подобное размещение затрудняет проведение профилактических работ, которые проводятся достаточно часто, так как деятельность ООО «Томсктрансгаз» связано с особо опасным производством.

Использование аппаратуры в благоприятных условиях аппаратной, позволяет увеличить срок ее эксплуатации, что немаловажно при необходимости обеспечения непрерывности технологической связи.

Фирмы производители РРЛ

Главными факторами, которые следует учитывать при выборе поставщика радиорелейного оборудования, являются:

- положительные отзывы ведущих операторов связи;
- опыт эксплуатации в неблагоприятных климатических условиях;
- наличие сервисных центров;
- перспективы производства оборудования на ближайшее десятилетие;
- экономическая целесообразность внедрения;
- стоимостные характеристики.

Анализ возможностей использования оборудования отечественных производителей показывает, что, несмотря на растущее число производителей отечественного оборудования ЦРПС уровня STM-1 (M-Link, «Пламя», Nateks Microlink SDH), оно не соответствует первым двум критериям.

Кроме того, в большинстве случаев данное оборудование собрано из отдельных узлов производства зарубежных производителей, в том числе малоизвестных на телекоммуникационном рынке, а используемое отечественное программное обеспечение часто конфликтует со старыми версиями. Опыта их использования на магистральных линиях практически нет. Сертификаты получены на использование во внутризональных радиорелейных линиях.

Из зарубежного оборудования внимания заслуживает прежде всего продукция, имеющая положительные отзывы российских операторов и удовлетворяющая перечисленным ниже требованиям (таблица 6.2).

Таблица 1.2 – Радиорелейное оборудование зарубежных производителей

Тип PPC	Диапазон, ГГц	Производитель	Система
TRuepoint	6-38	Harris	SDH STM-1 (также может работать в PDH-сетях)
MegaStar	5,6,7,8, 11	Harris	SDH STM-1
Pasolink+	6-38	NEC	SDHSTM-1
DMR 3000S	4-11	NEC (сертифицирована в 2003 г.)	SDHSTM-1
Mini-Link High Capacity	18	Ericsson	SDH STM-1
Altium MX	6-38	Stratex Networks	SDHSTM-1
Eclipse	7, 15, 18	Stratex Networks	SDHSTM-1
SRT1F	4-13	Siemens (сертифицирована в 2003 г.)	SDHSTM-1
SRA4	6-38	Siemens (сертифицирована в 2003 г.)	SDHSTM-1
CityLink	5-38	NERA	SDH STM-1 (также может работать в PDH-сетях)
InterLink	5-38	NERA	SDHSTM-1

Среди них выделяются три производителя - NEC (ЦППС DMR 3000S), Nera (Interlink) и Harris (MegaStar) на их оборудовании остановили свой выбор наиболее

крупные телекоммуникационные операторы, и это оборудование имеет длительный и положительный срок эксплуатации.

Произведя поиск в Internet, было обнаружено, что фирма Harris не имеет в России своего представительства и, соответственно, сервисного центра. В дополнении можно отметить, что в России очень малое количество дилеров работает с их продукцией. Таким образом, наш выбор останавливается на фирмах Nec и Nera, имеющих свои представительства как в России, так и в странах СНГ. В этом можно убедиться, посетив их сайты по следующим адресам: www.nera.com.ru и www.nec.ru. Кроме того, оборудование этих фирм более дешевое.

Для DMR 3000S и MegaStar характерно нижнее расположение радиомодулей с эффективной и надежной системой дегидрации волноводных трактов. По оценкам операторов связи, оборудование хорошо себя зарекомендовало в эксплуатации. В обеих станциях применены специальные схемы коррекции дисперсионных искажений, а также эквалайзеры для компенсации потерь и борьбы с замираниями сигналов. ЦРПС DMR 3000S обеспечивает увеличение пропускной способности до 16 потоков по 155,52 Мбит/с, MegaStar - до 7 потоков уровня STM-1.

Поскольку мы проектируем внутризональную радиорелейную линию (ее протяженность – 275.5 км), то нам не нужно оборудование, способное передавать до нескольких потоков STM-1.

Для применения на внутризональных ЦРПЛ и линиях относительно небольшой протяженности представляют интерес ЦРПС Pasolink+ (NEC), TRuepoint (Harris), InterLink и CityLink (NERA). Пропускная способность каналобразующей аппаратуры составляет 155 Мбит/с синхронной цифровой иерархии уровня STM-1 с возможностью увеличения до 4 потоков 155,52 Мбит/с. Наличие встроенного мультиплексора и единой системы управления позволяет минимизировать затраты на создание транспортной инфраструктуры. Кроме того, оборудование допускает как нижнее, так и верхнее расположение радиомодулей. Для компенсации дисперсионных искажений, возникающих вследствие замираний в волноводной части, используются высокоэффективные корректоры. Возможно пространственное разнесение антенн и радиомодулей на расстояние до 200 м.

В ходе поиска характеристик радиорелейного оборудования вышеуказанных фирм-производителей, столкнулся с основной проблемой. Ни один из официальных дилеров или представительств фирм не дает полную и подробную информацию о своем оборудовании и его применении в конкретных случаях.. В связи с этим фактом, дальнейшее проектирование было решено производить на оборудовании фирмы «Микран», хотя, по имеющимся сведениям, ни один из комплектов еще не был установлен, поэтому опыта эксплуатации данного радиорелейного оборудование нет.

Кроме того, оборудования фирмы «Микран» не позволяет нижнее размещения высокочастотного оборудования, что также является большим минусом при его эксплуатации. Тем не менее, определившись с производителями оборудования и представляемыми ими линейками, проведем сравнительный анализ и представим результаты в таблице 6.3.

Таблица 6.3 – Сравнительный анализ радиорелейного оборудования

№	Параметр	МИКРАН МИК- РЛ7...15С	Nera Interlink	Nec DMR 3000S	Nec Pasolink+
1	Диапазон частот, ГГц	7-15	3-11	4-11	6-38
2	Пропускная способность	STM-1	От STM-1 до 16 STM-1	От STM-1 до 16 STM-1	От STM-0 до 2 STM-1/OC3
3	Разнос каналов, МГц	28-56	30-40	30-40	28-56
4	Тип модуляции	16 QAM, 64 QAM, 128 QAM	64 QAM, 128 QAM	64 QAM, 128 QAM	32 QAM, 128 QAM
5	Выходная мощность передатчика, дБм	21-27	26-29	30-33	10.5-25
6	Порог приемника, BER 10^{-6} , дБм	-(65-76)	-(68-72)	-(67-77)	-(67-68)
7	Система резервирования	1+0; 1+1; 2+0; 2+1; 3+0; 3+1	от 1+0 до 8+0 без резерва, от 1+1 до 7+1 с резервом	до 11+1	1+0; 1+1; 2+0
9	Служебная связь	2 x 64 кбит/с	3 x 64 кбит/с	4 x 64 Кбит/с	2 x 64 кбит/с
10	Управление сетью	ПО «Магистраль»	Nera NMS/LCT	MS3201	PNMS / PNMT
11	Расположение аппаратуры	верхнее	Верхнее и нижнее	Верхнее и нижнее	Верхнее и нижнее

Радиорелейное оборудование фирмы «Микран»

Аппаратура цифровых радиорелейных станций SDH иерархии «МИК-РЛххС» (рис. 6.13) работает в диапазоне частот от 4 до 40 ГГц со скоростью передачи информации 155.52 Мбит/с и позволяет в пределах пропускной способности передавать 1 поток STM-1 или 63 потока E1 или 42 потока E1 + трафик Ethernet (50 Мбит/с) или 21 поток E1 + трафик Ethernet (100 Мбит/с)].

Высокоскоростные ЦРРС «МИК-РЛ4...6С» предназначены для организации магистральных линий связи в диапазонах частот 4; 5 и 6 ГГц;

Высокоскоростные ЦРРС «МИК-РЛ7...15С» предназначены для организации внутризонавых, местных и технологических линий связи в диапазонах частот 7...15 ГГц;

Высокоскоростные ЦРРС «МИК-РЛ18...40С» предназначены для организации местных и технологических линий связи в диапазонах частот 18...40 ГГц;



Рис. 6.13 – Общий вид радиорелейной аппаратуры SDH иерархии «Микран»

Исполнение системы

Станции МИК-РЛ4...40С представляют собой функционально законченные системы передачи, позволяющие строить синхронные сети связи произвольной топологии.

В состав РРС входят: приёмопередающая аппаратура, мультиплексоры уровня STM-1 (терминальные и ввода-вывода), источники гарантированного электропитания и система управления сетью.

В традиционном для систем МИК-РЛ раздельном исполнении возможна реализация конфигураций 1+0; 1+1 и 2+0. Станция в конфигурации 1+1 состоит из двух выносных приемопередатчиков и приемников канала пространственного разнесения, устанавливаемых непосредственно на антеннах, и оборудования внутреннего исполнения – модуля доступа МД1-6. При нижнем расположении приемопередатчиков возможна реализация конфигураций 2+1, 3+0 или 3+1, в этом случае используется два модуля доступа МД1-6.

Особенности аппаратной реализации.

Архитектура модуля доступа МД1-6 позволяет в составе одного модуля простым добавлением необходимого количества блоков реализовать следующие варианты станций:

- терминальная станция 63xE1, одно направление по СВЧ, конфигурация 1+0 или 1+1;
- станция ввода/вывода 21xE1 или 42xE1, два направления по СВЧ, конфигурация 1+0 или 1+1;
- регенераторная станция без выделения потоков E1, два направления по СВЧ, конфигурация 1+0 или 1+1;
- регенераторная станция без выделения потоков E1, конфигурация 1+0 или 1+1, одно направление по СВЧ и одно направление по STM-1 (для работы с SDH-мультиплексорами других производителей (рис. 6.14).



Рис. 6.14 – Модуль доступа МД1-6

Модуль доступа МД1-6 имеет в своём составе мультиплексор STM-1 который обеспечивает мультиплексирование трибутарных цифровых потоков и сервисных каналов, вместо передачи потоков E1 возможна организация передачи трафика Ethernet ($n \times 21E1$). Модемы формируют спектр радиосигнала на промежуточной частоте и имеют встроенную аппаратную поддержку пространственного разнесения, для реализации которого требуется только установка антенн и приёмников пространственного разнесения. В модуле доступа МД1-6 используется распределенная система электропитания, благодаря чему достигается общая надежность и независимость питания каждого блока от остальных. Модуль доступа МД1-6 выполнен в корпусе Евромеханика 19' высотой 6U.

В системе предусмотрены дополнительный канал передачи данных с программно выбираемым типом интерфейса RS-232/422/485 (скорость передачи от 110 до 57 600 бит/с) и 2 цифровых канала служебной связи РСМ-64 с двухпроводными окончаниями FXO/FXS с возможностью выхода в ТфОП. Для

более эффективного использования каналов служебной связи на каждой станции предусмотрен встроенный коммутатор каналов. На всех промежуточных станциях возможен ввод/вывод сервисных каналов.

Контроль и управление сетью РРС

Система управления состоит из сетевых агентов, размещаемых на каждой станции и программного обеспечения верхнего уровня. На уровне сетевых агентов, размещаемых на каждой станции, решаются задачи как локального управления при помощи подключаемого терминала на базе Pocket-PC, так и сетевого управления при помощи менеджера сети - компьютера с установленным ПО «Магистраль». Система управления взаимодействует с сетью радиорелейных линий (РРЛ) посредством соединения TCP/IP (интерфейс - Ethernet 10Base-T) на основе протокола SNMP. Особенностью аппаратного исполнения агента сети является наличие подсистемы хранения «firmware» всех блоков, входящих в состав станции, предусмотрена процедура обновления «firmware». Ядром сетевого агента является операционная система реального времени (RTOS).

В аппаратуре реализована возможность удаленного конфигурирования рабочих параметров всех устройств, входящих в состав РРС. Из центра управления осуществляется необходимая оперативная поддержка по обслуживанию сети при ее эксплуатации, вносятся своевременные коррективы в работу устройств. Обновляемая библиотека файлов-описаний позволяет изменять методы представления/анализа данных и способы управления устройствами, что обеспечивает независимость ПО от оборудования.

Возможно создание нескольких центров управления сетью, благодаря чему нагрузка на канал управления распределяется более равномерно. При необходимости реализуется резервирование управления. ПО системы управления защищено от несанкционированного доступа. Используемый механизм предоставления привилегий позволяет вводить несколько уровней взаимодействия с системой, ограничивая или расширяя права операторов.

Список условных сокращений

БС – базовая станция;

ГЭС – гипотетическое эталонное соединение;

ГЭЦЛ - гипотетическая эталонная цифровая линия;

ГЭЦТ - гипотетический эталонный цифровой тракт;

ИБЭП – источник бесперебойного электропитания;

ЗОЗ – зона ограничения застройки;

МСЭ – международный союз электросвязи;

ОЦК – основной цифровой канал;

ПЦИ – плезиохронная цифровая иерархия;

ПЦК – первичный цифровой канал;
СЦИ – синхронная цифровая иерархия;
ТфОП – телефонная сеть общего пользования;
УАТС – учрежденческая автоматическая телефонная станция;
ЦРПЛ – цифровая радиорелейная линия;
SESR – коэффициент секунд со значительным количеством ошибок;
SINAD – отношение сигнал/шум.

7.ЦИФРОВЫЕ ТРАНКИНГОВЫЕ СИСТЕМЫ

Под широко распространенным в настоящее время понятием "профессиональная мобильная радиосвязь" (ПМР) обычно понимают системы двусторонней сухопутной подвижной радиосвязи, использующие диапазон ультракоротких волн (УКВ).

Как правило, сети ПМР используются ограниченными группами пользователей, объединенными по профессиональному признаку. Это могут быть сети оперативного, диспетчерского, административно-хозяйственного, производственно-технологического и т. п. назначения. Они используются силовыми структурами и правоохранительными органами, аварийными и муниципальными службами, энергетическими, транспортными и производственными предприятиями и т. д. Именно поэтому сети ПМР часто называют ведомственными и корпоративными сетями радиосвязи.

Достаточно четко можно охарактеризовать сети профессиональной мобильной радиосвязи и по техническим признакам. По способам использования частотного ресурса системы двусторонней подвижной радиосвязи делятся на следующие классы:

- системы связи с закреплением за абонентами каналов связи (конвенциональные системы);
- системы связи с общим доступом абонентов к общему частотному ресурсу (транкинговые системы);
- системы связи с пространственно-разнесенным повторным использованием частот (сотовые системы).

Первые 2 класса и относятся к системам профессиональной мобильной радиосвязи.

Конвенциональные системы, являясь простейшим классом систем ПМР, используют принцип фиксированного закрепления каналов связи за определенной группой абонентов. По сравнению с другими классами систем подвижной радиосвязи для конвенциональных систем характерна, с одной стороны, наименьшая пропускная способность, определяемая достижимым количеством абонентов, работающих на одном канале, а с другой - наибольшая оперативность связи, характеризующаяся временем установления канала связи. Основным типом вызова в конвенциональных системах является групповой, при котором переговоры обеспечиваются по принципу "каждый со всеми". Вместе с тем, используемые в современных сетях конвенциональной радиосвязи системы избирательного вызова, основанные на различных методах сигнализации, позволяют разделять группы абонентов и осуществлять не только групповые, но и индивидуальные вызовы.

Транкинговые системы используют автоматическое распределение каналов связи между абонентами. Это означает, что все пользователи делят между собой общую группу радиоканалов, а выделение свободных каналов осуществляется по требованию абонентов. Основным элементом сетей транкинговой радиосвязи является базовая станция (БС), включающая несколько ретрансляторов с соответствующим антенным оборудованием и контроллер, который управляет работой БС, коммутирует каналы ретрансляторов, обеспечивает выход на телефонную сеть общего пользования или другую сеть фиксированной связи. По сравнению с конвенциональными сетями, сети транкинга обладают повышенной пропускной способностью, расширенными функциональными возможностями, разнообразными типами вызова (групповой, индивидуальный, широковещательный), большей зоной территориального охвата.

Целесообразность применения транкинговых систем при построении ведомственных и корпоративных сетей ПМР обуславливается двумя факторами: высокой плотностью абонентов и необходимостью централизованного управления системой.

Применение транкинговых систем при построении ведомственных и корпоративных сетей ПМР обуславливается как техническими, так и экономическими факторами.

Основная идея транкинга состоит в обеспечении равного доступа абонентов к общему частотному ресурсу. Такой доступ существенно повышает эффективность использования спектра по сравнению с системами с закреплением за абонентами каналов связи (конвенциональными системами). Можно говорить, что, либо при одном и том же количестве каналов связи транкинговая система позволяет обслужить значительно большее количество абонентов, чем конвенциональная система (при одинаковом качестве обслуживания), либо при одном и том же количестве абонентов для реализации транкинговой системы потребуется меньше каналов связи. Например, одна из четырех канальная система транкинговой связи в 7,5 раз эффективнее конвенциональной системы с тем же количеством каналов. Эффективность использования частотного ресурса определяет экономическую эффективность применения транкинговых систем. Считается, что транкинговая система становится экономически эффективной при количестве абонентов более 50-100.

Архитектура транкинговых систем основана на сети соединенных друг с другом базовых станций, каждая из которых обслуживает определенную зону. Такая архитектура позволяет строить сети радиосвязи самого различного масштаба: от локальных однозоновых сетей до крупных региональных сетей с широким территориальным охватом. При этом сохраняется возможность централизованного управления сетью, что практически невозможно в конвенциональных сетях. Поэтому по сравнению с конвенциональными

системами системы транкинговой радиосвязи обеспечивают гораздо более эффективное управление эксплуатацией и развитием сетей связи.

Совершенствование транкинговых систем позволяет говорить об их расширенных функциональных возможностях по сравнению с системами конвенциональной радиосвязи. Это касается разнообразных типов вызова (групповой, индивидуальный, широковещательный), возможности использования приоритетных и аварийных вызовов, передачи данных, взаимодействия с телефонными сетями общего пользования (ТфОП), возможности динамического создания, модификации и удаления групп абонентов и т.д. В целом можно говорить, что транкинговые системы представляют наиболее мощный и эффективный класс систем ПМР.

По сравнению с сотовыми системами подвижной связи (ССПС) транкинговые системы обеспечивают ряд возможностей, не реализуемых ССПС. К ним, прежде всего, относится возможность групповой связи, которая является основным видом взаимодействия в сетях ПМР. Кроме этого, в транкинговых сетях возможны приоритетные и аварийные вызовы, динамическая перегруппировка абонентов, что недоступно абонентам сотовых сетей. Важнейшим преимуществом является высокая скорость установления соединения. В транкинговых системах время установления канала связи, как правило, не более 0.5 с, тогда как сотовые системы не позволяют установить соединение быстрее, чем за 5 с.

Транкинговые системы радиосвязи (ТСР) являются развитием систем низовой полудуплексной радиосвязи и по ряду признаков могут быть соотнесены с сотовыми системами связи. В отличие от обычных систем с постоянно закрепленными частотными каналами в ТСР применяется динамическое распределение каналов. Термин «транкинг», принятый в сфере профессиональной радиосвязи, означает метод свободного доступа большого числа абонентов к ограниченному числу каналов (пучку, стволу или, по зарубежной терминологии, - транку). Поскольку в какой-либо момент времени не все абоненты активны, необходимое число каналов значительно меньше общего числа абонентов.

Когда радиоабонент транкинговой системы осуществляет вызов, система назначает ему один из имеющихся свободных каналов. При этом статистика активности обычно такова, что небольшого количества выделенных каналов достаточно для обслуживания значительного числа абонентов. Эту ситуацию иллюстрируют цифры, заимствованные из документации на систему ACCESSNET фирмы Rohde & Schwarz (табл. 7.1).

В отличие от обычных систем радиосвязи ТСР характеризуются следующими признаками:

- экономное использование радиоспектра;
- наличие одной или нескольких базовой радиостанций и системы управления;

- возможность выхода в другие сети, в частности в телефонную сеть общего пользования;
- увеличение зоны обслуживания путем создания многозоновой сети;
- передача данных и телеметрической информации;
- множество сервисных возможностей.

Таблица 7.1 – Зависимость числа абонентов от числа радиоканалов

Число каналов	Общее число абонентов
6	320
11	790
21	1760
25	2160

Перечисленные выше признаки характерны и для сотовых систем связи. Однако, в отличие от сотовых, транкинговые системы в первую очередь ориентированы на задачи, связанные с оперативным управлением. Список потребителей здесь чрезвычайно широк - подразделения железных и автомобильных дорог, предприятия энергетического комплекса, администрации всех уровней, учреждения городского хозяйства, правоохранительные органы, отряды министерства по чрезвычайным ситуациям (МЧС), коммерческие структуры и т.д.

В сравнении с сотовыми системами к преимуществам ТСП, позволяющим отдать им предпочтение при организации оперативной связи, следует отнести:

- гибкую систему вызовов - индивидуальный, групповой, вещательный, приоритетный, аварийный и др.;
- гибкую систему нумерации - от коротких двух- или трехзначных до полноценных городских номеров;
- малое время установления соединения - менее секунды, против нескольких секунд в сотовых системах;
- возможность работы в группе;
- наличие (в ряде систем) режима непосредственной связи между двумя абонентскими радиостанциями без участия базовой;
- экономичность - по стоимости оборудования и по эксплуатационным расходам ТСП в несколько раз экономичнее сотовых систем.

Сравнивая сотовые и транкинговые системы, необходимо отметить, что при внешней структурной схожести они существенно отличаются по ряду функциональных особенностей и системных возможностей. Если первые ориентированы на потребителей обычных телефонных услуг и окупаются в регионах с высокой плотностью населения (порядка тысячи и более абонентов в

зоне), то вторые, прежде всего, являются средством оперативной и производственно-технологической связи и рентабельны при на порядок меньшем числе абонентов.

Следует заметить, что сами термины «сотовые» или «транкинговые системы» малоинформативны с точки зрения выявления их отличий. Так, в сотовых системах используется метод динамического распределения каналов, т.е. транкинг, и наоборот, современные многозоновые транкинговые системы содержат ряд «родовых» признаков сотовых систем. Эти термины сложились исторически и обозначают системы мобильной радиосвязи, которые развивались своими путями, решая разные задачи.

Транкинговыми системами называются радиально-зоновые системы наземной подвижной радиосвязи, использующие автоматическое распределение каналов связи ретрансляторов между абонентами. Это достаточно общее определение, но оно выражает в себе совокупность признаков, объединяющих все транкинговые системы - от простейших SmarTrunk до сверхсовременных TETRA. Термин "транкинг" происходит от английского trunking, что можно перевести как "объединение в пучок". В отечественной литературе можно встретить также термин "транковые системы" - видимо, по аналогии с англоязычным термином trunked systems.

Однозоновые системы.

Основные архитектурные принципы транкинговых систем легко просматриваются на обобщенной структурной схеме однозоновой транкинговой системы, представленной на рисунке 2.1. Инфраструктура транкинговой системы представлена базовой станцией (БС), в состав которой, помимо радиочастотного оборудования (ретрансляторы, устройство объединения радиосигналов, антенны) входят также коммутатор, устройство управления и интерфейсы различных внешних сетей.

Ретранслятор. Под ретранслятором в данном случае понимается набор приемопередающего оборудования, обслуживающего одну пару несущих частот. До последнего времени в подавляющем большинстве транкинговых систем одна пара несущих означала один канал трафика. Сегодня, с появлением систем стандарта TETRA и системы EDACS ProtoCALL, предусматривающих временное уплотнение, один ретранслятор может обеспечить два или четыре канала трафика.

Антенны. Важнейший принцип построения транкинговых систем заключается в том, чтобы создавать зоны радиопокрытия настолько большими, насколько это возможно. Поэтому антенны базовой станции, как правило, размещаются на высоких мачтах или сооружениях и имеют круговую диаграмму направленности. Разумеется, при расположении базовой станции на краю зоны применяются направленные антенны. Базовая станция может располагать как единой приемопередающей антенной, так и отдельными антеннами для приема и

передачи. В некоторых случаях на одной мачте может размещаться несколько приемных антенн для борьбы с замираниями, вызванными многолучевым распространением (рис. 7.1).

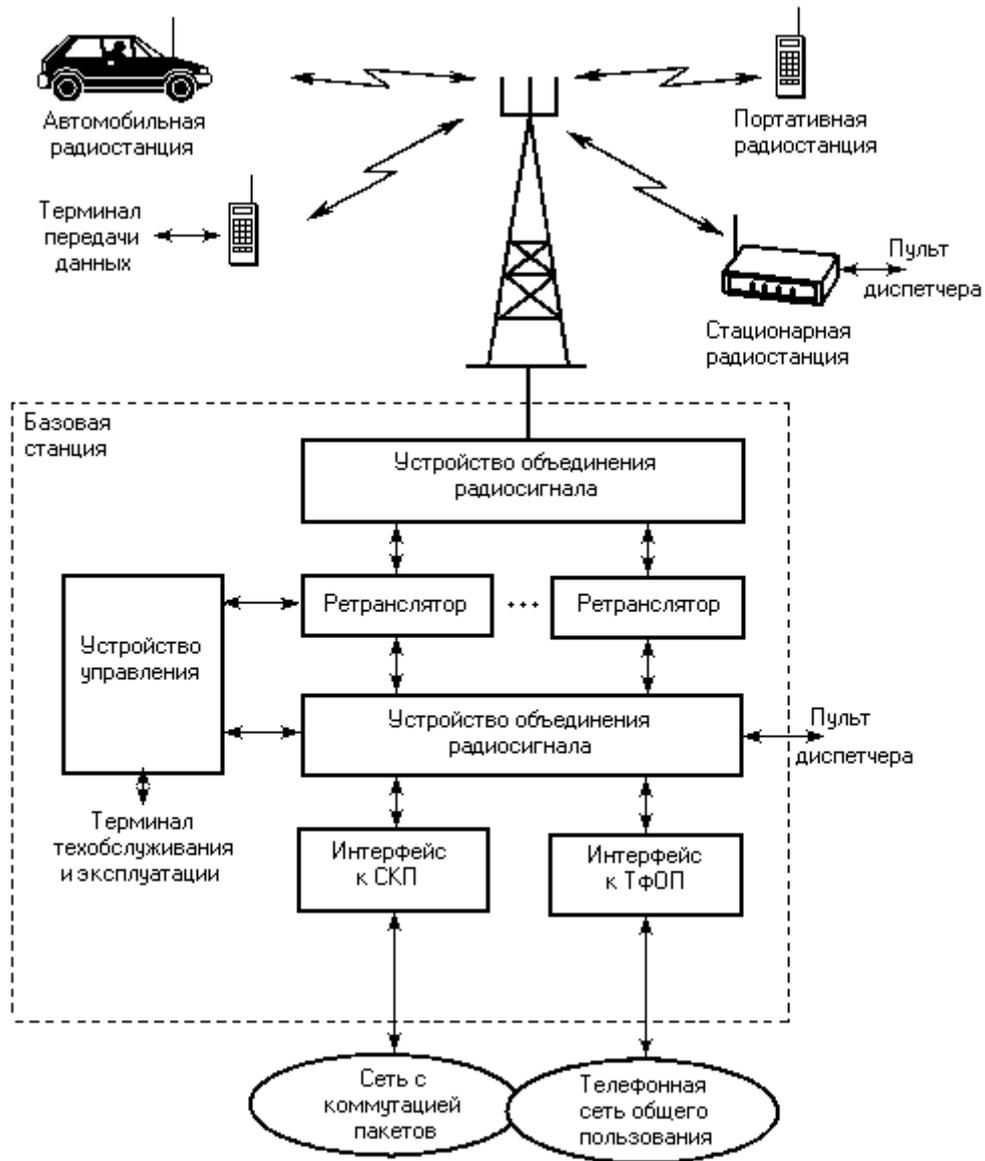


Рис. 7.1. Обобщенная структура однозонавой транкинговой системы

Устройство объединения радиосигналов позволяет использовать одно и то же антенное оборудование для одновременной работы приемников и передатчиков на нескольких частотных каналах. Ретрансляторы транкинговых систем работают только в дуплексном режиме.

Коммутатор в однозонавой транкинговой системе обслуживает весь ее трафик, включая соединение подвижных абонентов с ТфОП и все вызовы, связанные с передачей данных.

Устройство управления обеспечивает взаимодействие всех узлов базовой станции. Оно также обрабатывает вызовы, осуществляет аутентификацию вызывающих абонентов, ведение очередей вызовов, внесение записей в базы данных повременной оплаты. В некоторых системах управляющее устройство

регулирует максимально допустимую продолжительность соединения с телефонной сетью. Как правило, используются два варианта регулировки: уменьшение продолжительности соединения в заранее заданные часы наибольшей нагрузки, или адаптивное изменение в зависимости от текущей нагрузки.

Интерфейс ТфОП реализуется в транкинговых системах различными способами. В недорогих системах (напр., SmartTrunk) подключение производится по двухпроводной коммутируемой линии. Более современные транкинговые системы имеют в составе интерфейса ТфОП аппаратуру прямого набора номера DID (Direct Inward Dialing), обеспечивающую доступ к абонентам транкинговой сети с использованием стандартной нумерации абонентской телефонной станции (АТС). Ряд транкинговых систем, претендующих на высокое качество обслуживания, использует цифровое ИКМ-соединение с аппаратурой АТС.

Соединение с ТфОП является традиционным для транкинговых систем, но в последнее время все более возрастает число приложений, предполагающих передачу данных, в связи с чем наличие интерфейса сети с коммутацией пакетов становится обязательным.

Терминал технического обслуживания и эксплуатации (терминал O&M) располагается, как правило, на базовой станции однозоновой сети. Терминал предназначен для контроля за состоянием системы, проведения диагностики неисправностей, учета тарификационной информации, внесения изменений в базу данных абонентов. Подавляющее большинство выпускаемых и разрабатываемых транкинговых систем имеют возможность удаленного подключения терминала O&M через ТфОП или сеть с коммутацией пакетов (СКП).

Диспетчерский пульт. Необязательными, но очень характерными элементами инфраструктуры транкинговой системы являются диспетчерские пульта. Дело в том, что транкинговые системы используются в первую очередь теми потребителями, чья работа не обходится без диспетчера - службы охраны правопорядка, скорая медицинская помощь, пожарная охрана, транспортные компании, муниципальные службы. Диспетчерские пульта могут включаться в систему по абонентским радиоканалам, или подключаться по выделенным линиям непосредственно к коммутатору базовой станции. Следует отметить, что в рамках одной транкинговой системы может быть организовано несколько независимых сетей связи. Пользователи каждой из таких сетей не будут замечать работу соседей, и что не менее важно, не смогут вмешиваться в работу других сетей. Поэтому, в одной транкинговой системе могут работать несколько диспетчерских пультов, различным образом подключенных к ней.

Абонентское оборудование транкинговых систем включает в себя широкий набор устройств. Как правило, наиболее многочисленными являются *полудуплексные радиостанции* - именно они в наибольшей степени подходят для работы в замкнутых группах. В большинстве своем это функционально

ограниченные устройства, не имеющие цифровой клавиатуры. Их пользователи имеют возможность связываться лишь с абонентами внутри своей рабочей группы, а также посылать экстренные вызовы диспетчеру. Впрочем, этого вполне достаточно для большинства потребителей услуг связи транкинговых систем. Встречаются и полудуплексные радиостанции с широким набором функций и цифровой клавиатурой, но они, будучи заметно дороже, предназначены для более узкого привилегированного круга абонентов.

В транкинговых системах постепенно приживается новый класс абонентских устройств - *дуплексные радиостанции*, скорее напоминающие сотовые телефоны, но обладающие значительно большей функциональностью по сравнению с последними. Дуплексные радиостанции транкинговых систем обеспечивают пользователям не только полноценное соединение с ТфОП, но и возможность групповой работы в полудуплексном режиме. Эти радиостанции предназначены в первую очередь для персонала высшего звена управления компаний, использующих транкинговые системы для организации корпоративных сетей. Стоимость дуплексных транкинговых радиостанций значительно выше, чем сотовых телефонов: от \$ 1500 (аналоговая) до \$ 2500 (цифровая). Несмотря на высокую цену, применение дуплексных транкинговых радиостанций позволяет в большинстве случаев интегрировать все необходимые руководителю средства связи в одном устройстве.

Как полудуплексные, так и дуплексные транкинговые радиостанции выпускаются не только в портативном, но и в автомобильном исполнении. Как правило, выходная мощность передатчиков автомобильных радиостанций выше.

Относительно новым классом устройств для транкинговых систем являются *терминалы передачи данных*. В аналоговых транкинговых системах терминалы передачи данных - это специализированные радиомодемы, поддерживающие соответствующий протокол радиоинтерфейса. Для цифровых систем более характерно встраивание интерфейса передачи данных в абонентские радиостанции различных классов. Как правило, это асинхронный интерфейс типа RS-232. В состав автомобильного терминала передачи данных часто включают спутниковый навигационный приемник системы Global Position System (GPS), предназначенный для определения текущих координат и последующей передачи их диспетчеру на пульт.

В транкинговых системах используются также *стационарные радиостанции*, преимущественно для подключения диспетчерских пультов. Выходная мощность передатчиков стационарных радиостанций приблизительно такая же, как у автомобильных радиостанций.

Многозоновые системы.

Наиболее ранние стандарты транкинговых систем не предусматривали каких-либо механизмов взаимодействия различных зон обслуживания. Архитектура

многозоновых транкинговых систем может строиться по двум различным принципам. В том случае, если определяющим фактором является стоимость оборудования, используется *распределенная межзональная коммутация*. Структура такой системы показана на рисунке 2.2. Каждая базовая станция в такой системе имеет свое собственное подключение к ТфОП. Этого уже вполне достаточно для организации многозоновой системы - при необходимости вызова из одной зоны в другую он производится через интерфейс ТфОП, включая процедуру набора телефонного номера. Кроме того, базовые станции могут быть непосредственно соединены с помощью физических выделенных линий связи (чаще всего используются малоканальные радиорелейные линии). Лишь в последнее время сети с коммутацией пакетов стали рассматриваться как средство объединения зон для транкинговых систем. Так, в новейшей цифровой системе DigiStar фирмы Digital Wireless Corporation в качестве опорной сети для объединения зон может использоваться любая сеть с коммутацией пакетов, поддерживающая протокол IP, в том числе глобальная сеть Интернет. Принимая во внимание тот факт, что стоимость доступа к Интернет намного ниже стоимости междугородной телефонной связи, и уж тем более ниже стоимости установки собственных выделенных физических линий, решение фирмы Digital Wireless Corporation нельзя не признать заслуживающим внимания (рис. 7.2).

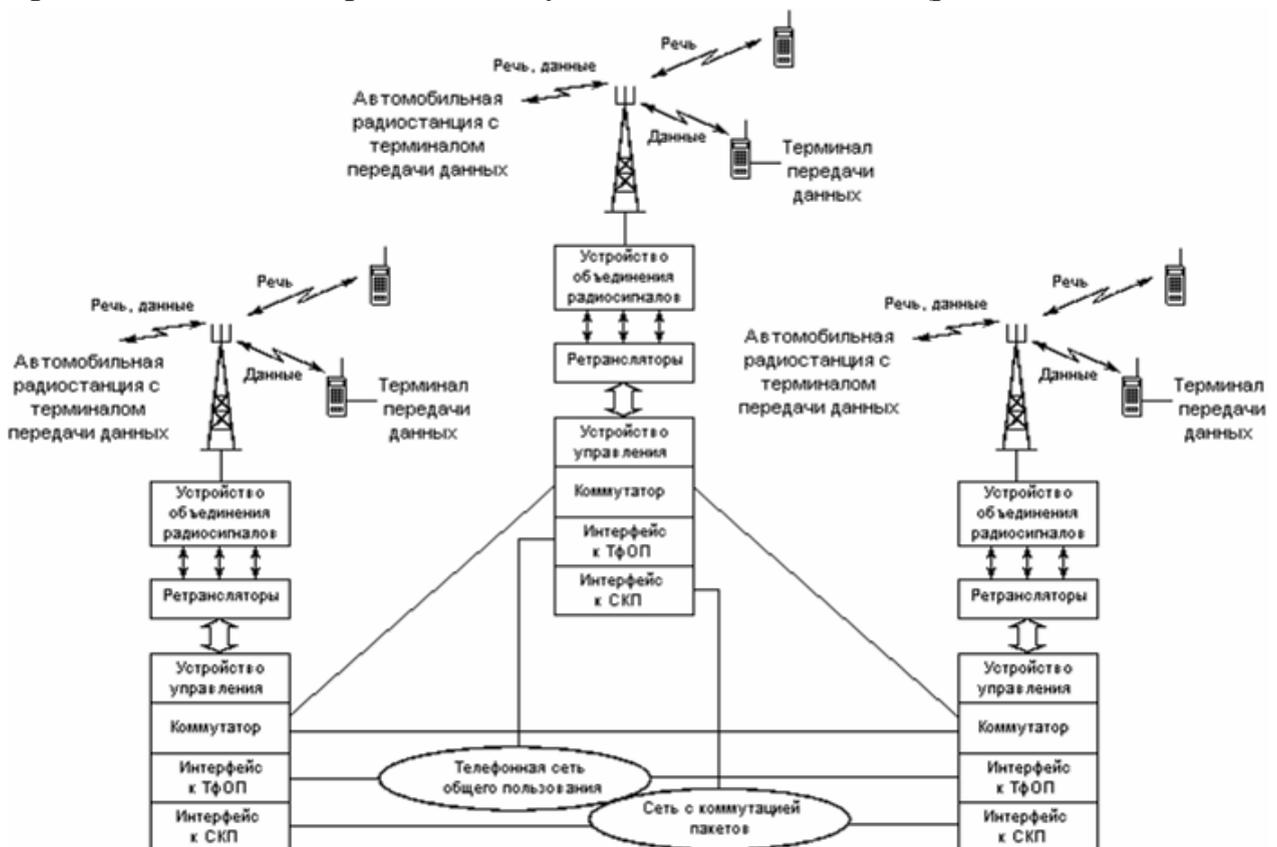


Рис. 7.2. Обобщенная структура транкинговой системы с распределенной межзональной коммутацией

Все же, использование распределенной межзональной коммутации пригодно лишь для систем с небольшим количеством зон и с невысокими требованиями к оперативности трансзональных вызовов (особенно в случае соединения через коммутируемые каналы ТфОП). В системах с высоким качеством обслуживания используется другая архитектура многозоновых систем - архитектура с *централизованной коммутацией*. Структура многозоновой транкинговой системы с централизованной коммутацией показана на рисунке 7.3.

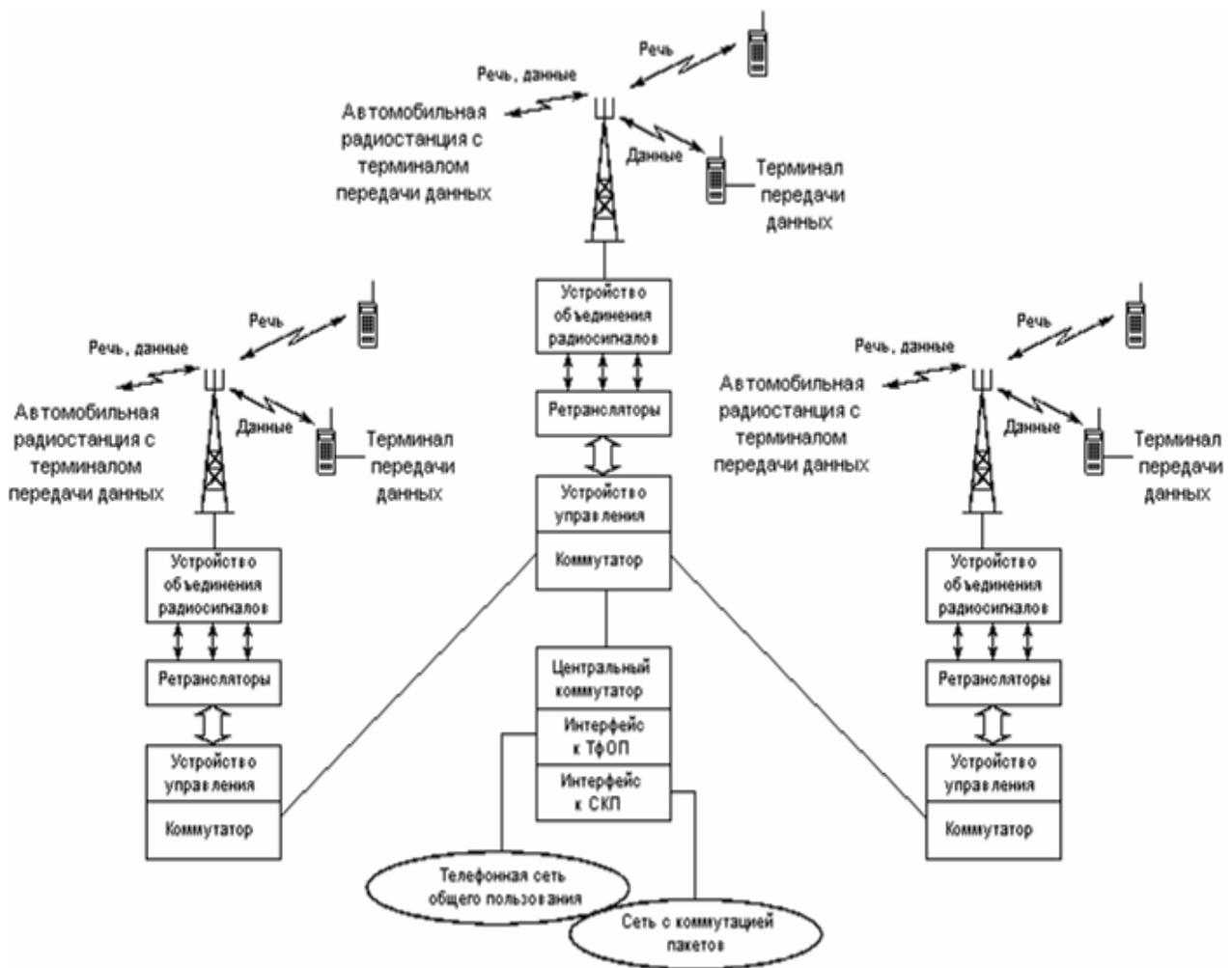


Рис. 7.3. Обобщенная структура транкинговой системы с централизованной межзональной коммутацией

Важнейший элемент этой схемы - межзональный коммутатор. Он обрабатывает все виды трансзональных вызовов. Таким образом, весь межзональный трафик проходит через один коммутатор, соединенный с базовыми станциями по выделенным линиям. Это обеспечивает быструю обработку вызовов, возможность подключения централизованных диспетчерских пультов. Информация о местонахождении абонентов системы с централизованной коммутацией хранится в единственном месте, поэтому ее легче защитить. Кроме

того, межзональный коммутатор осуществляет также функции централизованного интерфейса ТфОП и СКП, что позволяет при необходимости полностью контролировать как речевой трафик телефонной сети, так и трафик всех приложений передачи данных, связанный с внешними СКП, например, Интернет. Таким образом, система с централизованной коммутацией обладает более высокой управляемостью. За все эти преимущества приходится дорого платить - стоимость одного только коммутатора составляет сотни тысяч долларов, а ведь нужно еще обеспечить его подключение к базовым станциям по выделенным линиям.

Итак, можно выделить несколько важнейших архитектурных признаков, присущих транкинговым системам. Во-первых, это ограниченная (а значит, недорогая) инфраструктура. В многозоновых транкинговых системах она более развита, но все равно не идет ни в какое сравнение с мощностью инфраструктуры сотовых сетей.

Во-вторых, это большой пространственный охват зон обслуживания базовых станций - объясняется необходимостью поддержания групповой работы на обширных территориях и требованиями минимизации стоимости системы. В сотовых сетях, где инвестиции в инфраструктуру быстро окупаются, а трафик растет, базовые станции размещаются все более плотно, с малым радиусом зон покрытия (сот). При развертывании транкинговых систем все обстоит несколько иначе - объем финансирования, как правило, ограничен, и для достижения высокой эффективности капиталовложений нужно обслужить с помощью одного комплекта оборудования базовой станции возможно более обширную территорию.

В-третьих, широкий набор абонентского оборудования позволяет транкинговым системам охватить практически весь спектр потребностей корпоративного потребителя в подвижной связи. Возможность обслуживания разнородных по функциональному назначению устройств в единой системе - еще один путь к минимизации расходов.

В-четвертых, транкинговые системы позволяют на базе своих каналов организовать независимые выделенные сети связи (или, как принято говорить в последнее время, частные виртуальные сети). Это означает, что несколько организаций могут совместными усилиями развернуть единую систему, вместо установки отдельных систем. Таким образом, достигается ощутимая экономия радиочастотного ресурса, а также снижение стоимости инфраструктуры.

Таким образом, все архитектурные признаки транкинговых систем свидетельствуют о прочности позиций последних в корпоративном секторе рынка систем и средств подвижной связи.

Службы транкинговых систем

Транкинговые системы связи характеризуются широким разнообразием служб, обеспечивающих работу различного оборудования, а также поддержку

сетей связи внутри этих систем. Наиболее важной и наиболее часто используемой службой транкинговых систем является служба внутренних вызовов.

Внутренние вызовы.

Транкинговые сети предоставляют абонентам возможность производить различные типы вызовов внутри системы: индивидуальный (персональный) и групповой (диспетчерский). В первом случае вызов направляется только одному абоненту, во втором - нескольким абонентам.

Основным типом вызова в транкинговых системах является групповой вызов в рамках одной группы (см. рис.7.4). Групповой вызов принципиально может быть произведен только в полудуплексном режиме - пока вызывающий абонент говорит и его радиостанция находится в режиме передачи, все остальные члены группы принимают речь вызывающего абонента. Таким образом, реплика любого члена группы автоматически становится слышимой всеми участниками группы. Групповой вызов может производиться с самой простой, а, следовательно, недорогой полудуплексной радиостанцией - для этого пользователю достаточно, как правило, лишь нажать на кнопку "Передача". Вхождение в связь с ретранслятором и группой абонентов производится в этом случае автоматически. Этот тип вызова обеспечивают все известные транкинговые системы (рис. 7.4.).

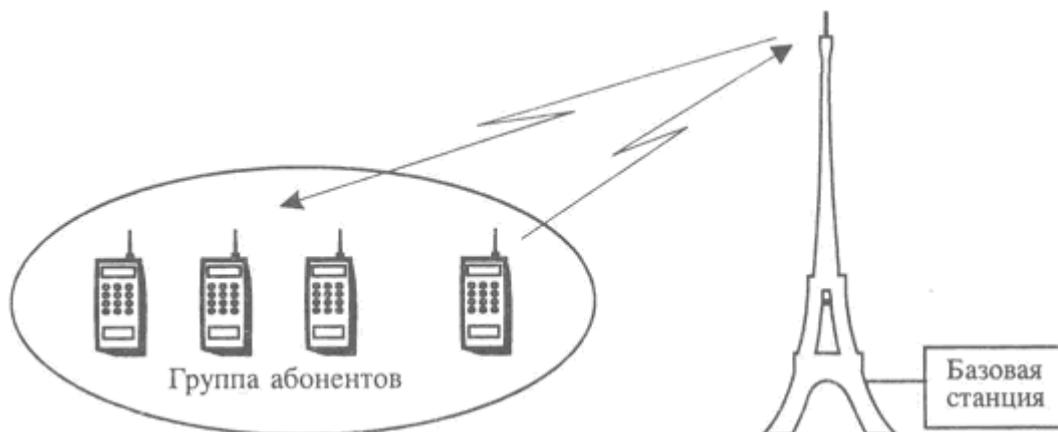


Рис. 7.4. Групповой вызов

В большинстве существующих транкинговых систем предусмотрена возможность одновременного вызова абонентов нескольких групп. К числу таких вызовов относятся общий вызов (all call), экстренный вызов (от диспетчера). В некоторых системах используется иерархическое вложение групп и предусматриваются соответствующие типы вызовов: многоуровневый, многогрупповой и т.д. Как правило, право производить столь сложные вызовы предоставляется только диспетчеру. Некоторые системы обеспечивают возможность соединения с произвольно выбранной группой, причем не только для абонента транкинговой системы (см. рис.7.5), но и для абонента телефонной сети общего пользования (см. рис.7.6).

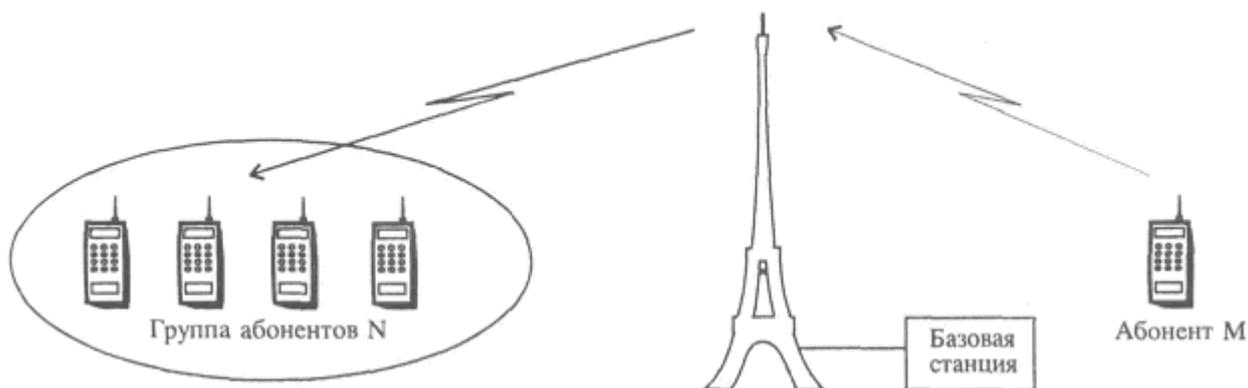


Рис. 7.5. Вызов произвольно выбранной группы

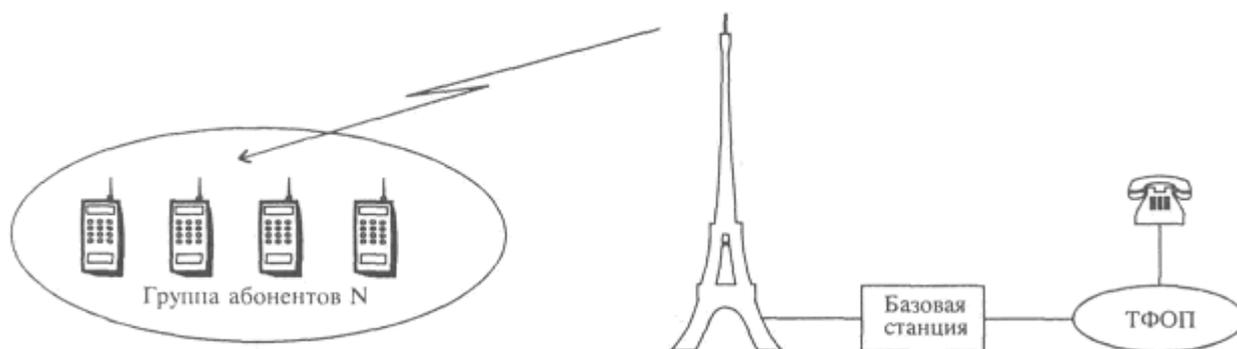


Рис. 7.6. Вызов группы из ТфОП

Персональный внутренний вызов (см. рис. 7.7) является более привилегированным типом вызова. Для его послышки пользователь должен использовать радиостанцию с цифровой клавиатурой. Персональный внутренний вызов может быть произведен не только в полудуплексном, но и в дуплексном режиме (разумеется, если абонентские радиостанции также являются дуплексными).

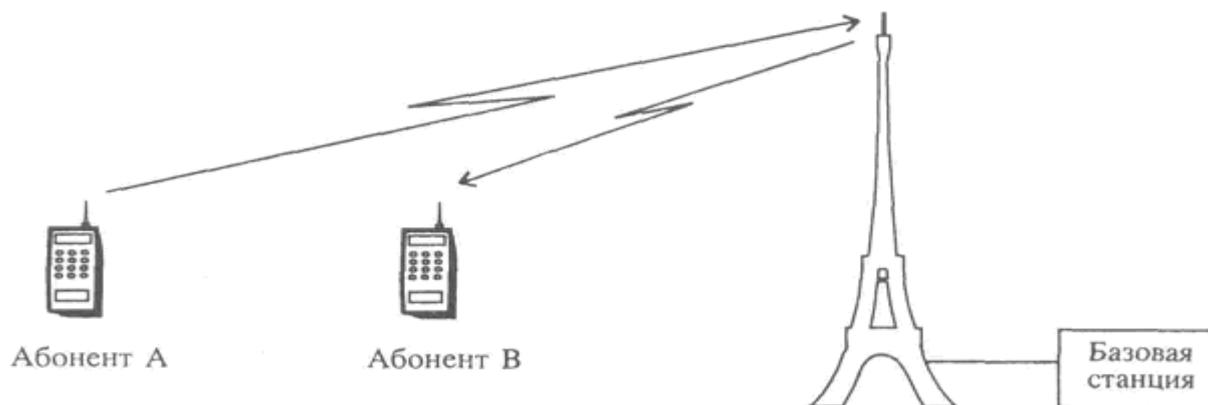


Рис. 7.7. Персональный вызов

Существует еще одна специфическая разновидность внутренних вызовов - статусные вызовы. Они служат заменой тривиальным репликам, таким как "вас понял", "повторите" и т.п. Вместо речевого ответа абонент может нажать соответствующую функциональную кнопку, что вызовет передачу короткого цифрового сообщения. Применение статусных вызовов позволяет существенно уменьшить загрузку системы, т.к. в условиях диспетчерской связи и групповой работы такие реплики употребляются очень часто.

Приоритетные вызовы.

Многие транкинговые системы предусматривают обработку вызовов с несколькими уровнями приоритета. Так, в системе DigiStar предусмотрено 10 уровней приоритета, в системе EDACS - 8 уровней. Разграничение приоритетов может использоваться в различных целях: предоставление привилегий отдельным абонентам или группам, а также оптимизация обработки трафика. В любом случае, влияние приоритетной обработки вызовов начинает сказываться только при высокой загрузке системы.

Оптимизация обработки трафика заключается в том, что вызовам абонентов, уже начавших и продолжающих разговор, присваивается более высокий приоритет, чем вызовам абонентов, только устанавливающих соединение. Таким образом, ценой некоторого увеличения времени на первое установление соединения минимизируется продолжительность пауз в разговоре абонентов, что в конечном счете ведет к улучшению комфортности радиопереговоров.

Некоторые системы предусматривают наделение ряда абонентов правом вызова сверхвысокого приоритета, или так называемого вытесняющего вызова. При поступлении такого вызова в ситуации, когда все ретрансляционные ресурсы заняты (т.е. в ситуации блокирования), одно из текущих соединений прерывается, а освободившийся ресурс отводится для обслуживания поступившего вызова со сверхвысоким приоритетом.

Существует еще один тип приоритетной обработки вызовов - предоставление так называемого открытого канала, заключающееся во временном переключении одного из каналов в монопольное владение одной группы абонентов. Это позволяет группе получить гарантированный и быстрый доступ к ретранслятору. Предоставление открытого канала является средством, используемым лишь в исключительных ситуациях и доступным для крайне ограниченного круга пользователей. Включение режима открытого канала приносит заметные неудобства остальным абонентам системы - за счет уменьшения числа разделяемых каналов ухудшается качество обслуживания, особенно в ситуации тяжелой нагрузки.

Доступ к ТфОП

Как правило, доступ к ТфОП имеют лишь немногие абоненты транкинговых систем. Вызов абонента ТфОП может быть произведен только с радиостанции, имеющей цифровую клавиатуру. Для доступа к ТфОП лучше всего использовать дуплексную радиостанцию, поскольку сама ТфОП работает в дуплексном режиме. Вместе с тем, практически все известные транкинговые системы предоставляют возможность доступа к ТфОП с помощью полудуплексных радиостанций. Следует заметить, что в России для вновь устанавливаемых систем допускается только дуплексное соединение.

Абонент ТфОП может вызывать не только отдельного абонента транкинговой системы, но и группу абонентов. Процедура вызова для абонентов ТфОП может быть двухступенчатой (в том случае, если интерфейс ТфОП подключен к телефонной сети с помощью двухпроводной коммутируемой линии), или одноступенчатой (при подключении интерфейса ТфОП по методу Direct ID). При двухступенчатой процедуре абонент ТфОП должен сначала набрать номер телефона, к которому подключен интерфейс ТфОП, а затем - номер абонента внутри транкинговой системы. Поскольку в этом случае набор номера абонента транкинговой системы происходит в условиях установленного соединения через ТфОП, часто (особенно в России) сопровождающегося импульсными и другими помехами, вероятность ошибочного соединения или обрыва связи относительно высока. Поэтому, все вновь разрабатываемые системы и стандарты предполагают использование метода Direct ID, позволяющего организовать доступ из ТфОП с использованием единой системы нумерации абонентов. Абоненту ТфОП для вызова абонента транкинговой системы, оснащенной аппаратурой Direct ID, достаточно набрать обычный городской телефонный номер, также как и в сотовой сети.

Роуминг

В многозоновых транкинговых системах осуществляется отслеживание текущего расположения абонентов. При перемещении абонента из одной зоны в другую обеспечивается регистрация и назначение новых каналов доступа. В системах с распределенной коммутацией каждая базовая станция самостоятельно осуществляет коммутацию поступающих вызовов. В системах с централизованной коммутацией роуминг более надежен, а скорость обработки межзональных вызовов выше.

Для большинства транкинговых систем характерно прерывание связи при перемещении абонента из одной зоны обслуживания в другую (hard hand-over), связанное с отсутствием механизма эстафетной передачи. Для продолжения разговора абонент вынужден повторять вызов. Вместе с тем, при полудуплексном режиме работы, когда каждая новая реплика передается с помощью отдельного вызова, межзональный переход практически незаметен. Все же, требования

пользователей транкинговых систем растут, и в новейших цифровых системах TETRA и EDACS ProtoCALL обеспечивается эстафетная передача.

Особый аспект роуминга в транкинговых системах - обслуживание многозональных групповых вызовов. Отслеживая перемещения абонентов, система при поступлении группового вызова обеспечивает его доведение до всех членов группы, в какой бы зоне они не находились.

Передача данных

В транкинговых системах передача данных является дополнительной службой, поэтому до последнего времени не получила развитых средств поддержки. Скорость передачи данных во всех аналоговых системах лежит в пределах 0,6 - 4,8 кбит/с. Как правило, аналоговые транкинговые системы лишь предоставляют каналы для передачи данных, не обеспечивая сетевую маршрутизацию. В то же время для цифровых транкинговых систем передача данных является значительно более родственной службой. Цифровые транкинговые системы предоставляют сервис не только канального, но и сетевого уровня, а в ряде случаев - и транспортного. Возможна поддержка наложенных сетей, например IP-сетей. Пользовательская скорость передачи данных для цифровых систем может варьироваться в широких пределах. Так, новейший стандарт TETRA предусматривает скорость до 28,8 кбит/с. При проектировании собственных сетей передачи данных на базе цифровых транкинговых систем пользователю предоставляется, как правило, возможность выбора параметров протокола канального и транспортного уровня, а также возможность использования датаграмм.

Оборудование базовых станций или центрального коммутатора цифровых транкинговых систем осуществляет также функции шлюза с внешними сетями передачи данных, т.е. сетями с коммутацией пакетов. В функции шлюза входит конвертирование протоколов, включая взаимное преобразование адресов внутренней и внешней сетей, а также поддержание наложенной сети.

Важнейшая область применения служб передачи данных - организация в рамках транкинговых систем сетей дистанционного мониторинга и контроля местоположения подвижных объектов.

Режим непосредственной связи

В некоторых транкинговых системах предусмотрена возможность непосредственной связи абонентов без участия ретранслятора. Этот режим, называемый также talk around или direct mode operation, используется в том случае, если один или несколько абонентов вышли из зоны действия всех ретрансляторов системы (см. рис. 7.8).



Рис. 7.8. Режим непосредственной связи

Тарификация (биллинг).

Оборудование транкинговых систем позволяет вести учет и тарификацию соединений с получением подробной информации по каждому соединению. В данные по учету и тарификации могут входить следующие параметры: идентификаторы вызывающего и вызываемого абонентов, время и дата начала установления соединения, длительность соединения, тип вызова (индивидуальный, групповой и др.), категория приоритета (обычный или высокий и др.).

В транкинговых системах могут задаваться несколько тарифных периодов для разных дней недели и времени суток.

Данные биллинга могут использоваться для документирования связи и предоставления счетов абонентам, а также для выявления попыток несанкционированного доступа.

Удаленное управление абонентскими радиостанциями.

Ряд транкинговых систем предоставляет оператору возможность оперативного изменения параметров доступа абонентских радиостанций. Так, в системе EDACS можно дистанционно перепрограммировать сетевой идентификатор (ID), частоты каналов, а также переконфигурировать группы абонентов. Удаленное управление используется также в целях борьбы с попытками несанкционированного доступа, что особенно важно в случае хищения абонентского оборудования. В системах стандарта SmartTrunk II имеется так называемый радиокиллер: при посылке специальной команды в абонентской радиостанции происходят необратимые изменения, превращающие ее в бесполезную игрушку.

Классификация транкинговых систем

Для классифицирования транкинговых систем связи можно использовать следующие признаки.

Метод передачи речевой информации.

По методу передачи речевой информации транкинговые системы подразделяются на аналоговые и цифровые. Передача речи в радиоканале аналоговых систем осуществляется с использованием частотной модуляции, а шаг сетки частот обычно составляет 12,5 кГц или 25 кГц. Для передачи речи в цифровых системах используются различные типы вокодеров, преобразующих аналоговый речевой сигнал в цифровой поток со скоростью не более 4,8 кбит/с.

Количество зон.

В зависимости от количества базовых станций и общей архитектуры различают однозоновые или многозоновые системы. Первые располагают лишь одной базовой станцией, вторые - несколькими БС с возможностью роуминга.

Метод объединения базовых станций в многозоновых системах.

Базовые станции в транкинговых системах могут объединяться с помощью единого коммутатора (системы с централизованной коммутацией), либо соединяться друг с другом непосредственно или через сети общего пользования (системы с распределенной коммутацией).

Тип многостанционного доступа.

В подавляющем большинстве транкинговых систем используется многостанционный доступ с частотным разделением (МДЧР), включая цифровые системы. Для систем МДЧР справедливо соотношение "одна несущая - один канал". Комбинация МДЧР и многостанционного доступа с временным разделением (МДВР) используется в системах стандарта TETRA, а также является факультативной возможностью системы EDACS ProtoCALL.

Способ поиска и назначения канала.

По способу поиска и назначения канала различают системы с децентрализованным и централизованным управлением. В первых процедуру поиска свободного канала выполняют абонентские радиостанции. В этих системах ретрансляторы базовой станции обычно не связаны друг с другом и работают независимо. Особенностью систем с децентрализованным управлением является относительно большое время установления соединения между абонентами, растущее с увеличением числа ретрансляторов. Такая зависимость вызвана тем, что абонентские радиостанции вынуждены непрерывно последовательно сканировать каналы в поисках вызывного сигнала (последний может поступить от любого ретранслятора) или свободного канала (если абонент сам посылает вызов). Наиболее характерными представителями данного класса являются системы стандарта SmartTrunk.

В системах с централизованным управлением поиск и назначение свободного канала производится на базовой станции. Для обеспечения нормального функционирования таких систем организуются каналы двух типов: рабочие (traffic channel) и управления (control channel). Все запросы на предоставление связи

направляются по каналу управления, по тому же каналу базовая станция извещает абонентские устройства о назначении канала, отклонении запроса, либо о постановке запроса в очередь.

Тип канала управления.

Во всех транкинговых системах каналы управления являются цифровыми. Различают системы с выделенным частотным каналом управления и системы с распределенным каналом управления. В системах первого типа передача данных в канале управления производится со скоростью до 9,6 кбит/с, а для разрешения конфликтов используются протоколы типа ALOHA.

Выделенный канал управления имеют транкинговые системы фирмы Motorola: StartSite, SmartNet, SmartZone, система EDACS фирмы Ericsson и некоторые другие. В системах с распределенным каналом управления информация о состоянии системы и поступающих вызовах распределена между низкоскоростными субканалами передачи данных, совмещенными со всеми рабочими каналами. Таким образом, в каждом частотном канале системы передается не только речь, но и данные канала управления. Для организации парциального канала в аналоговых системах обычно используется субтональный диапазон частот 0 - 300 Гц. Наиболее характерными представителями данного класса являются системы LTR и Multi-Net фирмы E.F.Johnson.

Способ удержания канала.

Транкинговые системы позволяют абонентам удерживать канал связи на протяжении всего разговора, или только на время передачи. Первый способ, называемый также транкингом сообщений (message trunking), наиболее традиционен для систем связи, и обязательно используется во всех случаях применения дуплексной связи или соединения с ТфОП.

Второй способ может быть реализован только при использовании полудуплексных радиостанций. В последних передатчик включается только на время произнесения абонентом фраз разговора. В паузах между окончанием фраз одного абонента и началом ответных фраз другого передатчики обеих радиостанций выключены. Значительная часть транкинговых систем эффективно использует такие паузы, освобождая канал немедленно после окончания работы передатчика абонентской радиостанции. Реплики одного и того же разговора могут передаваться по разным каналам. Такой метод обслуживания, предусматривающий удержание канала только на время передачи, называется транкингом передачи (transmission trunking). Платой за высокую эффективность данного метода служит снижение комфортности переговоров - в состоянии высокой нагрузки канал предоставляется с некоторой задержкой, что приводит к фрагментарности и раздробленности разговора.

Транкинговые системы, при всем своем универсализме, занимают вполне определенную нишу на рынке систем подвижной связи. Это отчетливо заметно при

сопоставлении параметров различных типов систем, доминирующих на рынке (см. табл. 7.2). К таковым относятся обычные¹ (неавтоматизированные), транкинговые и сотовые системы.

До появления транкинговых систем корпоративный сектор рынка практически полностью был занят обычными системами. Поскольку транкинговые системы ориентированы на тот же сектор, можно найти много общих черт между ними и обычными системами. Так, в частности, радиус зон обслуживания как в транкинговых, так и в обычных системах делается максимально возможным и зависит в основном от высоты подвеса антенн базовых станций. В сотовых системах, напротив, по мере роста числа абонентов приходится уменьшать радиусы зон, с тем чтобы увеличить количество доступных каналов связи на обслуживаемой территории. Таким образом, использование технологии МДВР/МДЧР, предусматривающей уменьшение зон по сравнению с МДЧР, в наибольшей степени отвечает принципам создания именно сотовых систем. Нижнее значение радиуса зон в транкинговых системах, равное приблизительно 5 км, дают системы МДВР/МДЧР, такие как TETRA и EDACS ProtoCALL. Для остальных транкинговых систем, использующих только МДЧР, характерны значительно большие радиусы зон.

В обычных системах возможен только один тип вызова - групповой. Сотовые системы, наоборот, поддерживают лишь индивидуальные вызовы. Спецификации некоторых стандартов сотовых систем (к ним относится GSM, являющийся федеральным стандартом России) и соответствующая аппаратура поддерживают режим телеконференций, но он не является прямым аналогом группового вызова, к тому же региональные операторы редко разрешают его использование. Транкинговые системы, как уже было показано в предыдущем разделе, предусматривают обслуживание групповых и индивидуальных вызовов, а также множества их разновидностей (рис. 7.2).

Таблица 7.2 Транкинговые системы

Параметры системы	обычная	транкинговая	сотовая
Конфигурация	однозоновая	однозоновая, многозоновая	многозоновая
Радиус зоны, км	20-80	5-80	0,3-10
Тип вызова	групповой	индивидуальный, групповой	индивидуаль ный
Метод отправки вызова	Нажатие кнопки "Передача"	нажатие кнопки "Передача", набор номера	набор номера
Режим радиосвязи	Полудуплекс	Полудуплекс, дуплекс	Дуплекс

Внутрисистемный трафик	100%	50% - 95%	3% - 15%
Роуминг	-	есть	есть
Режим переключения каналов при смене зоны	-	жесткий, мягкий	мягкий
Среднее число абонентов на канал	до 30	50-100	до 30

Наиболее удобным способом посылки группового вызова является нажатие на кнопку "Передача". Для обычных систем этот способ является также и единственным. В транкинговых системах нажатие на кнопку "Передача" приводит к запуску процедуры установления соединения с базовой станцией, в ходе которой устройству управления БС сообщается идентификатор вызываемой группы. Базовая станция назначает канал связи и уведомляет об этом как радиостанцию вызывающего абонента, так и радиостанции остальных абонентов группы. После этого радиостанция вызывающего абонента переходит в режим передачи речи на назначенном канале. Процесс вхождения в связь и установления соединения проходит в течение 0,2 - 0,3 сек., т.е. незаметно для абонента. Для вызова произвольно выбранной группы, посылки индивидуального вызова, а также при соединении с ТфОП в транкинговых системах используется набор номера. Таким образом, транкинговые системы позволяют использовать в каждом случае тот метод посылки вызова, который в наибольшей степени отвечает ситуации. В сотовых системах, являющихся расширением ТфОП, единственным средством посылки вызова является набор номера.

В то время как доля внутрисистемного трафика в сотовых системах всегда незначительна и лишь в исключительных случаях поднимается до уровня в 15%, для транкинговых систем этот показатель сильно различается от одной сети к другой. Если транкинговая система используется преимущественно в целях внутрикорпоративной и ведомственной связи, а право доступа к ТфОП предоставлено лишь отдельным абонентам, внутрисистемный трафик может достигать 95%, и проблема перегрузки интерфейса ТфОП не будет доставлять хлопот оператору. В случае, если оператор предоставляет услугу доступа к ТфОП частным потребителям, конкурируя с сотовой сетью или (за неимением) заменяя ее, что является обычной практикой в России, внутрисистемный трафик может упасть до 50% и даже ниже. При этом количество каналов интерфейса ТфОП должно соответствовать количеству радиоканалов и соотношению внутреннего и полного трафика.

Роуминг используется как в сотовых, так и в транкинговых системах, но его реализации существенно различаются. Если в сотовых системах изначально

закладывалась возможность организации глобальных сетей с автоматическим роумингом, то разработчики транкинговых систем до недавних пор ограничивали роуминг пределами одной системы. Лишь в последних системах и стандартах транкинговой связи – EDACS ProtoCALL, APCO25 и TETRA - обеспечивается возможность межсистемного роуминга. То же относится и к поддержке эстафетной передачи абонента от одной базовой станции к другой. Большинство транкинговых систем не имеют такой возможности. Среднее число абонентов на канал является важнейшей интегральной характеристикой любой системы подвижной связи. Несмотря на то, что характер нагрузки в обычных и транкинговых системах почти совпадает, отсутствие механизма автоматического доступа к свободному каналу у первых не позволяет достичь им значения в 100 абонентов на канал. Что касается сотовых систем, невысокое значение этого параметра объясняется большим уровнем трафика, создаваемым абонентами при телефонных переговорах.

Стандарты транкинговых систем

Выбор базового варианта и стандарта должен основываться, прежде всего, на соответствии технических возможностей проектируемой системы требуемым: максимальная емкость системы, возможное количество зон обслуживания и каналов, набор сервисных функций, подключение к телефонной сети общего пользования и т.д.

Известно, что по методу передачи речевой информации транкинговые системы подразделяются на аналоговые и цифровые. Сразу же следует оговориться, что будем рассматривать только открытые стандарты, так как открытость технологии, в первую очередь указывает на то, что спецификации стандарта доступны всем желающим, и любой производитель может наладить выпуск такого оборудования. А это означает - адекватный уровень цен и независимость заказчика от позиции конкретного производителя. Кроме того, открытость предусматривает совместимость и взаимодействие оборудования разных производителей

Рассмотрим сначала аналоговые стандарты.

В настоящее время и в мире, и в России достаточно широко распространены появившиеся ранее аналоговые транкинговые системы радиосвязи, такие как SmarTrunk, системы протокола MPT1327 (ACCESSNET, ACTIONET и др.), системы фирмы Motorola (Startsite, Smartnet, Smartzone), системы с распределенным каналом управления (LTR и Multi-Net фирмы E.F.Johnson Co и ESAS фирмы Uniden). Наибольшее распространение получили системы MPT1327, что объясняется значительными преимуществами данного стандарта по сравнению с другими аналоговыми систе

Аналоговая транкинговая система МРТ1327

Транкинговая система МРТ1327 является оптимальным решением для построения ведомственных и коммерческих систем радиотелефонной связи, работающих в небольшом географическом районе и имеющих не более 5000 абонентов (система поддерживает до 5000 индивидуальных идентификаторов и до 2000 групповых). Система может быть построена в как в однозональном варианте (до 24 каналов в базовой станции), так и в многозональном (до 12 базовых станций). Основными потребителями системы являются предприятия нефтегазового комплекса, крупные промышленные предприятия, такие ведомства как РЕЧФЛОТ, МОРФЛОТ (наземное обслуживание), коммунальные и аварийные службы, подразделения Скорой помощи и служб общественной безопасности, операторы системы «АЛТАЙ».

Идеология предлагаемой системы строится на четырех основных принципах:

- Использование открытого стандарта МРТ1327.
- Устойчивость системы. Ни один из модулей системы не может быть причиной выхода ее из строя. Потеря одного из контроллеров или ретранслятора лишь снижает количество рабочих каналов системы.
- Экономическая эффективность. При построении системы не требуется применение центрального коммутатора, что особенно важно для небольших систем.
- Модульность и расширяемость. Простое добавление каналов системы (контроллеров и ретрансляторов) позволяет постепенно расширять систему.

Система полностью соответствует протоколам МРТ1327/1343, поэтому к основным возможностям системы можно отнести основные возможности этого стандарта:

- полная совместимость с абонентским оборудованием, работающим в протоколе МРТ1327;
- поддержка всех видов вызовов МРТ1327 и их приоритетности (индивидуальный и групповой вызовы, вызов для оповещения, обычный, приоритетный, аварийные вызовы и пр.);
- передача статусных сообщений;
- передача коротких блоков данных (до 184 бит);
- передача данных произвольного размера по протоколу MAP27;
- подключение к телефонной сети в каждой зоне обслуживания;
- регистрация и полная проверка электронного серийного номера (ESN) абонента;
- постановка в очередь при занятости системы, телефонной линии или вызываемого абонента;
- переадресация вызовов, роуминг;

- защита от несанкционированного доступа;

К особенностям системы можно отнести следующее:

- распределенная архитектура системы;
- все радиоканалы имеют равный доступ ко всем телефонным интерфейсам системы;
- широкие возможности программирования и настройки телефонных интерфейсов;
- дистанционный контроль и управление через встроенный модем;
- объединение в одном блоке контроллера радиоканала, базы данных абонентов системы, телефонного интерфейса или интерфейса межбазовых соединений;
- поддержка дуплексных абонентских станций;
- цифровая обработка речевого сигнала;
- возможность подключения к системе обычных конвенциональных сетей;
- возможность построения различных конфигураций в многозоновом варианте системы (типа "звезда", "круг", "линия", соединение каждой базовой станции со всеми базовыми станциями).

Основными преимуществами предлагаемой транкинговой системы является ее простота, надежность, а также эффективность и доступность. Существующее на рынке представление о том, что любая система, работающая в протоколе MPT1327, является очень дорогостоящей и сложной, уже не актуально. Модульная конструкция системы, позволяющая наращивать количество каналов в базовой станции (до 24), а также отсутствие центрального коммутатора системы, которое компенсируется распределением его функций между контроллерами системы, соединенными цифровой шиной, позволяет существенно снизить затраты и упростить систему. Доступность системы определяется прежде всего тем, что отсутствует центральный коммутатор, а также тем, что цены на абонентские станции MPT1327 существенно снизились за последнее время. Удельная стоимость в расчете на одного абонента (с учетом стоимости полного комплекта базового оборудования и абонентских станций) гораздо ниже, чем аналогичный стартовый показатель для других сетей протокола MPT1327. Как уже было отмечено выше, применение транкинговой системы MPT1327 оптимально при построении однозоновых и небольших многозоновых систем.

Перспектива перехода на цифровые технологии при построении систем связи практически не окажет влияние в ближайшие пять лет на сегмент небольших систем протокола MPT1327, так как активно разрабатываемые сегодня и внедряемые в Западной Европе решения на базе протокола TETRA предназначены для организации систем национального масштаба, с большими зонами действия и большим количеством абонентов. Наиболее корректным экономическим

параметром оценки стоимости таких систем является оценка затрат на покрытие единицы площади с определенной пропускной способностью. На сегодняшний день этот параметр для небольших систем с невысокой плотностью абонентов, реализованных на базе протокола MPT1327 и TETRA, отличается в несколько раз. Необходимо учитывать, что зона действия одной базовой станции TETRA существенно меньше (в силу того, что используется временное разделение каналов), чем зона действия базовой станции MPT1327, а затраты на построение качественных межзоновых соединений с требуемой пропускной способностью очень высоки. Это означает, что реальный переход на цифровые технологии профессиональной мобильной связи в России начнется при формировании соответствующих экономических условий.

MPT1327 и SmarTrunk

Ближайшим конкурентом небольших систем протокола MPT1327 является система SmarTrunk, исторически завоевавшая в России большую популярность. Реально, эта конкуренция является скорее формальной, так как ряд особенностей системы SmarTrunk не позволяют ей полноценно решать задачи технологической связи. Во-первых, система принципиально предназначена для осуществления индивидуальных вызовов и вызовов в ТФОП, а не для оперативной (групповой), технологической связи. Во-вторых, в многоканальных системах SmarTrunk время установления связи столь велико, в силу особенностей технологии, что не удовлетворяет профессионального потребителя. Существенным фактором, также влияющим на выбор потребителя, является цена. Разница между удельной стоимостью одного абонента в системе SmarTrunk и в транкинговой системе MPT1327 составляет около 15% при порядковой разнице в функциональных возможностях системы. Нужно учитывать, что корректное сравнение любых систем (в том числе SmarTrunk и MPT1327) возможно при условии использования аналогичных (по качеству) ретрансляторов, антенн и оборудования ВЧ-тракта.

Следует сказать, что и в России большинство крупных транкинговых сетей построено на базе оборудования стандарта MPT1327. Руководители компаний, занимающихся поставками оборудования и системной интеграцией в области профессиональной радиосвязи, отмечают, что большинство стоящих перед их заказчиками задач оперативной речевой связи достаточно эффективно решается с помощью аналоговых систем стандарта MPT1327.

Цифровые стандарты транкинговой радиосвязи

Цифровые стандарты транкинговой радиосвязи пока не получили широкого распространения в России, но уже сейчас можно говорить об их активном и успешном внедрении.

Вместе с тем, круг пользователей цифровых транкинговых систем постоянно расширяется. В России также появляются крупные заказчики систем профессиональной радиосвязи, требования которых обуславливают переход к

цифровым технологиям. В первую очередь, это крупные ведомства и корпорации, такие как РАО ЕЭС, Минтранс, МПС, Сибнефть и другие, а также силовые структуры и правоохранительные органы.

Необходимость перехода объясняется рядом преимуществ цифрового транкинга перед аналоговыми системами, такими как большая спектральная эффективность за счет применения сложных видов модуляции сигнала и низкоскоростных алгоритмов речепреобразования, повышенная емкость систем связи, выравнивание качества речевого обмена по всей зоне обслуживания базовой станции за счет применения цифровых сигналов в сочетании с помехоустойчивым кодированием. Развитие мирового рынка систем транкинговой радиосвязи сегодня характеризуется широким внедрением цифровых технологий. Ведущие мировые производители оборудования транкинговых систем объявляют о переходе к цифровым стандартам радиосвязи, предусматривая при этом либо выпуск принципиально нового оборудования, либо адаптацию аналоговых систем к цифровой связи.

Цифровые транкинговые системы по сравнению с аналоговыми имеют ряд преимуществ за счет реализации требований по повышенной оперативности и безопасности связи, предоставления широких возможностей по передаче данных, более широкого спектра услуг связи (включая специфические услуги связи для реализации специальных требований служб общественной безопасности), возможностей организации взаимодействия абонентов различных сетей.

1. Высокая оперативность связи. Прежде всего, это требование означает минимально возможное время установления канала связи (время доступа) при различных видах соединений (индивидуальных, групповых, с абонентами телефонных сетей и пр.). В конвенциональных системах связи при передаче цифровой информации, требующей временной синхронизации передатчика и приемника, для установления канала связи требуется большее время, чем аналоговой системе. Однако для транкинговых систем радиосвязи, где информационный обмен, в основном, производится через базовые станции, цифровой режим сравним по времени доступа с аналоговым (и в аналоговых, и в цифровых системах радиосвязи, как правило, канал управления реализуется на основе цифровых сигналов).

Кроме этого, в системах цифровой транкинговой радиосвязи более просто реализуются различные режимы связи, повышающие ее оперативность, такие как режим непосредственной (прямой) связи между подвижными абонентами (без использования базовой станции), режим открытого канала (выделения и закрепления частотных ресурсов сети за определенной группой абонентов для ведения ими в дальнейшем переговоров без выполнения какой-либо установочной процедуры, в т. ч. без задержки), режимы аварийных и приоритетных вызовов и др.

Цифровые системы транкинговой радиосвязи лучше приспособлены к различным режимам передачи данных, что предоставляет, например, сотрудникам правоохранительных органов и служб общественной безопасности широкие возможности оперативного получения сведений из централизованных баз данных, передачи необходимой информации, включая изображения с мест происшествий, организации централизованных диспетчерских систем местоопределения подвижных объектов на основе спутниковых радионавигационных систем. Данные системы позволяют потребителям нефтегазового комплекса использовать их как транспорт не только для передачи голосовой связи, но и для передачи телеметрии и телеуправления.

2. Передача данных. Цифровые системы транкинговой радиосвязи лучше приспособлены к различным режимам передачи данных, что предоставляет абонентам цифровых сетей широкие возможности оперативного получения сведений из централизованных баз данных, передачи необходимой информации, включая изображения, организации централизованных диспетчерских систем местоопределения подвижных объектов на основе спутниковых радионавигационных систем. Скорость передачи данных в цифровых системах значительно выше, чем в аналоговых.

В большинстве систем радиосвязи на основе цифровых стандартов реализуются услуги передачи коротких и статусных сообщений, персонального радиовызова, факсимильной связи, доступа к фиксированным сетям связи (в т. ч. работающим на основе протоколов TCP/IP).

3. Безопасность связи. Включает в себя требования по обеспечению секретности переговоров (исключение возможности извлечения информации из каналов связи кому-либо, кроме санкционированного получателя) и защиты от несанкционированного доступа к системе (исключение возможности захвата управления системой и попыток вывести ее из строя, защита от «двойников» и т. п.). Как правило, основными механизмами обеспечения безопасности связи является шифрование и аутентификация абонентов.

Естественно, что в системах цифровой радиосвязи по сравнению с аналоговыми системами гораздо легче обеспечить безопасность связи. Даже без принятия специальных мер по закрытию информации цифровые системы обеспечивают повышенный уровень защиты переговоров (аналоговые сканирующие приемники непригодны для прослушивания переговоров в системах цифровой радиосвязи). Кроме того, некоторые стандарты цифровой радиосвязи предусматривают возможность сквозного шифрования информации, что позволяет использовать оригинальные (т. е. разработанные самим пользователем) алгоритмы закрытия речи.

Цифровые системы транкинговой радиосвязи позволяют использовать разнообразные механизмы аутентификации абонентов: различные

идентификационные ключи и SIM-карты, сложные алгоритмы аутентификации, использующие шифрование, и т. п.

4. Услуги связи. Цифровые транкинговые системы реализуют современный уровень сервисного обслуживания абонентов сетей связи, предоставляя возможности автоматической регистрации абонентов, роуминга, управления потоком данных, различных режимов приоритетного вызова, переадресации вызова и т. д.

Наряду со стандартными функциями сетевого обслуживания по заявкам правоохранительных органов в стандарты цифровой транкинговой радиосвязи часто включают требования по наличию специфических услуг связи: режиму вызова, поступающему только с санкции диспетчера системы; режиму динамической модификации групп пользователей; режиму дистанционного включения радиостанций для акустического прослушивания обстановки и т. д.

5. Возможность взаимодействия. Цифровые системы радиосвязи, имеющие гибкую структуру адресации абонентов, предоставляют широкие возможности как для создания различных виртуальных сетей в рамках одной системы, так и для организации при необходимости взаимодействия абонентов различных сетей связи. Для служб общественной безопасности особенно актуальным является требование по обеспечению возможности взаимодействия подразделений различных ведомств для координации совместных действий при чрезвычайных ситуациях: стихийных бедствиях, террористических актах и т. п.

К наиболее популярным, заслужившим международное признание стандартам цифровой транкинговой радиосвязи, на основе которых во многих странах развернуты системы связи, относятся:

- EDACS, разработанный фирмой Ericsson;
- TETRA, разработанный Европейским институтом стандартов связи;
- APCO 25, разработанный Ассоциацией официальных представителей служб связи органов общественной безопасности;
- Tetrapol, разработанный фирмой Matra Communication (Франция);
- IDEN, разработанный фирмой Motorola (США).

Все эти стандарты отвечают современным требованиям к системам транкинговой радиосвязи. Они позволяют создавать различные конфигурации сетей связи: от простейших локальных однозоновых систем до сложных многозоновых систем регионального или национального уровня. Системы на основе данных стандартов обеспечивают различные режимы передачи речи (индивидуальная связь, групповая связь, широковещательный вызов и т. п.) и данных (коммутируемые пакеты, передача данных с коммутацией цепей, короткие сообщения и т. п.) и возможность организации связи с различными системами по стандартным интерфейсам (с цифровой сетью с интеграцией услуг, с телефонной сетью общего пользования, с учрежденческими АТС и т. д.).

Система EDACS

Одним из первых стандартов цифровой транкинговой радиосвязи был стандарт EDACS (Enhanced Digital Access Communication System), разработанный фирмой Ericsson (Швеция). Первоначально он предусматривал только аналоговую передачу речи, однако позднее была разработана специальная цифровая модификация системы EDACS Aegis.

Система EDACS работает в соответствии с закрытым фирменным протоколом, отвечающим требованиям по безопасности пользования системами транкинговой радиосвязи, которые были разработаны рядом фирм-производителей оборудования подвижной связи совместно с правоохранительными органами.

Цифровые системы EDACS выпускались на диапазоны частот 138-174 МГц, 403-423, 450-470 МГц и 806-870 МГц с разносом частот 30; 25; и 12,5 кГц.

Представьте, что Вы пришли на обычный железнодорожный вокзал за билетами. Окинув взглядом очереди желающих уехать, Вы безошибочно выбираете нужную Вам кассу. Но Вы же не знаете, сколько времени кассир будет обслуживать каждого стоящего перед Вами... И другая ситуация: вы приходите в "Экспресс-кассy". Общий принцип такого обслуживания сводится к тому, что очередь здесь всего одна, и ожидающий обслуживается первой освободившейся кассой. И как раз эта схема описывает то, как обслуживаются заявки в транкинговой связи (рис. 7.9).

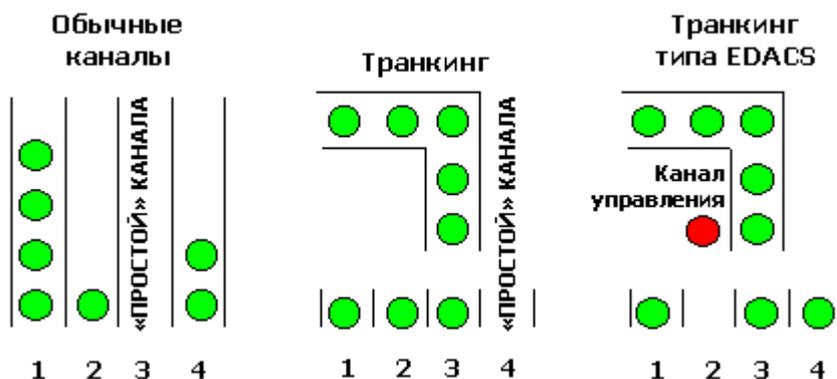


Рис. 7.9. Организация очередей

Речевое кодирование в системе производится путем компрессии импульсно-кодовой последовательности со скоростью 64 Кбит/с, полученной с помощью аналого-цифрового преобразования сигнала с тактовой частотой 8 кГц и разрядностью 8 бит. Алгоритм компрессии, реализующий метод адаптивного многоуровневого кодирования (разработка фирмы Ericsson), обеспечивает динамическую адаптацию к индивидуальным характеристикам речи абонента и формирует низкоскоростную цифровую последовательность, которая подвергается помехоустойчивому кодированию, доводящему скорость цифрового

потока до 9,2 Кбит/с. Далее сформированная последовательность делится на пакеты, в каждый из которых включаются сигналы синхронизации и управления. Результирующая последовательность передается в канал связи со скоростью 9600 бит/с.

В системах EDACS применяется частотное разделение каналов связи с использованием высокоскоростного выделенного канала управления, который предназначается для обмена цифровой информацией между радиостанциями и устройствами управления работой системы. Это обеспечивает высокую оперативность связи в системе (время установления канала связи в однозоновой системе не превышает 0,25 с). Скорость передачи информации в рабочем канале как и в канале управления равна 9600 бит/с.

Основными функциями стандарта EDACS, обеспечивающими специфику служб общественной безопасности, являются различные режимы вызова (групповой, индивидуальный, экстренный, статусный), динамическое управление приоритетностью вызовов (в системе может использоваться до 8 уровней приоритета), динамическая модификация групп абонентов (перегруппировка), дистанционное выключение радиостанций (при утере или краже радиосредств).

Системы стандарта EDACS обеспечивают возможность работы радиосредств как в цифровом, так и в аналоговом режиме, что позволяет пользователям на определенном этапе использовать старый парк технических средств радиосвязи.

Одной из основных задач разработки системы было достижение высокой надежности и отказоустойчивости сетей связи на основе данного стандарта. Эта цель была достигнута, что подтверждается надежной и устойчивой работой систем связи в различных регионах мира. Высокая отказоустойчивость обеспечивается реализацией в аппаратуре системы EDACS распределенной архитектуры и заложенным принципом распределенной обработки данных. Базовая станция сети связи сохраняет работоспособность даже в случае отказа всех ретрансляторов, кроме одного. Последний работоспособный ретранслятор в этом случае в исходном состоянии работает как ретранслятор канала управления, при поступлении вызовов обрабатывает их, назначая свой собственный частотный канал, после чего переходит в режим ретранслятора рабочего канала. При выходе из строя контроллера базовой станции система переходит в аварийный режим, при котором теряются некоторые функции сети, однако сохраняется частичная работоспособность (ретрансляторы работают автономно).

В системе EDACS возможно сквозное шифрование информации, однако в связи с закрытым протоколом приходится применять либо стандартный алгоритм защиты, предлагаемый фирмой Ericsson, либо согласовывать с ней возможность использования собственных программно-аппаратных модулей, реализующих оригинальные алгоритмы, которые должны быть совместимы с системным протоколом EDACS.

На сегодняшний день в мире развернуто большое количество сетей стандарта EDACS, в числе которых есть многозоновые сети связи, используемые службами общественной безопасности различных стран. В России функционирует около десяти сетей данного стандарта, наиболее крупной является сеть связи в г. Москве, включающая 9 базовых станций. Вместе с тем, в настоящее время фирма Ericsson не проводит работ по совершенствованию системы EDACS, прекратила поставки оборудования для развертывания новых сетей данного стандарта и только поддерживает функционирование действующих сетей.

Система TETRA

TETRA представляет собой стандарт цифровой транкинговой радиосвязи, состоящий из ряда спецификаций, разработанных Европейским институтом телекоммуникационных стандартов ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Стандарт TETRA создавался как единый общеевропейский цифровой стандарт. Поэтому до апреля 1997 г. аббревиатура TETRA означала Трансьвропейское транкинговое радио (Trans-European Trunked RAdio). Однако в связи с большим интересом, проявленным к стандарту в других регионах, территория его действия не ограничивается только Европой. В настоящее время TETRA расшифровывается как Наземное транкинговое радио (TErrestrial Trunked RAdio).

TETRA - открытый стандарт, т. е. предполагается, что оборудование различных производителей будет совместимо. Доступ к спецификациям TETRA свободен для всех заинтересованных сторон, вступивших в ассоциацию «Меморандум о взаимопонимании и содействии стандарту TETRA» (MoU TETRA). Ассоциация, в которую в конце 2001 г. входило более 80 участников, объединяет разработчиков, производителей, испытательные лаборатории и пользователей различных стран.

Стандарт TETRA состоит из двух частей: TETRA V+D (TETRA Voice+Data) - стандарта на интегрированную систему передачи речи и данных, и TETRA PDO (TETRA Packet Data Optimized) - стандарта, описывающего специальный вариант транкинговой системы, ориентированный только на передачу данных (рис.7.10)

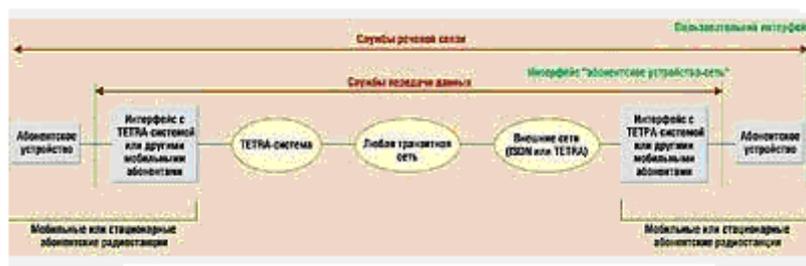


Рис. 7.10. Структура служб системы TETRA

В стандарт TETRA входят спецификации беспроводного интерфейса, интерфейсов между сетью TETRA и цифровой сетью с интеграцией услуг (ISDN), телефонной сетью общего пользования, сетью передачи данных, учрежденческими АТС и т. п. В стандарт включено описание всех основных и дополнительных услуг, предоставляемых сетями TETRA. Специфицированы также интерфейсы локального и внешнего централизованного управления сетью (рис. 7.11).

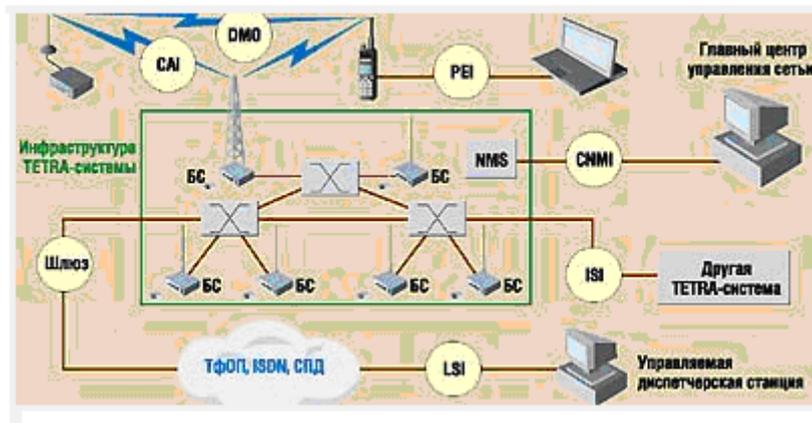


Рис. 7.11. Стандартные интерфейсы TETRA-систем

Радиоинтерфейс стандарта TETRA предполагает работу в стандартной сетке частот с шагом 25 кГц. Необходимый минимальный дуплексный разнос радиоканалов - 10 МГц. Для систем стандарта TETRA могут использоваться некоторые поддиапазоны частот. В странах Европы за службами безопасности закреплены диапазоны 380-385/390-395 МГц, а для коммерческих организаций предусмотрены диапазоны 410-430/450-470 МГц. В Азии для систем TETRA используется диапазон 806-870 МГц (рис. 7.12).

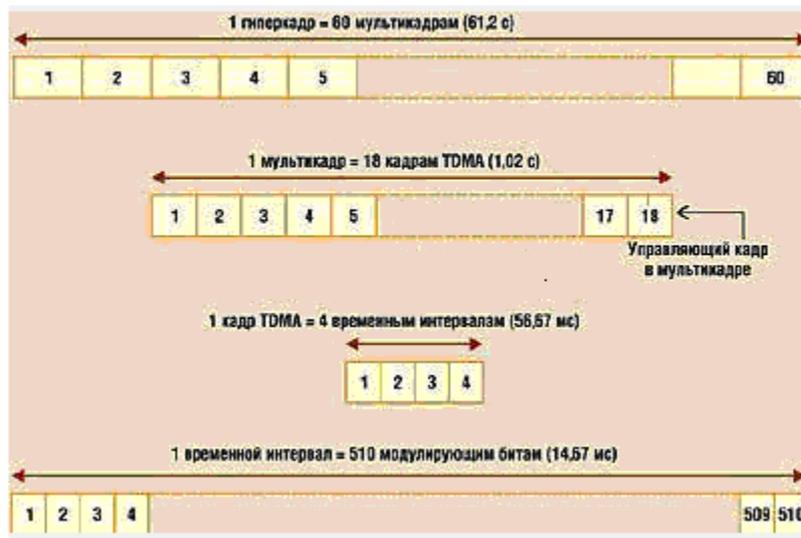


Рис. 7.12. Структура кадра TETRA

В системах стандарта TETRA V+D используется метод многостанционного доступа с временным разделением (МДВР) каналов связи. На одной физической частоте может быть организовано до 4 независимых информационных каналов.

Сообщения передаются мультикадрами длительностью 1,02 с. Мультикадр содержит 18 кадров, один из которых является контрольным. Кадр имеет длительность 56,67 мс и содержит 4 временных интервала (time slots). В каждом из временных интервалов передается информация своего временного канала. Временной интервал имеет длину 510 бит, из которых 432 являются информационными (2 блока по 216 бит).

Пропускная способность одного информационного канала составляет 7,2 Кбит/с, а скорость цифрового информационного потока данных - 28,8 Кбит/с. (При этом общая скорость передачи символов в радиоканале за счет дополнительной служебной информации и контрольного кадра в мультикадре соответствует скорости модуляции и равна 36 Кбит/с.)

Системы стандарта TETRA могут функционировать в следующих режимах:

- транкинговой связи;
- с открытым каналом;
- непосредственной связи.

В режиме транкинговой связи обслуживаемая территория перекрывается зонами действия базовых приемопередающих станций. Стандарт TETRA позволяет как использовать в системах только распределенный канал управления, так и организовывать его сочетание с выделенным частотным каналом управления. При работе сети с распределенным каналом управления служебная информация передается либо только в контрольном кадре мультикадра (одном из 18), либо еще в специально выделенном временном канале (одном из 4-х каналов, организуемых на одной частоте). В дополнение к распределенному каналу связи может использоваться выделенный частотный канал управления, специально предназначенный для обмена служебной информацией (при этом реализуются максимальные услуги связи).

В режиме с открытым каналом группа пользователей имеет возможность устанавливать соединение «один пункт - несколько пунктов» без какой-либо установочной процедуры. Любой абонент, присоединившись к группе, может в любой момент использовать этот канал. В режиме с открытым каналом радиостанции работают в двухчастотном симплексе.

В режиме непосредственной (прямой) связи между терминалами устанавливаются двух- и многоточечные соединения по радиоканалам, не связанным с каналом управления сетью, без передачи сигналов через базовые приемопередающие станции.

Для увеличения зон обслуживания в стандарте TETRA предусматривается возможность использования абонентских радиостанций в качестве ретрансляторов.

TETRA предоставляет пользователям ряд услуг, которые включены в стандарт по заявке Ассоциации европейской полиции (Schengen Group), сотрудничающей с техническим комитетом ETSI:

- вызов, санкционированный диспетчером (режим, при котором вызовы поступают только с санкции диспетчера);
- приоритетный доступ (в случае перегруженности сети доступные ресурсы присваиваются в соответствии со схемой приоритетов);
- приоритетный вызов (присвоение вызовов в соответствии со схемой приоритетов);
- приоритетное прерывание обслуживания вызовов (прерывание обслуживания вызовов с низким приоритетом, если ресурсы системы исчерпаны);
- избирательное прослушивание (перехват поступающего вызова без влияния на работу других абонентов);
- дистанционное прослушивание (дистанционное включение абонентской радиостанции на передачу для прослушивания обстановки у абонента);
- динамическая перегруппировка (динамическое создание, модификация и удаление групп пользователей);
- идентификация вызывающей стороны.

Средства защиты радиоинтерфейса стандарта TETRA включают механизмы аутентификации абонента и инфраструктуры, обеспечения конфиденциальности трафика за счет потока псевдоимен и специфицированного шифрования информации. Определенная дополнительная защита информации обеспечивается возможностью переключения информационных каналов и каналов управления в процессе ведения сеанса связи.

Следует также отметить, что в стандарте TETRA в связи с использованием метода временного разделения каналов (МДВР) связи во всех абонентских терминалах имеется возможность организации связи в режиме полного дуплекса.

Сети TETRA развернуты в Европе, Северной и Южной Америке, Китае, Юго-Восточной Азии, Австралии, Африке.

В настоящее время завершается разработка второй стадии стандарта (TETRA Release 2 (R2)), направленной на интеграцию с мобильными сетями 3-го поколения, кардинальное увеличение скорости передачи данных, переход от специализированных SIM-карт к универсальным, дальнейшее увеличение эффективности сетей связи и расширение возможных зон обслуживания.

В России оборудование TETRA предлагается рядом компаний – системных интеграторов. Реализовано несколько пилотных проектов сетей TETRA. Под

этикой Минсвязи проводится разработка системного проекта «Федеральная сеть подвижной радиосвязи TETRA», получившего название «Тетрарус». В 2001 г. был создан Российский TETRA Форум, в задачи которого входят продвижение технологии TETRA в России, организация обмена информацией, содействие развитию национального производства, участие в работе по гармонизации радиочастотного спектра и т. д. В соответствии с решением ГКЭС от 02.07.2003 г. использование стандарта TETRA признано перспективным «...в целях обеспечения связью органов государственного управления всех уровней, обороны, безопасности, охраны правопорядка, потребностей ведомств и крупных корпораций».

Система APCO 25

Стандарт APCO 25 разработан Ассоциацией официальных представителей служб связи органов общественной безопасности (Association of Public safety Communications Officials-international – APCO), которая объединяет пользователей систем связи, работающих в службах общественной безопасности. APCO является международной организацией и объединяет представителей правоохранительных органов около 70 стран. Штаб-квартира APCO находится в городе Южная Дейтона (штат Флорида, США), кроме этого, эта организация имеет представительства в Канаде, Карибском регионе и в Австралии.

Первые спецификации стандартов транкинговой радиосвязи, на основе которых были созданы системы EDACS (Ericsson), SmartNet (Motorola), LTR (E.F.Johnson), были разработаны APCO еще в конце 70-х годов. Однако эти спецификации не позволяли обеспечить совместимость и возможность взаимодействия различных систем, что послужило причиной начала нового проекта по разработке стандарта цифровой транкинговой радиосвязи, получившего название APCO 25.

Работы по созданию стандарта были начаты в конце 1989 г., а последние документы по установлению стандарта были утверждены и подписаны в августе 1995 г. на международной конференции и выставке APCO в Детройте. В настоящее время стандарт включает все основные документы, определяющие принципы построения радиоинтерфейса и других системных интерфейсов, протоколы шифрования, методы речевого кодирования и т.д.

В 1996 г. было принято решение о разделении всех спецификаций стандарта на два этапа реализации, которые были обозначены как Фаза I и Фаза II. В середине 1998 г. были сформулированы функциональные и технические требования к каждой из фаз стандарта, подчеркивающие новые возможности Фазы II и ее отличия от Фазы I.

Основополагающими принципами разработки стандарта APCO 25, сформулированными его разработчиками, были требования:

- по обеспечению плавного перехода к средствам цифровой радиосвязи (т.е. возможности совместной работы на начальном этапе базовых станций стандарта с абонентскими аналоговыми радиостанциями, используемыми в настоящее время);
- по созданию открытой системной архитектуры для стимулирования конкуренции среди производителей оборудования;
- по обеспечению возможности взаимодействия различных подразделений служб общественной безопасности при проведении совместных мероприятий.

Если стандарты TETRA и TetraPol не поддерживают работу в своих системах аналоговых станций, то стандарт ARCO 25 специально ориентирован на совместную работу цифровых и аналоговых радиосредств. При этом разработчики стандарта декларируют, что системы на основе ARCO 25 позволяют, с одной стороны, жестко разграничить используемые частотные ресурсы (на аналоговые и цифровые), а с другой стороны – допускают и гибкое конфигурирование каналов, т.е. совместное использование общего частотного ресурса цифровыми и аналоговыми абонентскими станциями.

В том случае, если указанная возможность действительно удобно реализуется на практике (причем не только для систем производства компании Motorola), то она обеспечит серьезное преимущество ARCO 25 перед другими стандартами, т.к. позволит производить плавный переход к цифровой радиосвязи путем поэтапного переоснащения подразделений служб общественной безопасности цифровыми радиостанциями. В особенности это актуально для России, где правоохранительные органы и службы общественной безопасности пока еще используют достаточно большой парк устаревших аналоговых радиосредств.

Системная архитектура стандарта поддерживает как транкинговые, так и обычные (конвенциональные) системы радиосвязи, в которых абоненты взаимодействуют между собой либо в режиме непосредственной связи, либо через ретранслятор. Основным функциональным блоком системы стандарта ARCO 25 является радиоподсистема, определяемая как сеть связи, которая строится на основе одной или нескольких базовых станций. При этом каждая базовая станция должна поддерживать Общий радиointерфейс (CAI - Common Radio Interface) и другие стандартизованные интерфейсы (межсистемный, с ТФОП, с портом передачи данных, с сетью передачи данных и сетевым управлением). При транкинговой системе используется выделенный канал управления.

Сильной стороной стандарта ARCO 25 является то, что он предусматривает возможность работы в любом из стандартных диапазонов частот используемых системами подвижной радиосвязи: 138 – 174, 406 – 512 или 746 – 869 МГц.

Основной метод доступа к каналам связи – частотный (МДЧР), вместе с тем по заявке фирмы Ericsson в Фазу II включена возможность использования в системах стандарта APCO 25 множественного доступа с временным разделением каналов (МДВР).

В Фазе I стандартный шаг сетки частот составляет 12,5 кГц, для Фазы II - 6,25 кГц. При этом при полосе 12,5 кГц осуществляется четырехпозиционная частотная модуляция по методу C4FM со скоростью 4800 символов в секунду, а при полосе 6,25 кГц – четырехпозиционная фазовая модуляция со сглаживанием фазы по методу CQPSK. Сочетание указанных методов модуляции позволяет использовать на разных Фазах одинаковые приемники, дополняемые различными усилителями мощности (для Фазы I - простые усилители с высоким КПД, для Фазы II - усилители с высокой линейностью и ограниченной шириной излучаемого спектра). При этом демодулятор может осуществлять обработку сигналов по любому из методов.

Для речевого кодирования в стандарте используется кодек IMBE (Improved MultiBand Excitation), который применяется также в системе спутниковой связи Inmarsat. Скорость кодирования – 4400 бит/с. После помехоустойчивого кодирования речевой информации скорость информационного потока увеличивается до 7200 бит/с, а после формирования речевых кадров путем добавления служебной информации – до 9600 бит/с.

Речевая информация в радиоканале передается кадрами по 180 мс, которые носят название логических блоков данных (LDU – Logical Data Unit). Группа из 2 кадров образует суперкадр длительностью 360 мс. Любая передача речевой информации предваряется преамбулой, имеющей продолжительность 82,5 мс, а заканчивается маркером конца сообщения (сигналом отбоя). Структура речевого сообщения показана на рис.7.13.

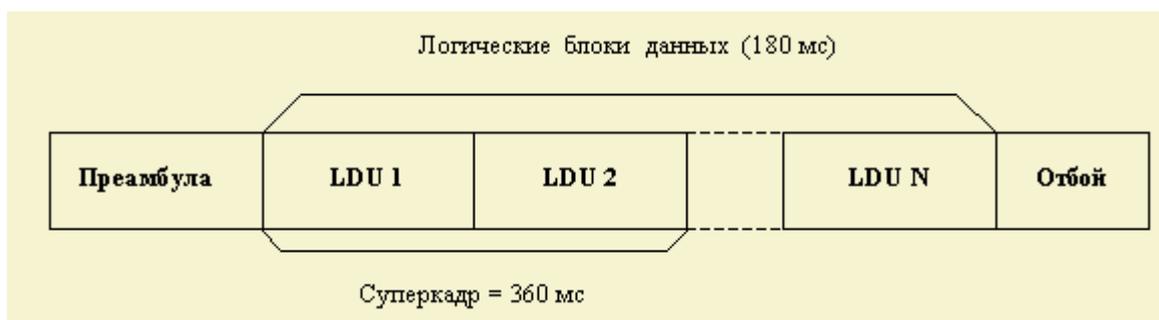


Рис. 7.13. Структура речевого сообщения в стандарте APCO 25

Речевая преамбула предназначена для начальной синхронизации передающей и приемной радиостанции, инициализации всех функций шифрования и передачи

адресной информации. Основу преамбулы составляет кодовое слово заголовка, в которое входят:

- индикатор сообщения (MI – Message Indicator), характеризующий начальные условия для алгоритма шифрования (72 бита);
- идентификатор изготовителя (8 бит);
- идентификатор типа используемого алгоритма шифрования (8 бит);
- идентификатор ключа шифрования (16 бит);
- идентификатор разговорной группы (16 бит).

Кодовое слово длиной 120 бит подвергается помехоустойчивому кодированию с помощью кодов Рида-Соломона и Голея, в результате чего его размерность увеличивается до 648 бит.

После этого, в начало преамбулы помещается:

- начальный синхропакет (FS – Frame Synchronization) длиной 48 бит;
- идентификатор сети (NID – Network Identifier), передаваемый для предотвращения конфликтов между радиостанциями различных сетей, работающими на одной частоте (64 бита), а в конец – 10 нулевых бит.

Окончательное формирование структуры преамбулы производится путем вставки 2 бит статусной информации после каждых 70 бит пакета данных преамбулы (770 бит), получившегося после добавления синхропакета, идентификатора сети и нулевых бит (всего добавляется 22 статусных бита). Окончательная длина преамбулы составляет 792 бита, так что при скорости информации в канале 9600 бит/с передача преамбулы производится в течение 82,5 мс.

Каждый логический блок данных состоит из 9 речевых фреймов длиной 144 бита, образованных 88 информационными битами, полученными преобразованием с помощью кодека IMBE 20 мс отрезка речевого сигнала, и 56 битами корректирующего кода контроля четности. Кроме этого, в состав LDU входят дополнительные служебные сообщения. В первом логическом блоке суперкадра передается информация управления связью (LC – Link Control), состоящая 72 битов информации и 168 бит корректирующего кода) и информация низкоскоростного канала сигнализации (LSD – Low Speed Data), включающая 16 бит данных и 16 бит корректирующего кода. Второй логический блок суперкадра также содержит информацию низкоскоростного канала сигнализации LSD, и кроме этого, информацию алгоритма шифрования (ES – Encryption Sync),

включающую 96 информационных бит и 144 бит корректирующего кода. Структура суперкадра речевой информации показана на рис.7.14.

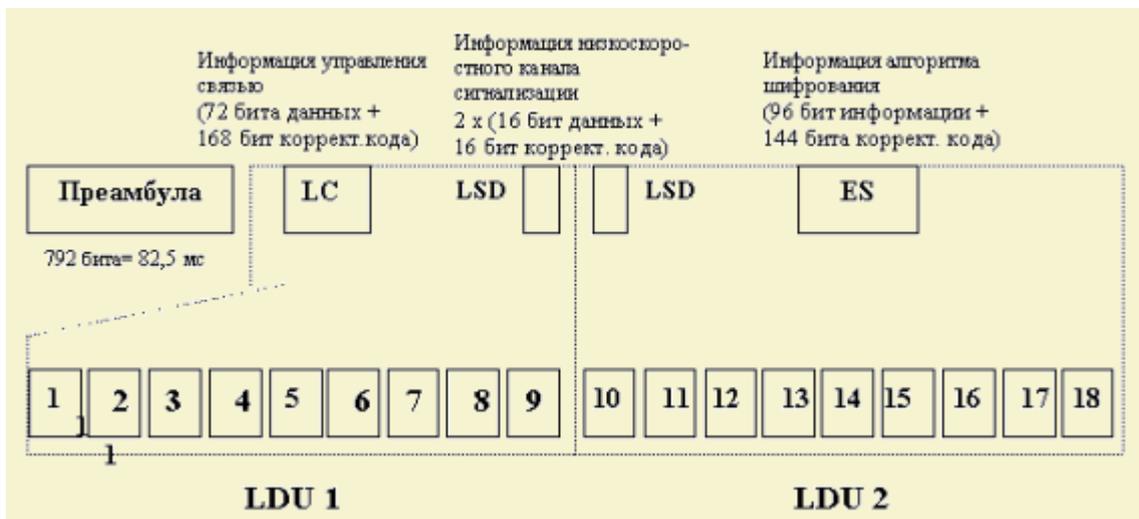


Рис. 7.14. Структура речевого суперкадра в стандарте GPRS 25

Информация управления каналом связи включает индикатор сообщения, идентификатор производителя, признак экстренного вызова, резервное поле, идентификаторы разговорной группы (для индивидуального вызова – вызываемого абонента) и передающего абонента. Встроенные в общий информационный поток кадры управления каналом связи позволяют повысить надежность связи за счет возможности восстановления соединения после кратковременного разрушения канала связи.

Информация алгоритма шифрования содержит индикатор сообщения, идентификатор типа используемого алгоритма шифрования и идентификатор ключа шифрования.

Канал низкоскоростной сигнализации может быть использован для различных применений, в частности для передачи сигналов местоположения подвижных объектов.

Заложенная в стандарте GPRS 25 система идентификации абонентов позволяет адресовать в одной сети не менее 2 миллионов радиостанций и до 65 тысяч групп. При этом задержка при установлении канала связи в подсистеме, в соответствии с функциональными и техническими требованиями к стандарту GPRS 25, не должна превышать 500 мс (в режиме прямой связи – 250 мс, при связи через ретранслятор 0 350 мс).

В системах стандарта GPRS 25 предусмотрены 2 варианта *передачи данных*: с подтверждением приема и без подтверждения. При передаче данных для исправления ошибок используется избыточное решетчатое кодирование и межблочное перемежение.

Исходные массивы данных разбиваются на фрагменты длиной не более 512 байт. При передаче с подтверждением приема фрагменты делят на блоки по 16 байт, при этом каждый блок имеет свой номер для возможности повтора. При передаче без подтверждения приема блоки, на которые разбиваются фрагменты массивов данных, содержат 12 байт.

Передача каждого пакета данных начинается с преамбулы, содержащей синхропакет, номер фрагмента, количество блоков в пакете, а также идентификаторы сети, производителя, точки доступа и логический идентификатор связи.

Данные передаются по тем же каналам, что и речевые сообщения, и с той же скоростью 9600 бит/с. Радиосистемы стандарта APCO 25 обеспечивают связь с сетями фиксированной связи с протоколами X.25, SNA, TCP/IP. Следует отметить, что протокол IP поддерживается как специальная IP-служба, которая с помощью специального сетевого шлюза обеспечивает возможность связи мобильных терминалов и проводной инфраструктуры с приложениями, использующими IP.

Разработчики стандарта при рассмотрении модели гипотетического противника выделили следующие угрозы безопасности связи: перехват сообщений, повтор сообщений с задержкой и с искажением информации, создание преднамеренной помехи, анализ трафика абонентов, создание дубликатов абонентов, внедрение противника в качестве легитимного пользователя системы. Противодействие большинству этих угроз в стандарте APCO 25 обеспечивается с помощью 3-х основных механизмов:

- **конфиденциальности** связи, т.е. защиты информации от любых видов несанкционированного доступа;
- **аутентификации** абонентов и сообщений;
- **системы управления ключевой информацией.**

В основе всех указанных механизмов обеспечения безопасности связи лежит криптографическое шифрование информации. Системы APCO 25, в соответствии с функциональными и техническими требованиями, должны быть рассчитаны на обеспечение, как минимум, двух из 4-х уровней криптозащиты в зависимости от типа системы связи:

Тип 1 – связь с гарантированным засекречиванием информации на уровне национального правительства;

Тип 2 – несекретная связь национального уровня, требующая защиты коммуникаций;

Тип 3 – несекретная правительственная связь, требующая ограничений по доступу;

Тип 4 – для коммерческих и других применений (включая экспортируемые модификации систем).

Общая модель криптопреобразования (шифрования/дешифрования) информации в системе связи представлена на рис.7.15.

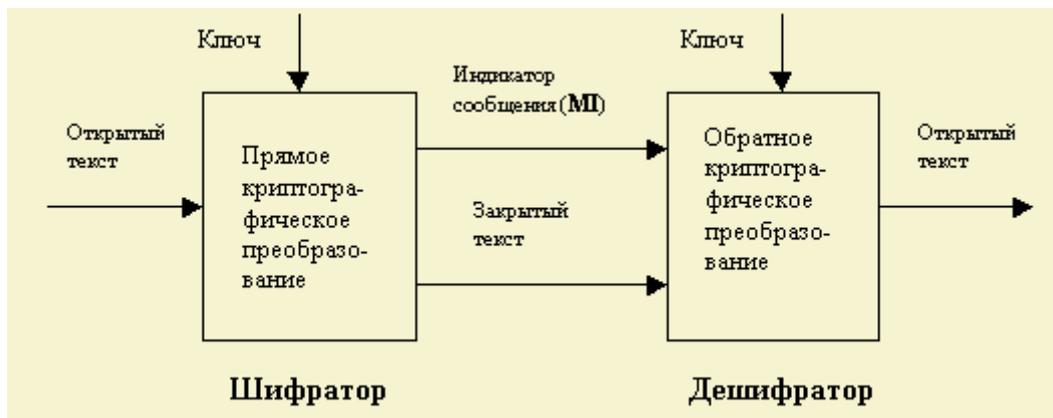


Рис. 7.15. Модель криптопреобразования информации в стандарте ARCO 25

На передающей стороне открытый текст сообщения поступает на шифратор, где на основе ключа и определенного криптографического алгоритма преобразуется в зашифрованный текст той же длины, после чего передается по радиоканалу. Вместе с зашифрованным текстом передается индикатор сообщения MI, который предназначен для синхронизации работы шифратора и дешифратора. На приемной стороне после выполнения процедуры синхронизации с помощью аналогичных криптоалгоритмов и криптографического ключа зашифрованный текст преобразуется в открытый.

В различных режимах используются различные модификации общей модели криптозащиты информации, показанные на рис.7.16.:

- а) ECB – Electronic Code Book;
- б) OFB – Output Feed Back;
- в) CFB – Cipher Feed Back.

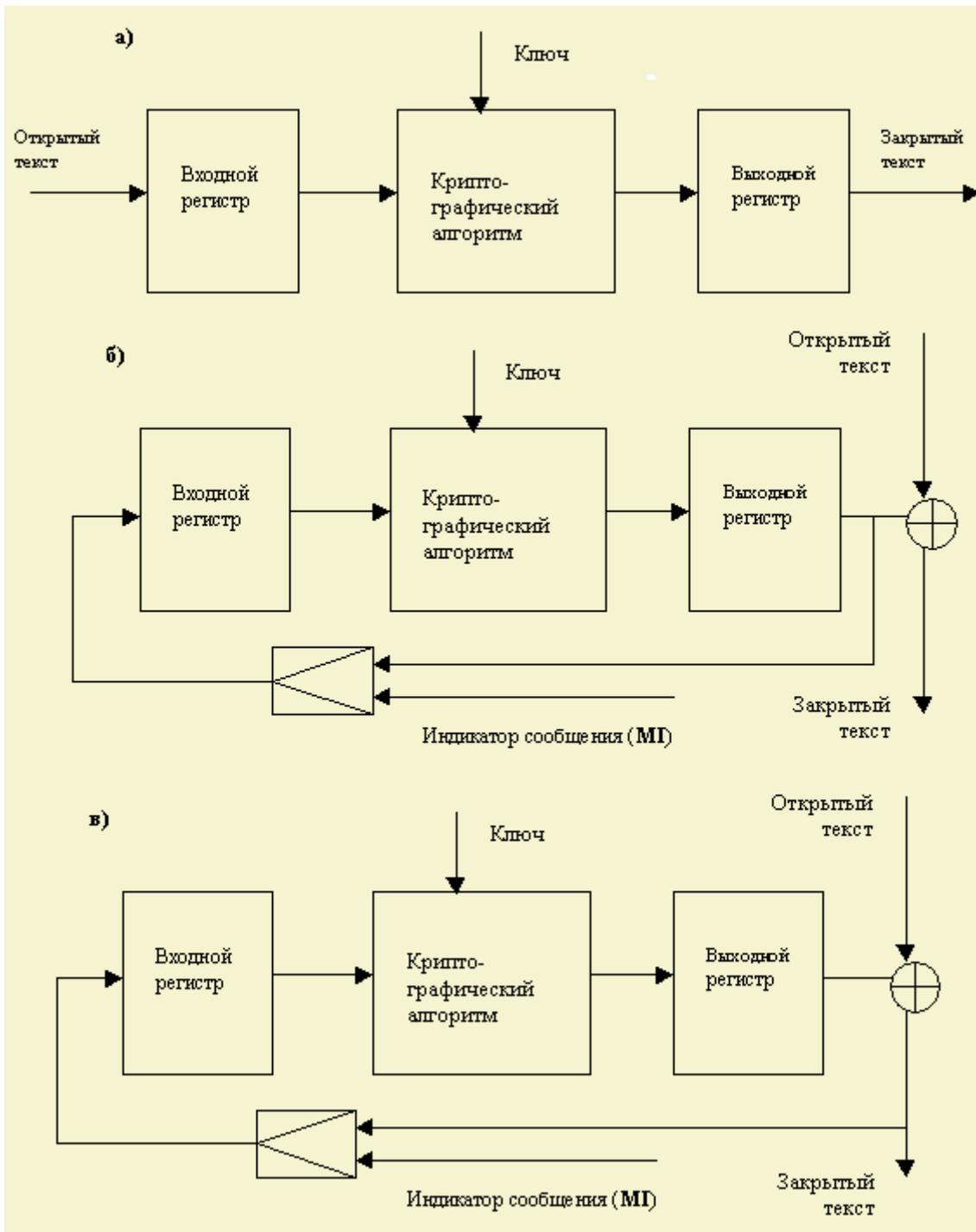


Рис. 7.16. Разновидности криптографических преобразований информации

Конфиденциальность связи достигается шифрованием трафика речи и данных, которое осуществляется по методу OFB (рис. 2.16б).

Аутентификация, предназначенная для удостоверения подлинности сообщений и абонентов, а также обеспечения секретности абонентов (т.е. защиты сведений о том, кому адресовано и от кого исходит передаваемое сообщение), осуществляется путем передачи номеров сообщений, которые подвергаются шифрации по варианту OFB (рис. 2.16б) и добавления к сообщению специального аутентификационного кода (MAC – Message Authentication Code), который

генерируется по варианту CFB (рис. 2.16в). Код номера сообщения и его идентификационный код носят временный характер и изменяются от сообщения к сообщению.

Система управления ключевой информацией предназначена для генерации, хранения, ввода, распределения, архивирования и удаления криптографических ключей. Ввод ключей в абонентское оборудование производится с помощью специальной аппаратуры КМФ (Key Management Facility). Кроме этого, в системах стандарта APCO 25 стандартизован специальный режим распространения ключей по радиоканалу OTAR (Over-the-air-rekeying). Информация о ключах, пересылаемых по радиоканалу защищается по варианту ECB (рис.4а).

Несмотря на то, что APCO является международной организацией, представительства которой находятся в ряде регионов, основную роль в продвижении этого стандарта играют американские фирмы, поддерживаемые правительством США. К числу участников общественного сектора Ассоциации относятся ФБР, Министерство обороны США, Федеральный комитет связи, полиции ряда штатов США, Секретная служба и многие другие государственные организации. В качестве производителей оборудования стандарта APCO 25 уже заявили себя такие ведущие фирмы, как Motorola (основной разработчик стандарта), E.F.Johnson, Transcrypt, Stanlite Electronics и др. Фирма Motorola уже представила свою первую систему, основанную на стандарте APCO 25, имеющую название ASTRO.

В составе сетей радиосвязи ASTRO может использоваться широкий набор абонентского оборудования, удовлетворяющего запросам различных пользователей.

Первые полнофункциональные цифровые портативные радиостанции, выпущенные компанией Motorola, получили название *ASTRO Saber*. Они могут работать как в цифровом, так и в аналоговом режиме в конвенциональных и транкинговых сетях радиосвязи в любом из диапазонов частот, выделенных для систем сухопутной подвижной связи (138-174, 406-512, 746-869 МГц). Шаг сетки частот может иметь значения – 12,5; 25 и 30 кГц. Выпускаются различные модификации станций, отличающиеся друг от друга числом рабочих каналов, вариантами реализации органов управления и индикации, а также некоторыми функциональными возможностями.

Новейшая разработка компании Motorola – *семейство портативных радиостанций XTS 3000*. Эти радиостанции поддерживают тот же набор функций, что ASTRO Saber, но выполнены в другом конструктиве и имеют меньшие габариты и вес. Благодаря унификации конструктивных решений с серией станций MTS 2000, работающих в системе SmartNet, станции XTS 3000 могут использовать те же аксессуары: головные телефоны, гарнитуру скрытного ношения, выносные микрофон и динамик, зарядное устройство, антенны.

Мобильные радиостанции ASTRO Spectra выпускаются в двух модификациях: для автомашин и мотоциклов. Motorola предлагает пять вариантов исполнения станций, отличающихся некоторыми функциональными возможностями, числом рабочих каналов и размерами индикационного табло.

В качестве стационарной радиостанции в системе используется станция **ASTRO CONSOLETTE**. Кроме поддержки протокола стандарта APCO 25, стационарная радиостанция может работать с аналоговыми системами сигнализации MDC-1200 и PL/PDL. Станция ASTRO CONSOLETTE имеет два варианта исполнения: для местного и дистанционного управления по телефонной линии.

Для организации передачи данных компания Motorola выпускает **беспроводной портативный терминал передачи данных FORTE**. Он представляет карманный персональный компьютер с сенсорным дисплеем и пером, оснащенный средствами для поддержания радиосвязи.

Пока в России системы стандарта APCO 25 не развернуты, однако специалисты проявляют большой интерес к данному стандарту, привлекательность которого заключается в его преемственности по отношению к существующим аналоговым системам радиосвязи, большом количестве производителей оборудования и возможности построения сетей связи во всех стандартных диапазонах частот. Активную политику продвижения систем данного стандарта в России проводят представительства фирм Motorola и ADI Limited (Австралия).

Система Tetrapol

Работы по созданию стандарта цифровой транкинговой радиосвязи Tetrapol были начаты в 1987 г., когда фирма Matra Communications заключила контракт с французской жандармерией на разработку и ввод в эксплуатацию сети цифровой радиосвязи Rubis. Сеть связи была введена в эксплуатацию в 1994 г. По данным фирмы Matra на сегодняшний день сеть французской жандармерии охватывает более половины территории Франции и обслуживает более 15 тыс. абонентов. В том же 1994 г. фирма Matra создала свой форум Tetrapol, под эгидой которого были разработаны спецификации Tetrapol PAS (Publicly Available Specifications), определяющие стандарт цифровой транкинговой радиосвязи.

Стандарт Tetrapol описывает цифровую транкинговую систему радиосвязи с выделенным каналом управления и частотным методом разделения каналов связи. Стандарт позволяет создавать как однозоновые, так и многозоновые сети связи различной конфигурации, обеспечивая также возможность прямой связи между подвижными абонентами без использования инфраструктуры сети и ретрансляции сигналов на фиксированных каналах.

Системы связи стандарта Tetrapol имеют возможность работы в диапазоне частот от 70 до 520 МГц, который в соответствии со стандартом определяется как совокупность двух поддиапазонов: ниже 150 МГц (VHF) и выше 150 МГц (UHF). Большая часть радиоинтерфейсов для систем этих поддиапазонов является общей, различие заключается в использовании различных методов помехоустойчивого кодирования и кодового перемежения. В поддиапазоне UHF рекомендуемый дуплексный разнос каналов приема и передачи составляет 10 МГц.

Частотный разнос между соседними каналами связи может составлять 12,5 или 10 кГц. В дальнейшем предполагается переход к разносу между каналами в 6,25 кГц. В системах стандарта Tetrapol поддерживается ширина полосы до 5 МГц, что обеспечивает возможность использования в сети 400 (при разноре 12,5 кГц) или 500 (при разноре 10 кГц) радиоканалов. При этом в каждой зоне может использоваться от 1 до 24 каналов.

В стандарте определяются три основных режима связи: транкинговый, режим прямой связи и режим ретрансляции.

В сетевом режиме (или режиме транкинговой связи) взаимодействие абонентов осуществляется с помощью базовых станций (БС), которые распределяют каналы связи между абонентами. При этом сигналы управления передаются на отдельном, специально выделенном для каждой БС частотном канале. В режиме прямой связи обмен информацией между подвижными абонентами производится напрямую без участия базовой станции. В режиме ретрансляции связь между абонентами осуществляется через ретранслятор, который имеет фиксированные каналы передачи и приема информации.

В системах стандарта Tetrapol поддерживается 2 основных вида информационного обмена: передача речи и передача данных.

Службы речевой связи позволяют осуществлять следующие виды вызовов: широковещательный вызов, вызов установки открытого канала, групповой вызов, индивидуальный вызов, множественный вызов с использованием списка абонентов, аварийный вызов.

Службы передачи данных предоставляют ряд услуг прикладного уровня, поддерживаемых заложенными в радиотерминалах функциями, таких как межабонентский обмен сообщениями в соответствии с протоколом X.400, доступ к централизованным базам данных, доступ к фиксированным сетям в соответствии с протоколом TCP/IP, передача факсимильных сообщений, пересылка файлов, передача сигналов персонального вызова, передача коротких сообщений, передача статусных вызовов, поддержка режима передачи получаемых с помощью приемников GPS данных о местоположении объекта, передача видеоизображений.

В стандарте Tetrapol предусмотрены стандартные сетевые процедуры, обеспечивающие современный уровень обслуживания абонентов: динамическая перегруппировка, аутентификация абонента, роуминг, приоритетный вызов,

управление передатчиком абонента, управление «профилем» абонента (дистанционное изменение параметров абонентского радиотерминала, заложенных в него при программировании) и др.

В связи с тем, что с самого начала стандарт Tetrapol был ориентирован на обеспечение требований правоохранительных органов, в нем предусмотрены различные механизмы обеспечения безопасности связи, направленные на предотвращение таких угроз, как несанкционированный доступ в систему, прослушивание ведущихся переговоров, создание преднамеренных помех, анализ трафика конкретных абонентов и т. п. К числу таких механизмов относятся:

- автоматическая реконфигурация сети (периодическое перераспределение ресурсов сети связи (изменение конфигурации) за счет установки и отмены открытых каналов, динамической перегруппировки, переназначения каналов связи диспетчером сети и т. п.);
- управление доступом в систему (контроль доступа к оборудованию сети связи посредством смарт-карт и системы паролей);
- сквозное шифрование информации (обеспечение возможности защиты передаваемой информации в любой точке линии связи между абонентами);
- аутентификация абонентов (автоматическое или проводимое по запросу диспетчера сети удостоверение подлинности абонентов);
- использование временных идентификаторов абонентов (замена уникальных идентификационных номеров абонентов на псевдонимы, сменяемые при каждом новом сеансе связи);
- имитация активности радиоабонентов (режим поддержки постоянного трафика при перерыве в ведении переговоров путем посылки БС по каналам связи сигналов, которые трудно отличить от информационных);
- дистанционное отключение радиотерминала (возможность отключения абонентского радиотерминала диспетчером сети);
- распространение ключей по радиоканалу (возможность передачи диспетчером сети секретных ключей абонентам по радиоканалу).

Системы стандарта Tetrapol широко используются во Франции. Видимо, не без поддержки правительством отечественного производителя, кроме сети связи Rubis национальной жандармерии, системы Tetrapol эксплуатируются французской полицией (система Ascopole) и службой железных дорог (система Iris).

Стандарт Tetrapol пользуется популярностью и в некоторых других странах Европы. На основе данного стандарта развернуты сети связи полиции Мадрида и Каталонии, подразделений безопасности Чешской Республики, службы аэропорта во Франкфурте. Специальная сеть связи Matrasom 9600 разворачивается в интересах Берлинского транспортного предприятия. Радиостанции сети связи будут

установлены на более чем 2000 автобусах предприятия. Кроме радиосвязи, в сети задействуется функция определения местоположения транспортных средств.

В 1997 г. фирма Matra Communications выиграла тендер по созданию системы цифровой радиосвязи для королевской таиландской полиции. Контракт является частью заказа по модернизации полицейской радиосети, которая объединит 70 полицейских участков. Предполагается использование самых современных возможностей системы, включая доступ к централизованной базе данных, электронную почту, сквозное шифрование информации, местоопределение. Имеются также сведения о развертывании нескольких систем в двух других странах юго-восточной Азии, а также в интересах полиции Мехико.

В нашей стране системы стандарта TetraPol пока не используются. В настоящее время ФАПСи предполагает развертывание в России опытного района транкинговой радиосвязи данного стандарта.

Система IDEN

Технология IDEN (Integrated Digital Enhanced Network) была разработана компанией Motorola в начале 90-х годов. Первая коммерческая система на базе этой технологии была развернута в США компанией NEXTEL в 1994 г.

С точки зрения статуса стандарта IDEN можно охарактеризовать как корпоративный стандарт с открытой архитектурой. Это означает, что компания Motorola, сохраняя за собой все права по модификации системного протокола, предоставляет вместе с тем лицензии на производство компонентов системы различным производителям.

Данный стандарт разрабатывался для реализации интегрированных систем, обеспечивающих все виды подвижной радиосвязи: диспетчерской связи, мобильной телефонной связи, передачи текстовых сообщений и пакетов данных. Технология IDEN ориентирована на создание корпоративных сетей крупных организаций или коммерческих систем, предоставляющих услуги как организациям, так и частным лицам.

При реализации диспетчерских сетей подвижной радиосвязи IDEN предоставляет возможности группового и индивидуального вызова, а также режима сигнализации вызова, при котором в случае недоступности абонента вызов запоминается в системе, а затем передается абоненту, когда тот становится доступным. Число возможных групп в IDEN составляет 65535. Время установления связи при групповом вызове в полудуплексном режиме не превышает 0,5 с.

Системы IDEN предоставляют возможности организации телефонной связи по любым направлениям: мобильный абонент – мобильный абонент, мобильный абонент – абонент ТФОП. Телефонная связь полностью дуплексная.

Абоненты систем IDEN имеют возможность передавать и получать на свои терминалы текстовые сообщения, а также передавать данные (в коммутационном режиме со скоростью 9,6 Кбит/с, а в пакетном – до 32 Кбит/с), что обеспечивает возможность организации факсимильной связи и электронной почты, а также взаимодействия с фиксированными сетями, в частности с Internet. Пакетный режим передачи данных поддерживает протокол TCP/IP.

Система IDEN выполнена на базе технологии МДВР. В каждом частотном канале шириной 25 кГц передается 6 речевых каналов. Это достигается путем разбиения кадра длительностью 90 мс на временные интервалы по 15 мс, в каждом из которых передается информация своего канала.

В стандарте используется стандартный для Америки и Азии частотный диапазон 805-821/855-866 МГц. IDEN имеет самую высокую спектральную эффективность среди рассматриваемых стандартов цифровой транкинговой связи, он позволяет разместить в 1 МГц до 240 информационных каналов. Вместе с тем, размеры зон покрытия базовых станций (ячеек) в системах IDEN меньше, чем в системах других стандартов, что объясняется малой мощностью абонентских терминалов (0,6 Вт – для портативных станций и 3 Вт – для мобильных).

Первая коммерческая система, развернутая в 1994 г. компанией NEXTEL, в настоящее время является общенациональной и насчитывает около 5500 сайтов и 2,7 млн. абонентов. В США имеется другая сеть, оператором которой является компания Southern Co. Сети IDEN развернуты также в Канаде, Бразилии, Мексике, Колумбии, Аргентине, Японии, Сингапуре, Китае, Израиле и других странах. Общее число абонентов IDEN в мире на сегодня превышает 3 млн. человек.

В России системы IDEN не развернуты и нет сведений о разработках проектов сетей данного стандарта.

Сравнительный анализ стандартов цифровой радиосвязи

Обобщенные сведения о системах стандартов EDACS, TETRA, APCO 25, Tetrapol, iDEN и их технические характеристики представлены в таблице 7.4.

Таблица 7.4. Основные сведения и технические характеристики стандартов EDACS, TETRA, APCO 25, Tetrapol, iDEN

№	Характеристика стандарта (системы) связи	EDACS	TETRA	APCO25	Tetrapol	iDEN
1	Разработчик стандарта	Ericsson	ETSI	APCO	Matra Comm.	Motorola
2	Статус стандарта	корпорат.	открытый	открытый	корпорат.	корпорат.

3	Основные производители радиосредств	Ericsson	Nokia, Motorola, OTE, Rohde & Schwarz	Motorola, Tait Electr., E.F.Johnson Inc., Transcrypt	Matra, Nortel, CS Telecom	Motorola
4	Возможный диапазон рабочих частот, МГц	138-174; 403-423; 450-470; 806-870	138-174; 403-423; 450-470; 806-870	138-174; 406-512; 746-869	70-520	805-821/ 855-866
5	Разнос между частотными каналами, кГц	25; 12,5	8	12,5; 6,25	12,5; 10	25
6	Эффективная полоса частот на один речевой канал, кГц	25	6,25	12,5; 6,25	12,5; 10	4,167
7	Время установления канала связи, с	0,25	0,2 с	0,5	не более 0,5	не более 0,5
8	Метод разделения каналов связи	МДЧР	МДВР (с МДЧР в многозонах) системах)	МДЧР	МДЧР	МДВР

Функциональные возможности, предоставляемые системами стандартов цифровой транкинговой радиосвязи, представлены в таблице 7.5.

Таблица 7.5. Функциональные возможности стандартов

№	Функциональные возможности системы связи	EDACS	TETRA	APCO 25	Tetrapol	IDEN
1	Поддержка основных видов вызова (индивид., групповой, широковещ.)	+	+	+	+	+
2	Выход на ТФОП	+	+	+	+	+

3	Полнодуплексные абонентские терминалы	+	+	-	-	+
4	Передача данных и доступ к централизованным базам данных	+	+	+	+	+
5	Режим прямой связи	+	+	+	+	н/с
6	Автоматическая регистрация мобильных абонентов	+	+	+	+	+
7	Персональный вызов	-	+	+	+	+
8	Доступ к фиксированным сетям IP	+	+	+	+	+
9	Передача статусных сообщений	+	+	+	+	+
10	Передача коротких сообщений	-	+	+	+	+
11	Поддержка режима передачи данных о местоположении от системы GPS	+	+	н/с	+	н/с
12	Факсимильная связь	-	+	+	+	+
13	Возможность установки открытого канала	-	+	н/с	+	-
14	Множественный доступ с использованием списка абонентов	-	+	+	+	+
15	Наличие стандартного режима ретрансляции сигналов	н/с	+	+	+	н/с

Примечание: (н/с - нет сведений)

Таблица 7.6. Услуги связи, предоставляемые представителям служб общественной безопасности

№	Специальные услуги связи	EDACS	TETRA	APCO 25	Tetrapol
1	Приоритет доступа	+	+	+	+
2	Система приоритетных вызовов	+	+	+	+
3	Динамическая перегруппировка	+	+	+	+

4	Избирательное прослушивание	+	+	+	+
5	Дистанционное прослушивание	-	+	н/с	+
6	Идентификация вызывающей стороны	+	+	+	+
7	Вызов, санкционированный диспетчером	+	+	+	+
8	Передача ключей по радиоканалу (OTAR)	-	+	+	+
9	Дистанционное отключение абонента	н/с	+	+	+
10	Аутентификация абонентов	н/с	+	+	+

Ресурсы радиочастотного спектра

Наличие ресурсов радиочастотного спектра для развертывания системы радиосвязи является важнейшим критерием выбора той или иной системы. В данном случае наиболее перспективны стандарты, которые обеспечивают возможность построения сетей связи в наиболее широком диапазоне.

Системы EDACS реализуются в диапазонах 138-174, 403-423, 450-470 и 806-870 МГц, причем есть сведения о действующих сетях радиосвязи во всех диапазонах.

Системы TETRA предполагают использование следующих диапазонов: 380-385/390-395, 410-430/450-470 МГц и 806-870 МГц.

Системы APCO25 в соответствии с функциональными и техническими требованиями обеспечивают возможность работы в любом из диапазонов, отведенных для подвижной радиосвязи.

Стандарт Tetrapol ограничивает верхнюю частоту своих систем на уровне 520 МГц.

Системы стандарта iDEN функционируют только в диапазоне 800 МГц, что ограничивает их использование для построения определенного круга систем.

Следует отметить, что выделение ресурсов радиочастотного спектра для построения систем цифровой транкинговой радиосвязи наиболее реально в диапазоне 400 МГц.

При выборе стандарта радиосвязи обязательно необходимо учитывать информацию о том, является ли стандарт открытым или корпоративным (закрытым).

Корпоративные стандарты (EDACS и Tetrapol) являются собственностью их разработчиков. Приобретение оборудования возможно только у ограниченного круга производителей.

Открытые стандарты, к которым относятся TETRA и APCO25, обеспечивают создание конкурентной среды, привлечение большого количества производителей базового оборудования, абонентских радиостанций, тестовой аппаратуры для выпуска совместимых радиосредств, что способствует снижению их стоимости. Доступ к спецификациям стандартов предоставляется любым организациям и фирмам, вступившим в соответствующую ассоциацию. Пользователи, выбирающие открытый стандарт радиосвязи, не попадают в зависимость от единственного производителя и могут менять поставщиков оборудования. Открытые стандарты пользуются поддержкой со стороны государственных и правоохранительных структур, крупных компаний многих стран мира, а также поддержаны ведущими мировыми производителями элементной и узловой базы.

Под дальностью связи обычно понимают максимальное расстояние между двумя радиостанциями, на котором обеспечивается устойчивая связь с требуемым качеством. При этом устойчивой связью считается тогда, когда отношение проведенных сеансов связи к общему числу попыток выхода на связь превышает заданное. Под требуемым качеством понимают качество приема речевого сигнала, при котором сохраняется заданная разборчивость.

Дальность связи зависит от большого количества факторов, которые можно разделить на 3 основные группы:

- факторы, определяемые условиями применения средств связи (высота установки антенн, рельеф местности, помеховая обстановка и т.д.);
- факторы, определяемые техническими параметрами, реализованными в аппаратуре связи (мощность передатчиков, чувствительность приемного тракта, коэффициент усиления антенны и т.д.);
- факторы, определяемые непосредственно заложенными в стандарте принципами построения каналов связи (ширина полосы канала связи, скорость информации в канале, способ модуляции сигнала, алгоритм речевого кодирования, методы помехоустойчивого кодирования).

Естественно, что корректно сравнивать стандарты цифровой транкинговой радиосвязи можно только по последней группе факторов, т.к. другие группы зависят или от условий эксплуатации, или определяются качеством производства радиосредств.

Следует понимать, что принципиально системы с FDMA (МДЧР) обеспечивают большую дальность связи (при прочих равных параметрах) по сравнению с системами с TDMA (МДВР). Это объясняется меньшей энергией сигнала на один бит информации. Известно, что энергия сигнала E_C определяется как

$$E_C = P_C \cdot T_C,$$

где P_c – мощность, а T_c – длительность сигнала. Понятно, что при уменьшении длительности сигнала (времени передачи одного информационного бита для цифровой системы) пропорционально уменьшается энергия. Например, для систем TETRA, с четырьмя информационными каналами на одной физической частоте эквивалентная мощность на бит информации в 4 раза меньше, чем в системах с FDMA, что равносильно снижению дальности связи ориентировочно на 40 %.

Другим фактором, влияющим на снижение дальности связи в системах с TDMA по сравнению с FDMA-системами, является устойчивость канала связи при многолучевом распространении сигнала, возникающем в условиях плотной городской застройки или холмистой местности из-за отражения сигнала от зданий и других преград и приводящем к появлению радиоэха. Отраженный сигнал оказывает тем большее влияние, чем больше его отношение к длительности сигнала. Поэтому уменьшение длительности информационного бита в системах с TDMA ухудшает качество приема в условиях многолучевости. (Принципиально можно добиться компенсации задержки сигнала, однако это требует применения различных типов приемников для различных условий распространения сигнала.)

Во многих источниках приводятся данные о приблизительно двукратном снижении дальности связи в системах с TDMA по сравнению с системами с частотным разделением каналов связи.

На сегодняшний день оборудование систем цифровой радиосвязи стоит значительно дороже по сравнению с аналоговыми системами. Как правило, стоимости заключенных контрактов являются коммерческой тайной, однако следует понимать, что при развертывании системы любого из представленных стандартов цифровой радиосвязи, обслуживающей несколько сотен абонентов, речь идет не о тысячах, а о миллионах долларов. Судя по рекламной информации зарубежных фирм, стоимость абонентских радиостанций, работающих в цифровых стандартах, может колебаться в пределах от 800 до 4 тыс. долларов, причем существенная доля стоимости может определяться наличием модулей или программных средств защиты информации.

Сравнение экономической эффективности систем различных стандартов нельзя рассматривать в отрыве от категории системы подвижной радиосвязи. Для создания сетей связи с небольшой нагрузкой, широким территориальным охватом и числом каналов в пределах 10 более оптимальным вариантом (в т.ч. и по стоимости) является использование систем МДЧР, к которым относятся ARCO 25 (Фаза I) и Tetrapol. Это объясняется большим радиусом зон обслуживания систем МДЧР по сравнению с МДВР системами. По оценкам, приведенным в техническом отчете стандарта Tetrapol PAS, стоимость базового оборудования многозоновой сети радиосвязи, реализованной на основе МДВР, по отношению к системе с частотным разделением каналов (при одинаковой стоимости единицы оборудования) будет на 30-50 % выше.

Однако, для сетей связи с интенсивным трафиком и числом каналов в одной зоне более 15 предпочтительно использование систем с временным разделением каналов, к которым относится TETRA.

Следует отметить, что стандарт APCO25 (Фаза II) будет обладать универсальностью, обеспечивая возможность строить системы как с частотным, так и с временным разделением каналов.

Нет никаких сомнений в преимуществах цифровых систем по сравнению с аналоговыми. К ним относятся и повышение конфиденциальности переговоров, и наличие усовершенствованной системы идентификации абонентов, и более эффективное использование радиочастот (в отведенной полосе можно организовать больше телефонных каналов за счет компрессии речевого потока и применения современных схем модуляции), и выравнивание качества передачи по всей зоне обслуживания, и возможность дистанционного управления абонентской радиостанцией вплоть до ее включения/выключения, и определение местоположения абонента, и выполнение ряда других специфических задач. Немаловажно, что одно и то же абонентское устройство допускается использовать для передачи и приема речи, данных, факсимильных сообщений, сигналов персонального радиовызова и др. (фактически можно создавать цифровые сети с интеграцией служб).

Осознав богатство возможностей цифрового транкинга, согласимся с тем, что он нужен в России. Пройдет еще несколько лет, и основные поставщики прекратят выпуск аналогового транкингового оборудования. И тогда проблема высокой стоимости услуг еще более обострится: когда производство перестает быть массовым, это, как известно, снижению цен не способствует.

Краткий сравнительный анализ данных стандартов цифровой транкинговой радиосвязи по основным рассмотренным критериям позволяет сделать определенные выводы о перспективности их развития как в мире, так и в России.

Стандарт EDACS практически не имеет перспектив развития. По сравнению с другими стандартами, он имеет меньшую спектральную эффективность и менее широкие функциональные возможности. Компания Ericsson не планирует расширять возможности стандарта и практически свернула производство оборудования.

Стандарт iDEN не предусматривает многих специальных требований, а также, несмотря на высокую спектральную эффективность, ограничен необходимостью использования диапазона 800 МГц. Вероятно, что системы данного стандарта имеют определенный потенциал и будут строиться и эксплуатироваться, в особенности в Северной и Южной Америке. В других регионах перспективы развертывания систем данного стандарта выглядят сомнительными.

Стандарт TetraPol имеет хорошие технические показатели и достаточные функциональные возможности, однако так же, как и стандарты EDACS и iDEN, не

обладает статусом открытого стандарта, что может существенно сдерживать его развитие в техническом плане, а также в части стоимости абонентского и стационарного оборудования.

Стандарты TETRA и APCO25 обладают высокими техническими характеристиками и широкими функциональными возможностями, включая выполнение специальных требований силовых структур, имеют достаточную спектральную эффективность. Самым главным доводом в пользу этих систем является наличие статуса открытых стандартов. Однако неоспоримым преимуществом стандарта APCO25 по сравнению с TETRA является большая дальность связи и большая экономическая эффективность.

Список условных сокращений

APCO25 – стандарт цифровой транкинговой радиосвязи, разработанный Ассоциацией официальных представителей служб связи органов общественной безопасности (Association of Public Safety Communications Officials-international)

CAI – Common Radio Interface – Общий радиointерфейс

CEPT – Conference of European Posts and Telecommunications - Конференция европейских организаций связи

DID – Direct Inward Dialing – Аппаратура прямого набора номера

EDACS – Enhanced Digital Access Communication System – Стандарт цифровой транкинговой радиосвязи, разработанный фирмой Ericsson (Швеция)

EIA – Electronic Industries Alliance – Ассоциация электронной промышленности

ETSI – European Telecommunications Standards Institute – Европейский институт телекоммуникационных стандартов

GPS – Global Position System – Глобальная спутниковая навигационная система

iDEN – integrated Digital Enhanced Network

ITU – International Telecommunications Union - Международный Союз Электросвязи (МСЭ)

MoU TETRA – Ассоциация «Меморандум о взаимопонимании и содействии стандарту TETRA»

O&M – терминал технического обслуживания и эксплуатации

RS-232C – Стандарт интерфейса физического уровня, который поддерживает несбалансированных схем на скорости до 64кбит/с

SINAD – Отношение уровня сигнала к сумме уровней сигнала к сумме уровней сигнала, шумов и продуктов искажения сигнала

TETRA – Terrestrial Trunked Radio (Наземное транкинговое радио) – стандарт цифровой транкинговой радиосвязи, разработанный институтом ETSI

TETRA V+D – TETRA Voice + Data – стандарт на интегрированную систему передачи речи и данных

TETRA PDO – TETRA Packet Data Optimized – Стандарт, описывающий специальный вариант транкинговой системы, ориентированной только на передачу данных

АС – абонентская станция

БС – базовая станция

МДВР (TDMA) – Многостанционный доступ с временным разделением

МДЧР (FDMA) – Многостанционный доступ с частотным разделением

ПМР – Профессиональная мобильная радиосвязь

СКП – Сеть с коммутацией пакетов

ТСР – Транкинговые системы радиосвязи

ТфОП – Телефонная сеть общего пользования

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебнике рассмотрены основные виды модуляции, кодирования и сигнально-кодовые конструкции современных модемов и кодеков перспективных стандартов телекоммуникационных систем — CDMA, IEEE 802.11 (WiFi), IEEE 802.15.4 (ZigBee), IEEE 802.15.1 (Bluetooth), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802.20 (LTE). Рассмотрена теория и практика моделирования модемов цифровой сотовой связи FSK, MSK GMSK и модемов цифровых спутниковых систем связи M-QAM, M-PSK, 16-APSK и 32-APSK. Для анализа использовано программное обеспечение MatLab и LabVIEW. Показаны возможность создания созвездий различных видов модуляции, спектры сигналов с использованием различных фильтров, получены глазковые диаграммы и фазовые зависимости от отношения сигнал/шум (SNR). Для каждого вида модуляции проведен численный анализ вероятности символьной ошибки от SNR.

Рассмотрены вопросы пропускной способности канала связи, методы кодирования источника (Шеннона — Фано, алгоритмы сжатия Лемпеля — Зива, вейвлет-фрактальное сжатие). Проведены численные оценки коэффициентов сжатия, полученные с использованием современного программного обеспечения.

Проведено имитационное моделирование и исследование помехоустойчивых кодов Хемминга, БЧХ (Боуза — Чоудхури — Хоквенгема) и Рида — Соломона на базе MatLab Simulink, исследованы сверточные кодирование и декодирование. Проведено моделирование декодирования сверточных кодов по методу Витерби. Проведено исследование турбокодирования, рассмотрены обобщенная схема турбокодера с параллельным каскадированием, сверточные турбокоды, декодирование турбокодов. Впервые использовано ПО LabVIEW для исследования низкоплотностных кодов — разработан программный комплекс для визуализации и исследования LDPC-кодов. Проведена оценка помехоустойчивости LDPC-кодов в зависимости от отношения сигнал/шум и параметров кода.

Рассмотрены сигнально-кодовые конструкции на основе Треллис кодовой модуляции (TCM) и проведен их анализ с использованием MatLab Simulink. Выполнено исследование сигнально-кодовых конструкций на базе системы с ортогональным частотным мультиплексированием и пространственно-временным кодированием OFDM-MIMO с использованием MatLab Simulink.

Проведено имитационное моделирование на базе MatLab Simulink модемов и кодеков современных цифровых систем связи стандарта CDMA, системы

цифровой мобильной связи стандарта IEEE 802.11 (WiFi), мобильной связи стандарта IEEE 802.15.4 ZigBee, системы мобильной связи стандарта IEEE 802.15.1 (Bluetooth), цифровой системы мобильной связи стандарта IEEE 802.16 (WiMAX), системы цифровой мобильной связи стандарта IEEE 802.20 (LTE).

Получены основные характеристики цифровых систем радиосвязи в зависимости от параметров систем, характеристик сигналов и влияния шумов и многолучевости (для CDMA). Представлены сигнальные созвездия для модуляторов, спектры сигналов на входе и выходе каналов связи, а также зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум и многолучевости.

Рассмотрены современные сети и системы радиосвязи, включая системы цифровой радиорелейной связи, аналоговые и цифровые системы транкинговой связи,

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Банкет, В.Л. Помехоустойчивое кодирование в телекоммуникационных системах: учебное пособие / В.Л. Банкет. — Одесса: ОНАС им А.С. Попова, 2011. — 104 с.
2. Зюко, А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов [и др.]. — Москва: Радио связь, 1985.
3. Теория и техника передачи информации: учебное пособие / Ю.П. Акулиничев, А.С. Бернгардт. — Томск: Эль Контент, 2012. — 210 с.
4. Скляр, Б. Цифровая связь / Б. Скляр. — Москва: Издательский дом Вильямс, 2003. — 1104 с.
5. Дворкович, В.П. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) / В.П. Дворкович, А.В. Дворкович. — Москва: Техносфера, 2012. — 1008 с.
6. Голиков, А.М. Системы радиосвязи и сети телерадиовещания: курс лекций, компьютерные лабораторные работы, компьютерный практикум, задание на самостоятельную работу / А.М. Голиков. — Изд. перераб. и доп. — Томск: ТУСУР, 2018. — 354 с. — Текст: электронный // Научно-образовательный портал ТУСУР. — URL: <https://edu.tusur.ru/publications/8848> (дата обращения 25.10.2022 г.).
7. Голиков, А.М. Системотехника. Проектирование радиотехнических систем: учебное пособие: Курс лекций, компьютерный практикум, компьютерные лабораторные работы и задание на самостоятельную работу / А.М. Голиков. — Томск: ТУСУР, 2018. — 543 с. — Текст: электронный // Научно-образовательный портал ТУСУР. — URL: <https://edu.tusur.ru/publications/7297> (дата обращения 25.10.2022 г.).
8. Голиков, А.М. Радиоэлектронные системы передачи информации: Сборник компьютерных лабораторных работ / А.М. Голиков. — Томск: ТУСУР, 2018. — 172 с. — Текст: электронный // Научно-образовательный портал ТУСУР. — URL: <https://edu.tusur.ru/publications/8795> (дата обращения 25.10.2022 г.).
9. Голиков, А.М. Кодирование в телекоммуникационных системах: курс лекций, компьютерные лабораторные работы, компьютерный практикум, задание на самостоятельную работу / А.М. Голиков. — Изд. перераб. и доп. — Томск: ТУСУР, 2018. — 319 с. — Текст: электронный // Научно-образовательный портал ТУСУР. — URL: <https://edu.tusur.ru/publications/8851> (дата обращения 25.10.2022 г.).