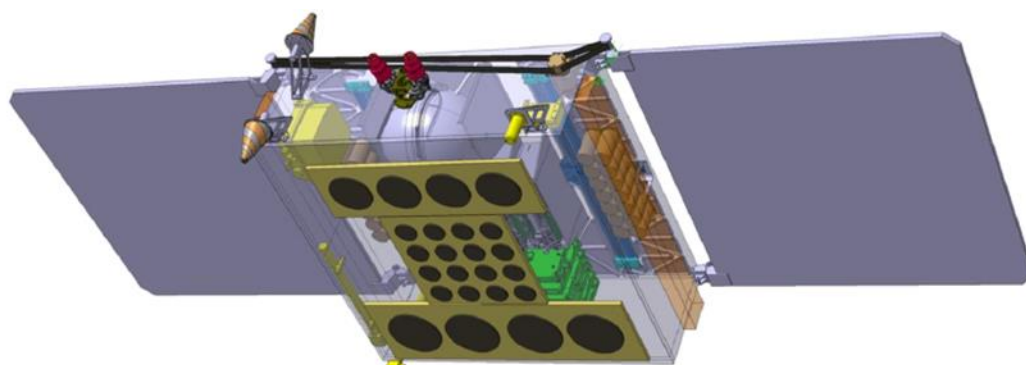


А.М. Голиков

БОРТОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Учебное пособие
для студентов инженерно-технических специальностей.
Курс лекций, компьютерные лабораторные,
практические занятия и задания на самостоятельную работу



Томск 2024

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

А.М. Голиков

**БОРТОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ
КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ**

Учебное пособие
для студентов инженерно-технических специальностей.
Курс лекций, компьютерные лабораторные,
практические занятия и задания на самостоятельную работу

Томск 2024

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

Рецензенты:

Красненко Н.П. — доктор физ-мат. наук, проф. кафедры радиотехнических систем, Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники

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

Голиков, Александр Михайлович.

Г60

Бортовые радиоэлектронные системы связи космических аппаратов: учебное пособие для студентов инженерно-технических специальностей. Курс лекций, компьютерные лабораторные, практические занятия и задания на самостоятельную работу / А.М. Голиков. — Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2024. - 111 с.

В учебном пособии рассматриваются вопросы цифровой модуляции систем связи космических аппаратов (КА) и перспективные системы связи КА, такие как система широкополосного интернета на базе многоспутниковой системы «СКИФ», многоспутниковая систем интернета вещей «МАРАФОН-ЮТ», система связи для КА на высокоэллиптической орбите. Приведены теоретические сведения и модели для исследования характеристик систем и проведены исследования.

Одобрено на заседании каф. РТС, протокол № 5 от 05.02.2024 г.

© Голиков А.М., 2024
© ТУСУР, 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. ЦИФРОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ СИСТЕМ СВЯЗИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	11
ГЛАВА 2. СИСТЕМА ШИРОКОПОЛОСНОГО ИНТЕРНЕТА НА БАЗЕ МНОГОСПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ «СКИФ»	66
ГЛАВА 3. МНОГОСПУТНИКОВАЯ СИСТЕМА ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ «МАРАФОН-IoT»	84
ГЛАВА 4. СИСТЕМА СВЯЗИ ДЛЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ НА ВЫСОКОЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ ОРБИТЕ	100
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	110
ЛИТЕРАТУРА	111

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.

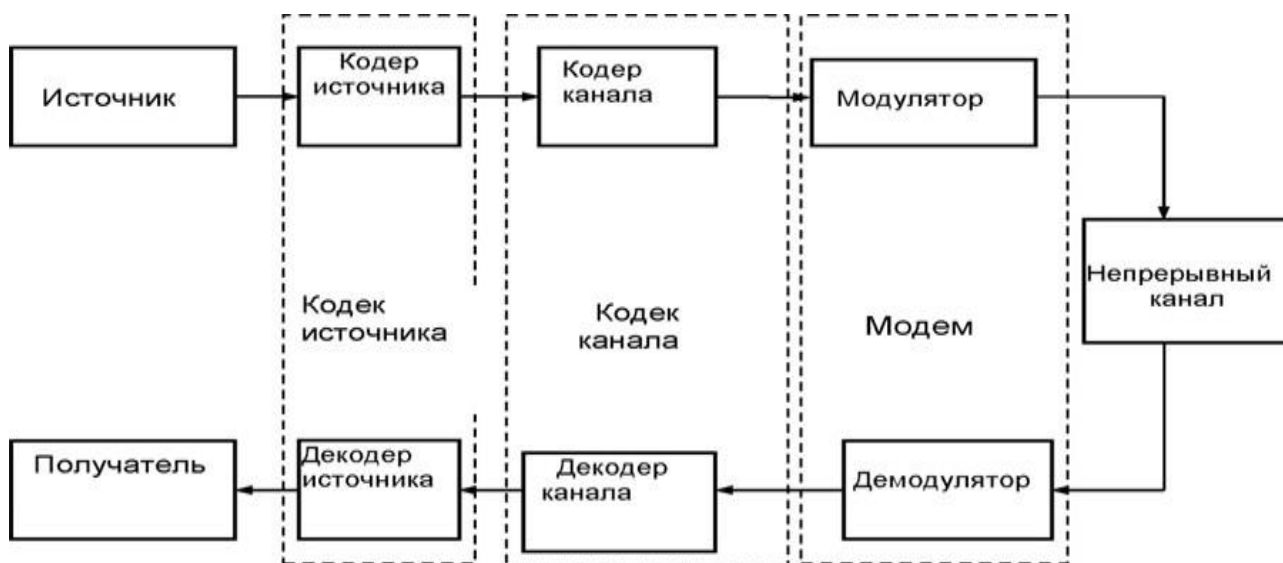


Рис. В.1. Структурная схема ЦСР

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 *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*

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

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*

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

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).

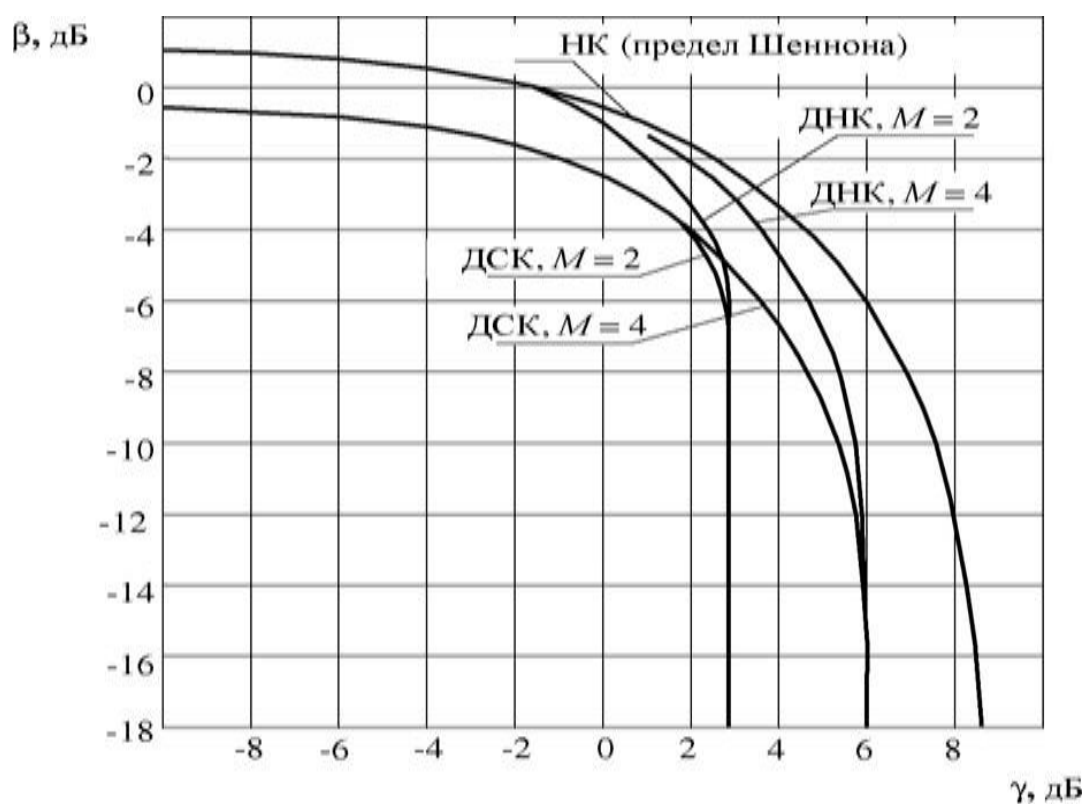


Рис. В.2. Кривые предельной эффективности систем связи

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 рассматривается перспективная система широкополосного интернета на базе многоспутниковой системы «СКИФ». Приведено описание системы проведено моделирование системы широкополосной спутниковой линии связи DVB-RCS2. Показана зависимость помехоустойчивости связи от отношения сигнал/шум для различных уровней адаптивной многоуровневой модуляции QPSK, 8PSK, 16-PSK, 32-PSK.

В главе 3 рассматривается система связи для космических аппаратов на эллиптической орбите. Проводится моделирование нисходящей линии связи с использованием программного комплекса SystemVue.

В главе 4 рассмотрена многоспутниковая систем интернета вещей Марафон-IoT. Исследуется помехоустойчивость абонентских наземных систем LoRaWAN для различных значений расширения спектра.

ГЛАВА 1. ЦИФРОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ СИСТЕМ СВЯЗИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

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.

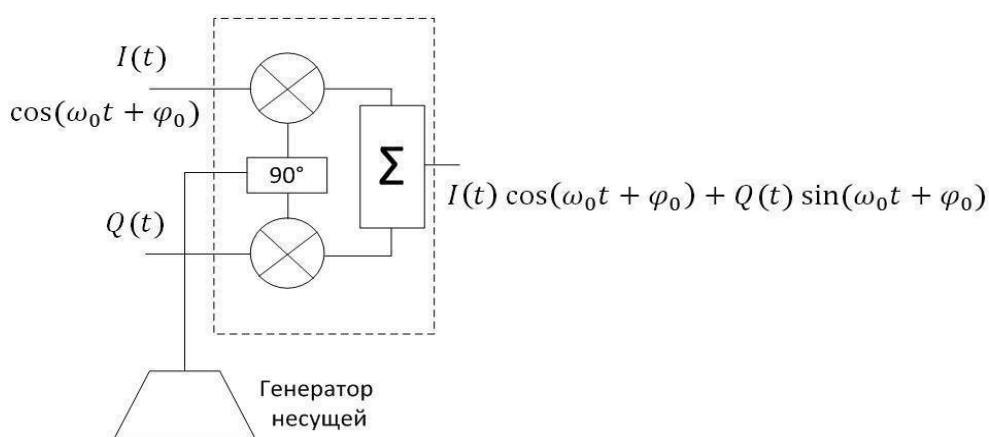


Рис. 1.1. IQ-модулятор

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 (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 [1, 2].

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

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

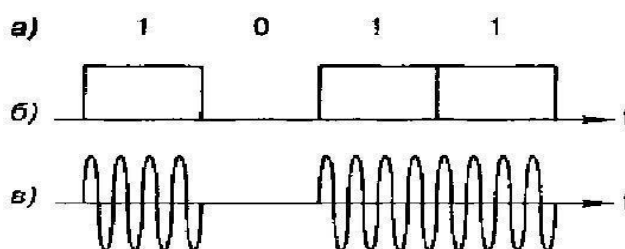


Рис. 1.2. Модуляция OOK:

a — 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 модулированного сигнала на радиочастоте с точностью до постоянного множителя совпадает со спектром модулирующего (baseband) сигнала, однако центр спектра радиосигнала размещен на несущей частоте, а не

на нулевой. Поэтому, как правило, анализируются спектральные плотности модулирующих сигналов, центрированные относительно нулевой частоты.

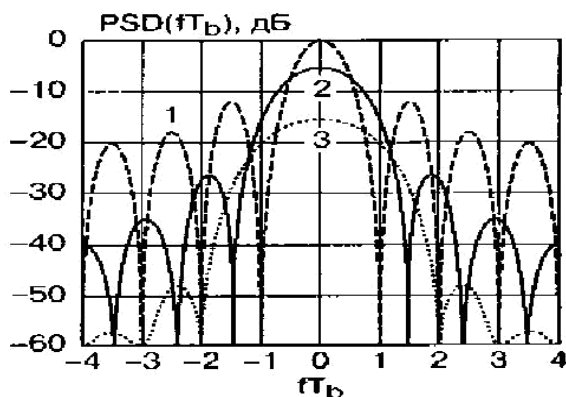


Рис. 1.3. Спектральная плотность мощности ASK-сигналов.

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.

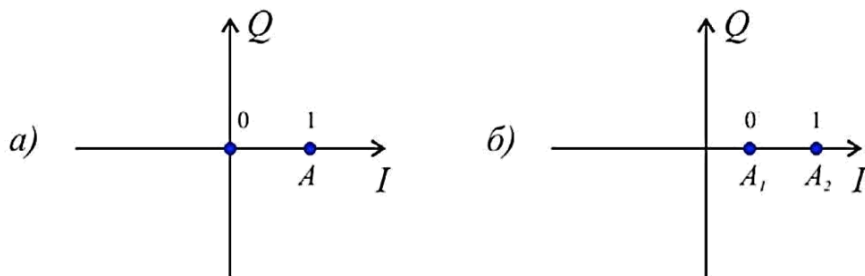


Рис. 1.4. Виды модуляции:

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 отображают на декартовой плоскости, где по оси абсцисс отложены значения синфазной составляющей $I(t)$, а по оси ординат — квадратурной $Q(t)$. Точка на плоскости с координатами (x, y) соответствует состоянию сигнала, в котором синфазная составляющая равна x , квадратурная равна y .

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.

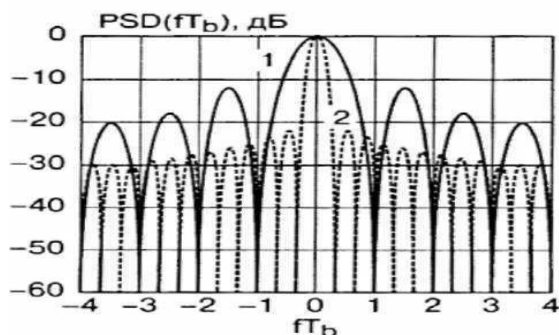


Рис. 1.5. Сравнение спектральных плотностей мощности двухуровневого и восьмиуровневого АМ-сигналов: 1 — сигнал ASK; 2 — сигнал 8-ASK

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.

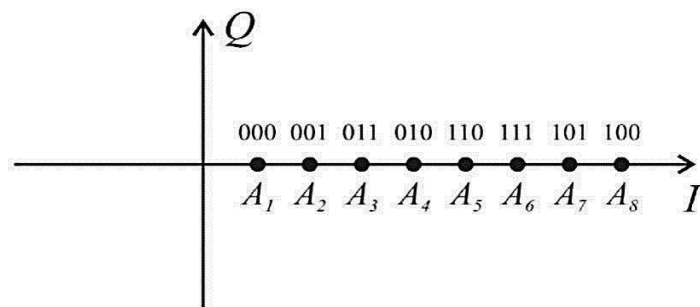


Рис. 1.6. Сигнальное созвездие модуляции 8-ASK

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 (дубитов) 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.

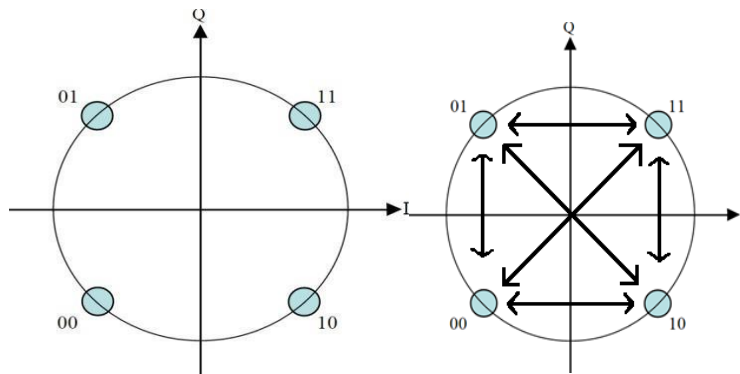


Рис. 1.7. Сигнальное созвездие для QPSK-модуляции.
Переходы из одного фазового состояния в другое

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.

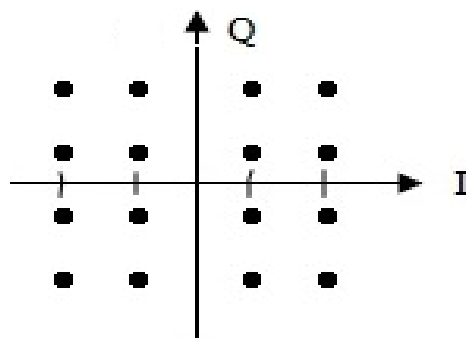


Рис. 1.8. Сигнально-точечное пространство модуляции QAM

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.

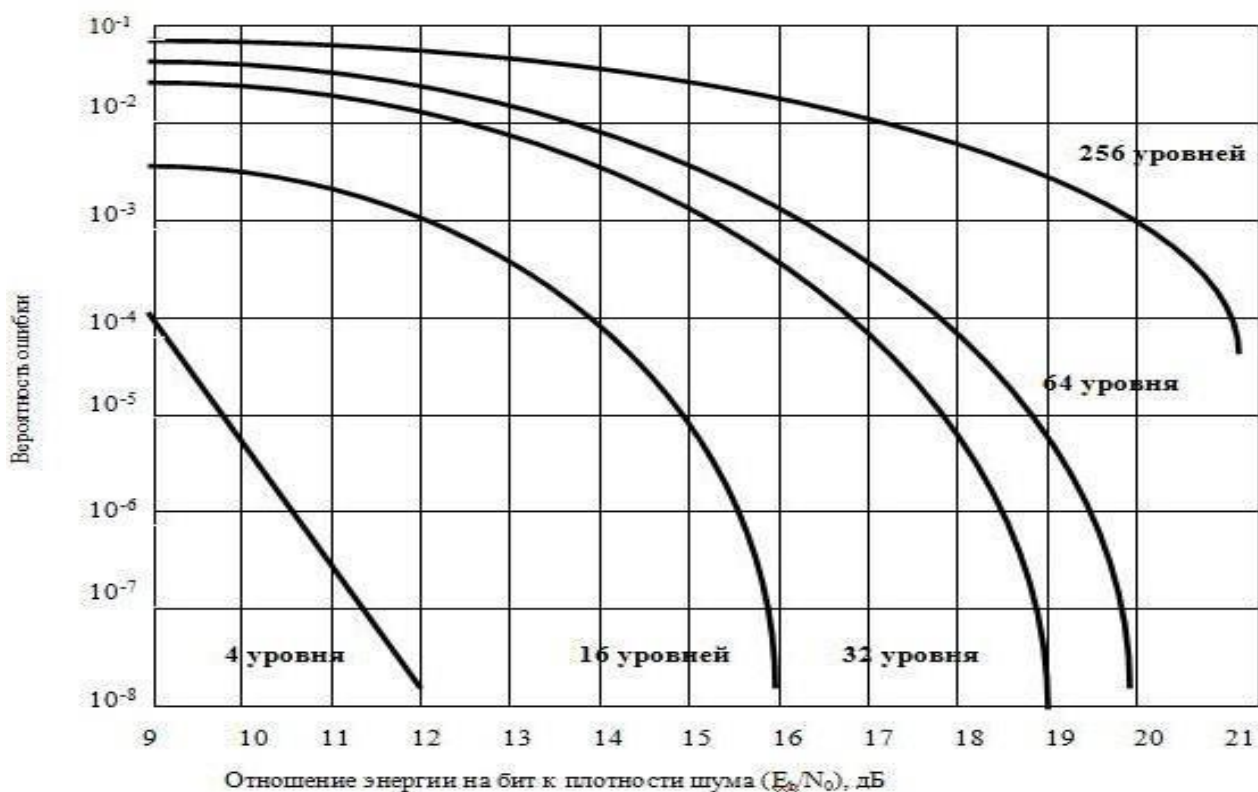


Рис. 1.10. Вероятности ошибок в системах QAM

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).

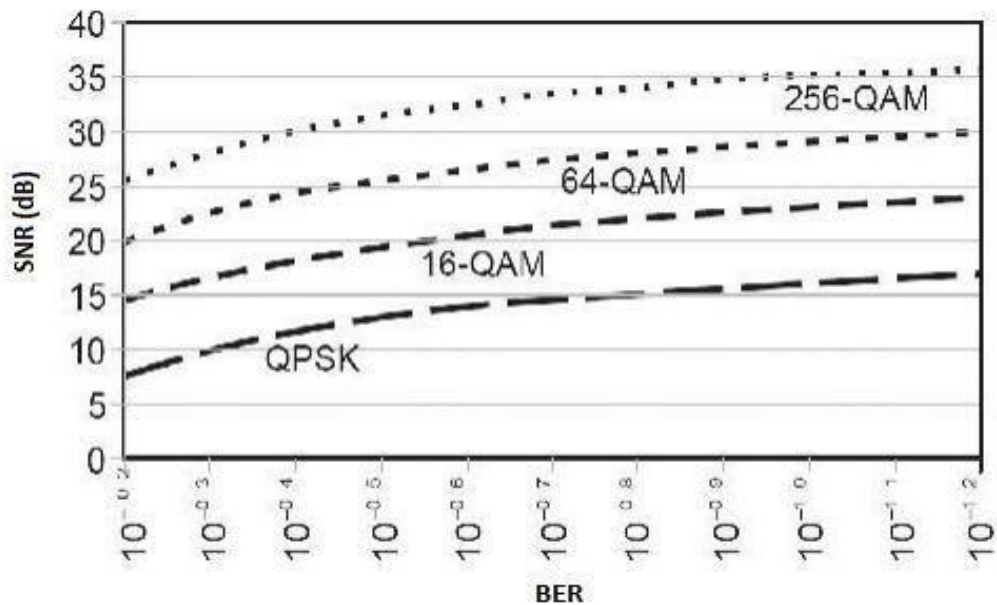


Рис. 1.11. Отношение параметра SNR к параметру BER

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.

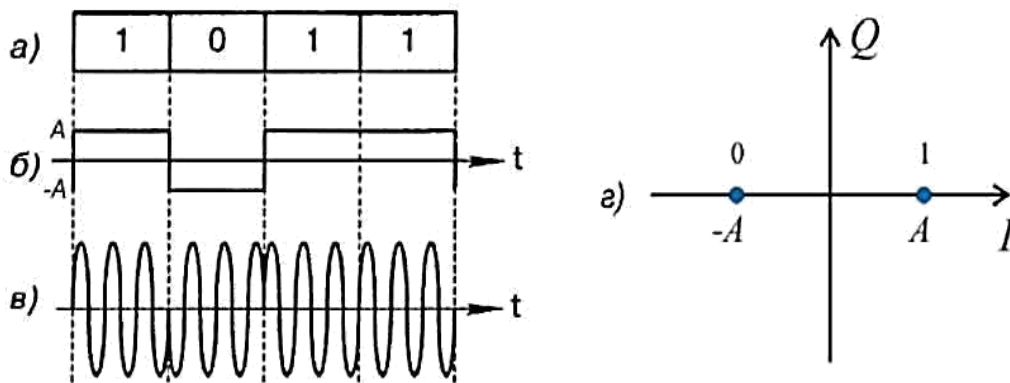


Рис. 1.12. Временная форма и сигнальное созвездие сигнала BPSK:
а — цифровое сообщение; *б* — модулирующий сигнал;
в — модулированное ВЧ-колебание; *г* — сигнальное созвездие

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.

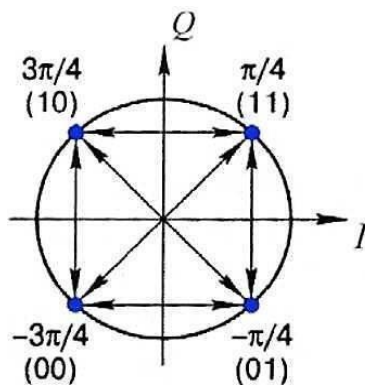


Рис. 1.13. Сигнальное созвездие модуляции QPSK

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, 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 $\Delta f = 1/T_b$, что в 2 раза меньше, чем для сигнала BPSK. Другими словами, спектральная эффективность квадратурной модуляции QPSK в 2 раза выше, чем бинарной модуляции BPSK.

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.

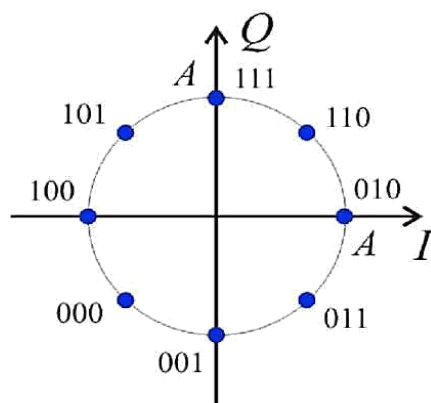


Рис. 1.14. Сигнальное созвездие модуляции 8-PSK

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.

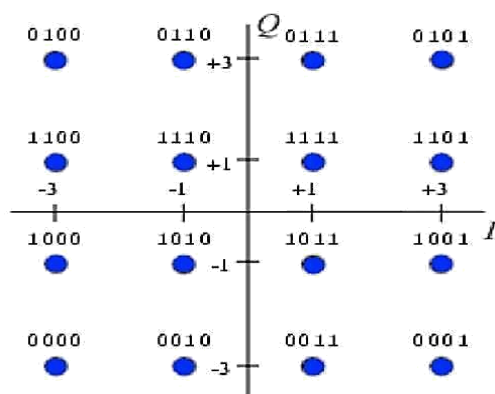


Рис. 1.15. Сигнальное созвездие модуляции 16-QAM

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.

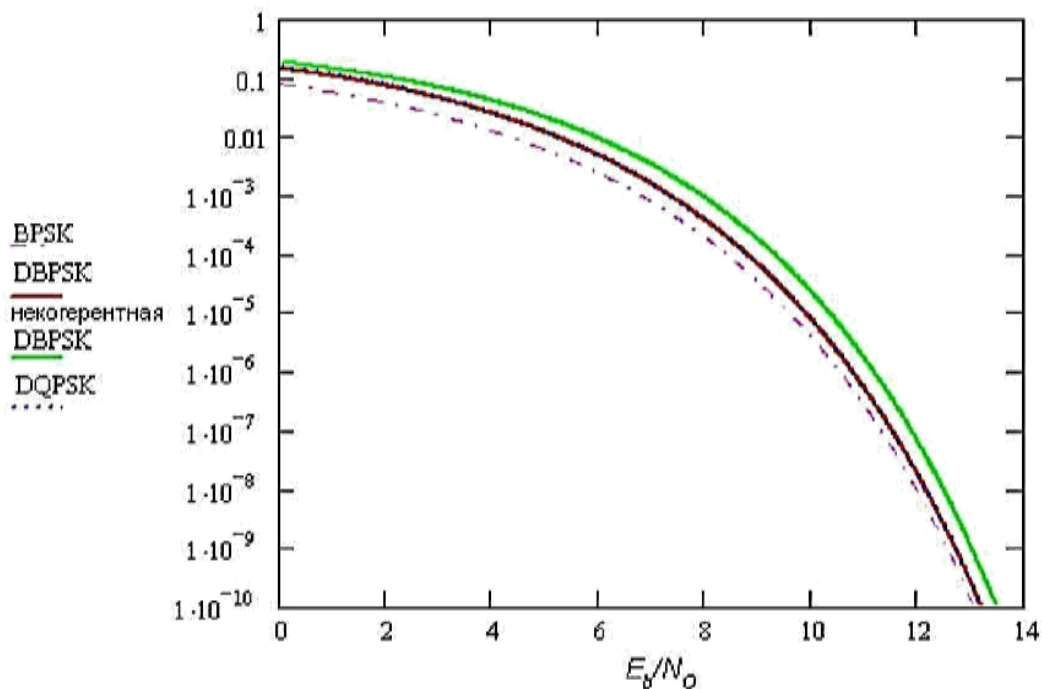


Рис. 1.16. Сравнение энергетической эффективности модуляций с относительным кодированием DBPSK, DQPSK и некогерентной DBPSK

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.

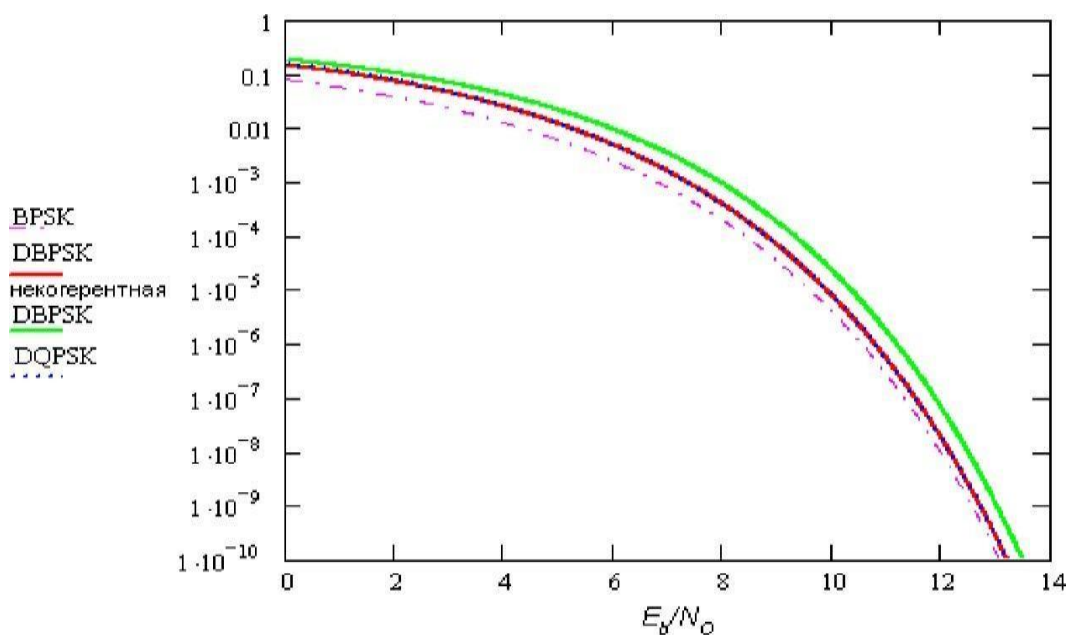


Рис. 1.17. Сравнение энергетической эффективности модуляций

Таким образом, имеет смысл сравнивать виды модуляции с одинаковым

числом позиций. Сравним двухуровневые OOK, 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).

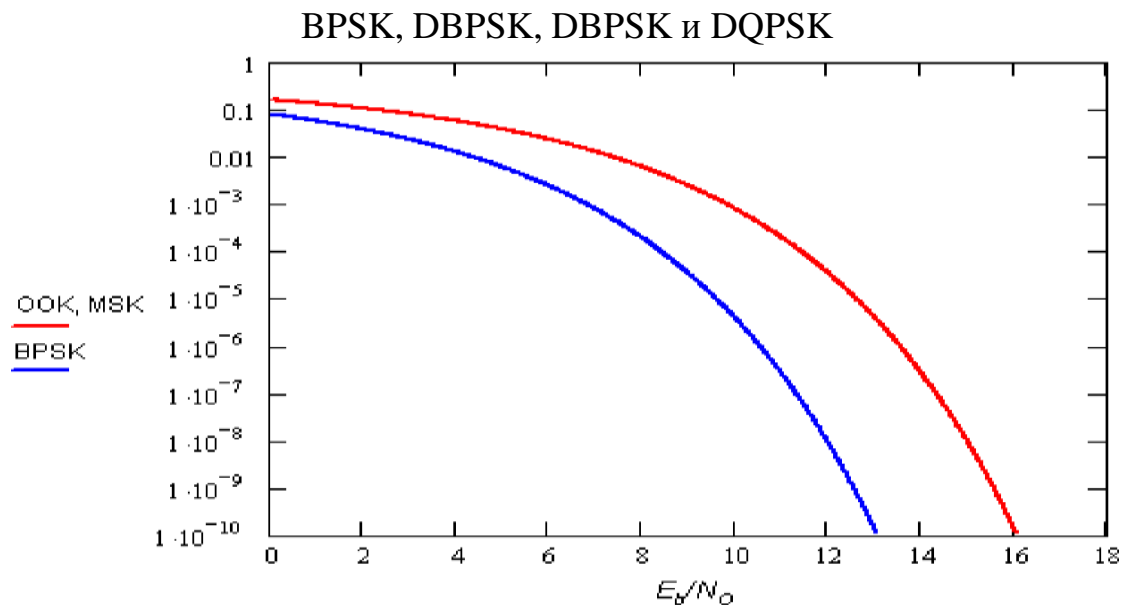


Рис. 1.18. Сравнение энергетической эффективности модуляций OOK, MSK и BPSK

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 $M = 64$.

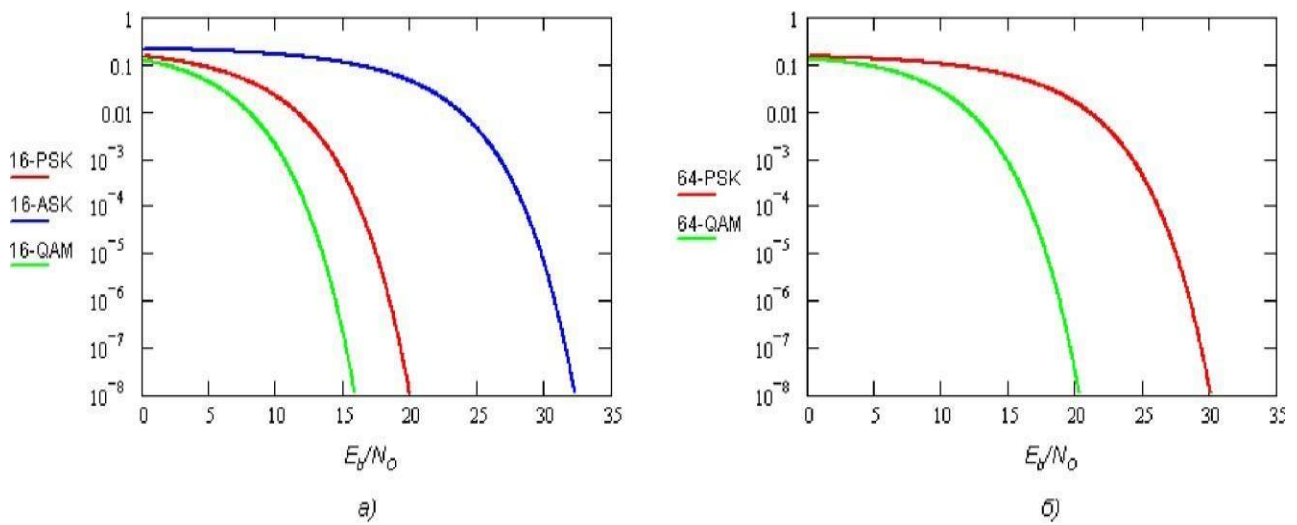


Рис. 1.19. Сравнение энергетической эффективности модуляций M-ASK, M-PSK и M-QAM: а — $M = 16$; б — $M = 64$

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.

МОДЕМЫ СПУТНИКОВОЙ 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.

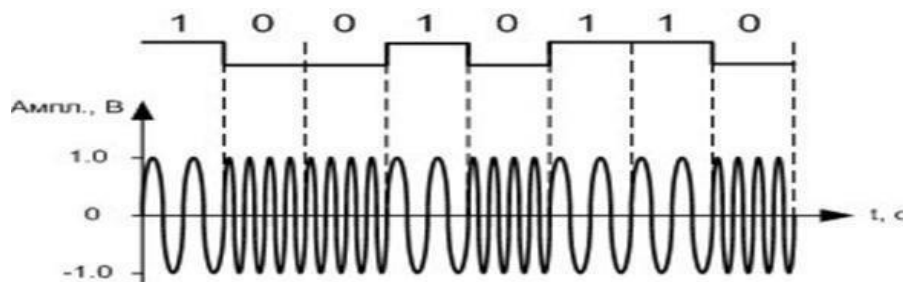


Рис. 1.20. Частотная манипуляция

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.

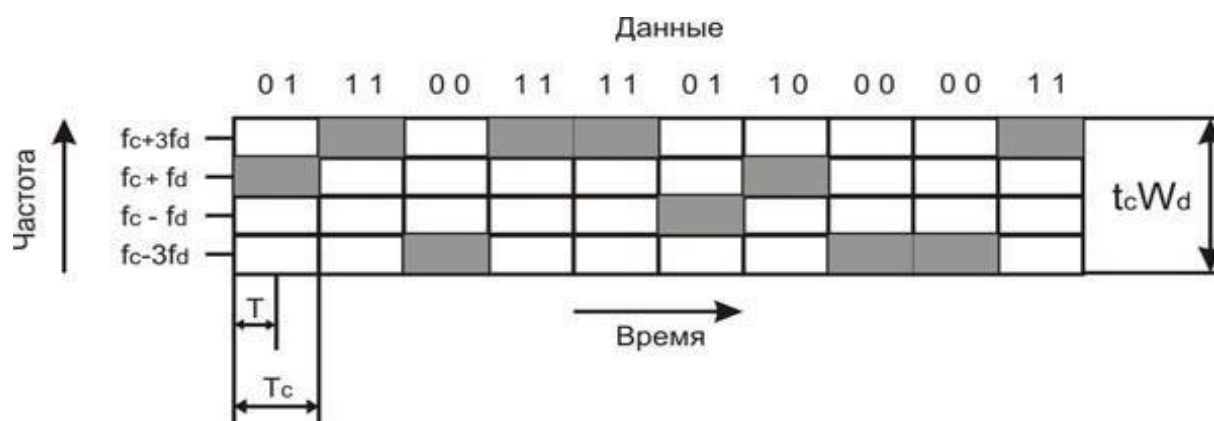


Рис. 1.21. Использование частоты схемой MFSK ($M = 4$)

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 открытия 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

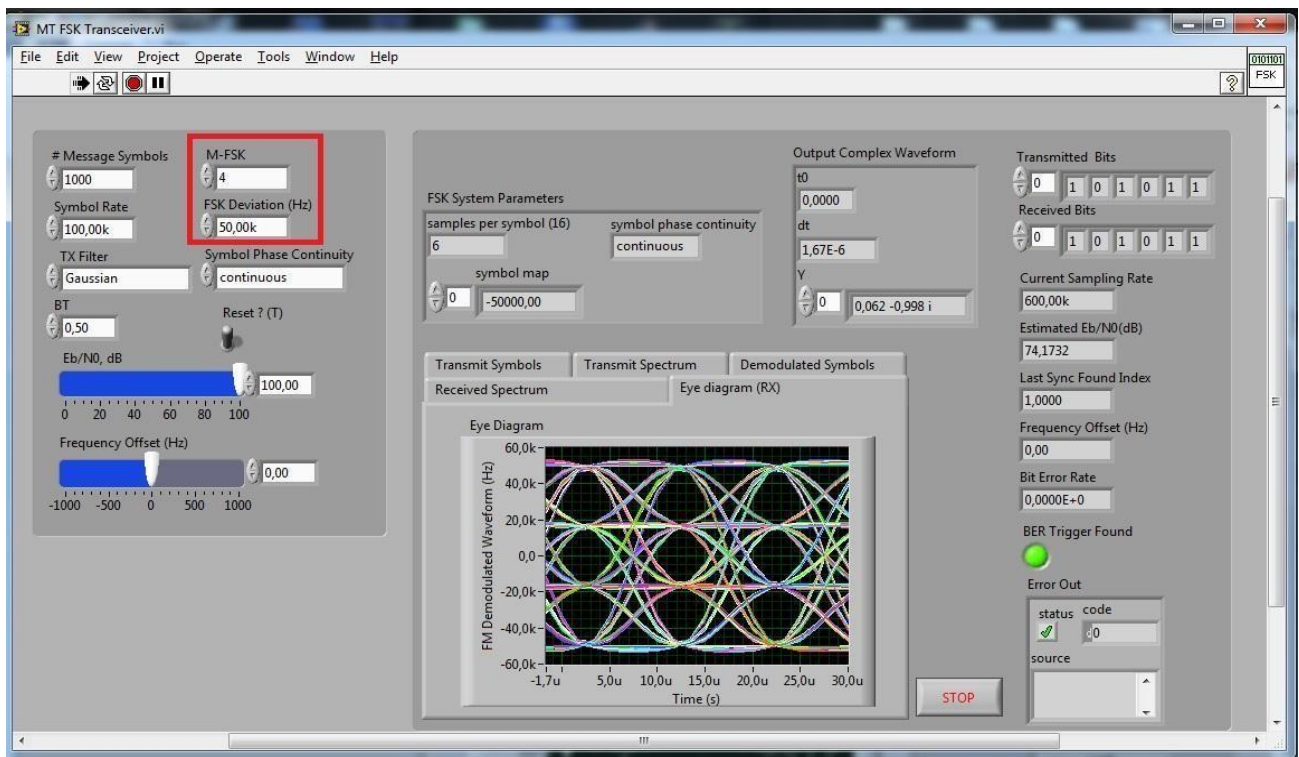


Рис. 1.23. Интерфейс прибора с FSK-модуляцией

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.

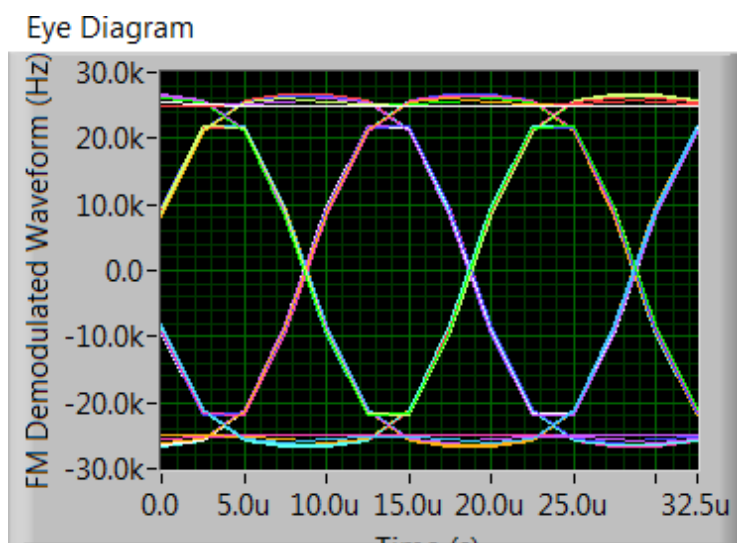


Рис. 1.24. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 2$

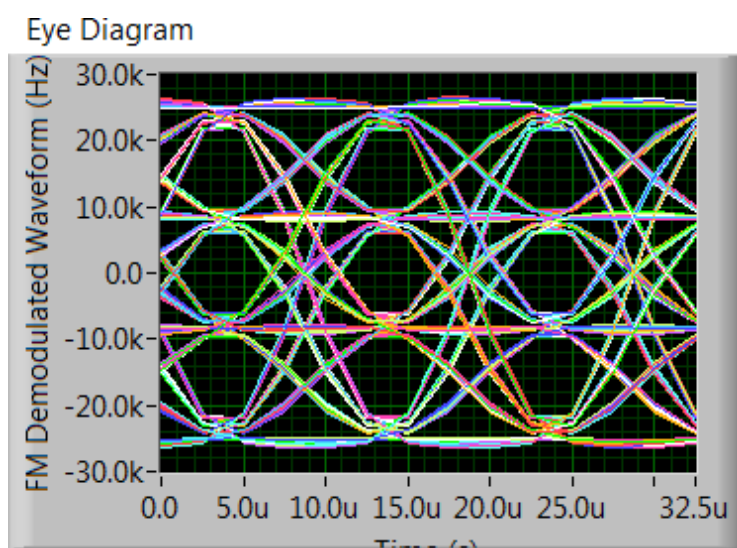


Рис. 1.25. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 4$

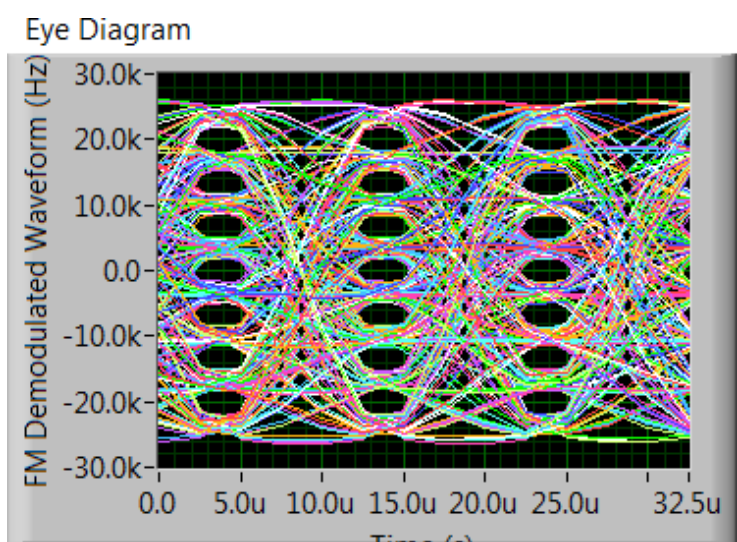


Рис. 1.26. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 8$

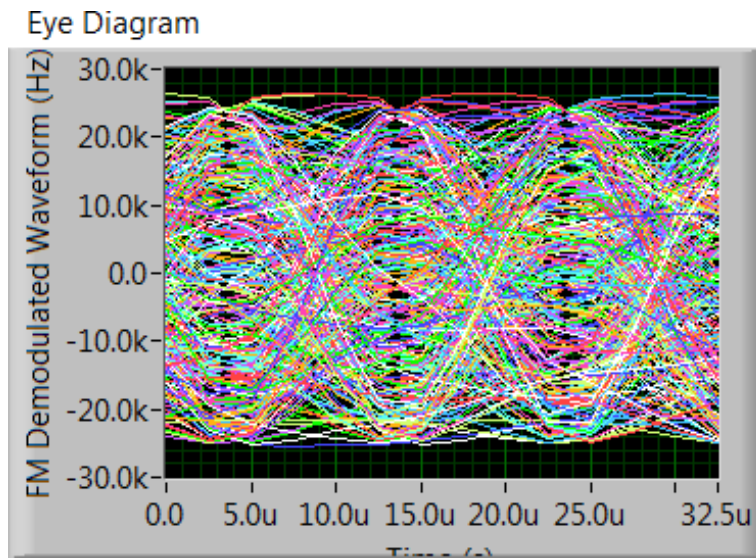


Рис. 1.27. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 16$

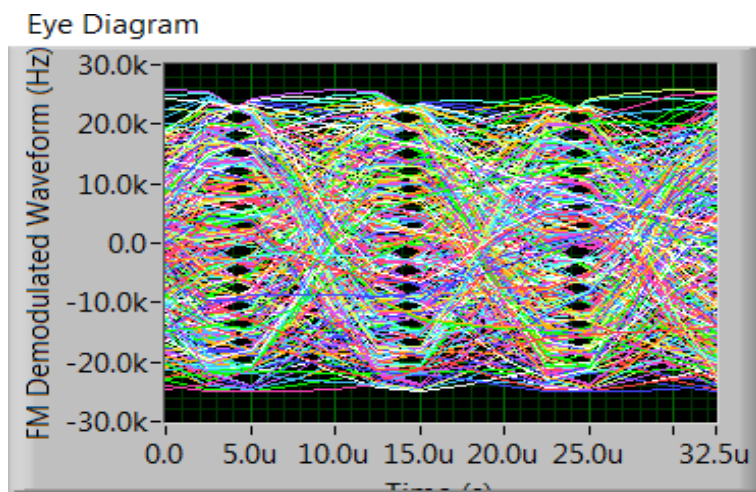


Рис. 1.28. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 32$

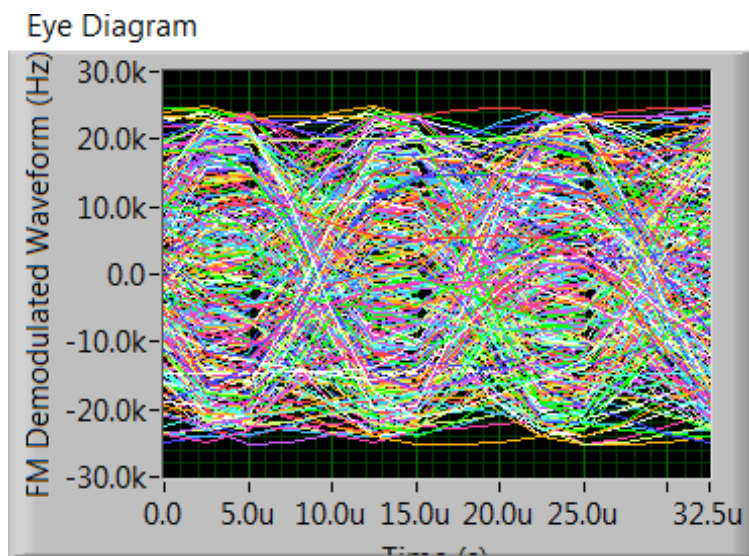


Рис. 1.26. Глазковая диаграмма при уровне модуляции $M = 8$

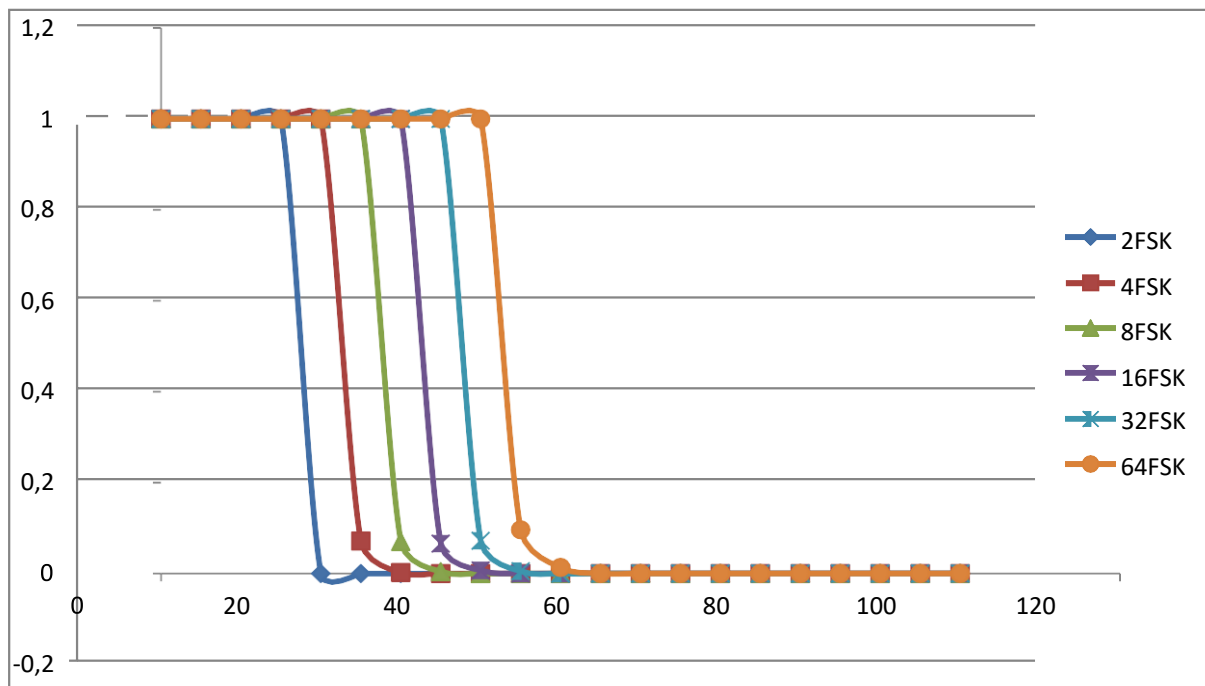


Рис. 1.30. График зависимости BER от SNR

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.

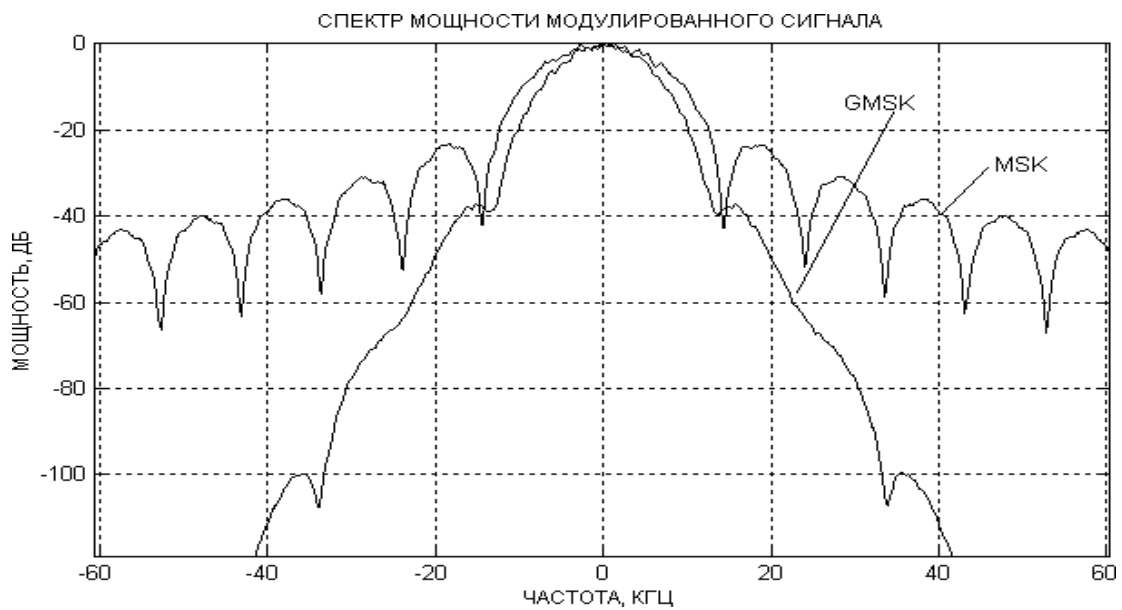


Рис. 1.31. Сравнение спектров двух видов модуляции с фильтром Гаусса (GMSK) и без фильтра (MSK)

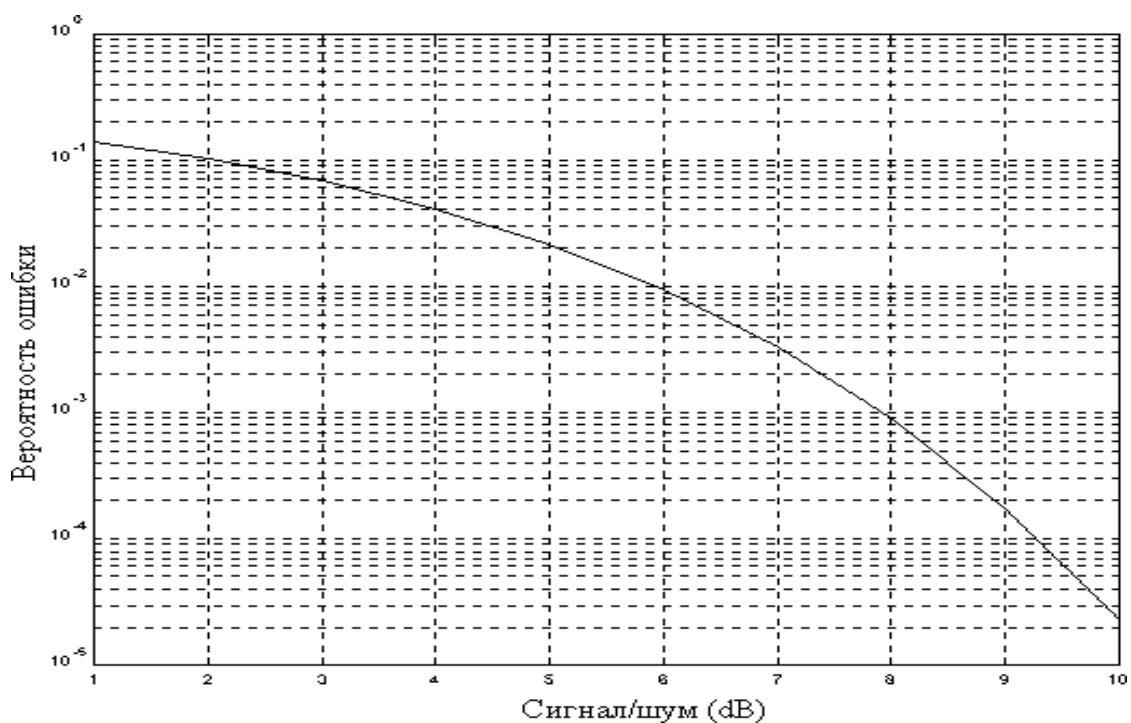


Рис. 1.32. График зависимости вероятности ошибки GMSK в зависимости от отношения сигнал/шум на входе решающего устройства

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.

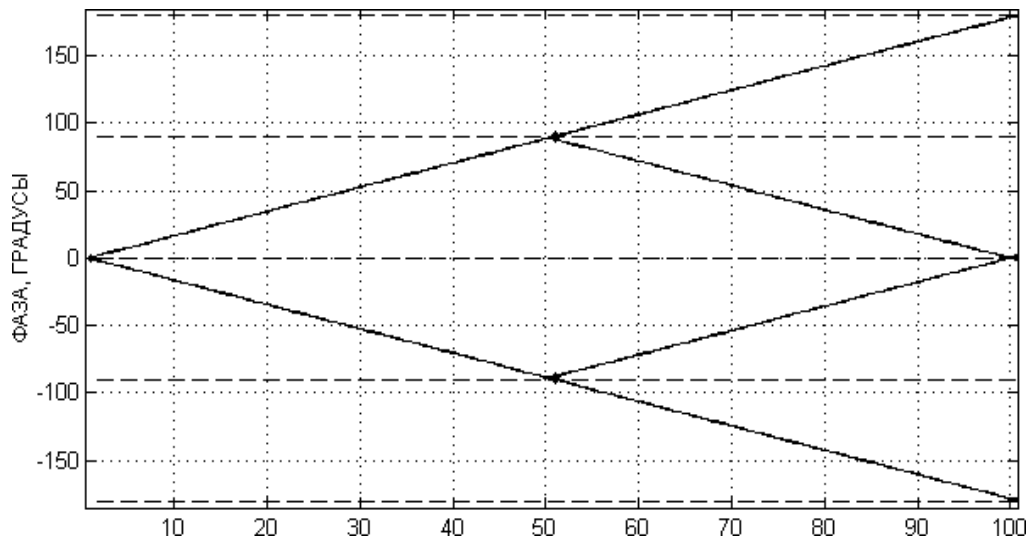


Рис. 1.33. Решетка переходов фазы в MSK-сигнале

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.

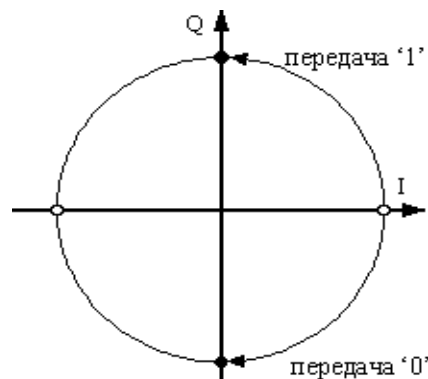


Рис. 1.34. Решетка переходов фазы в MSK-сигнале

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

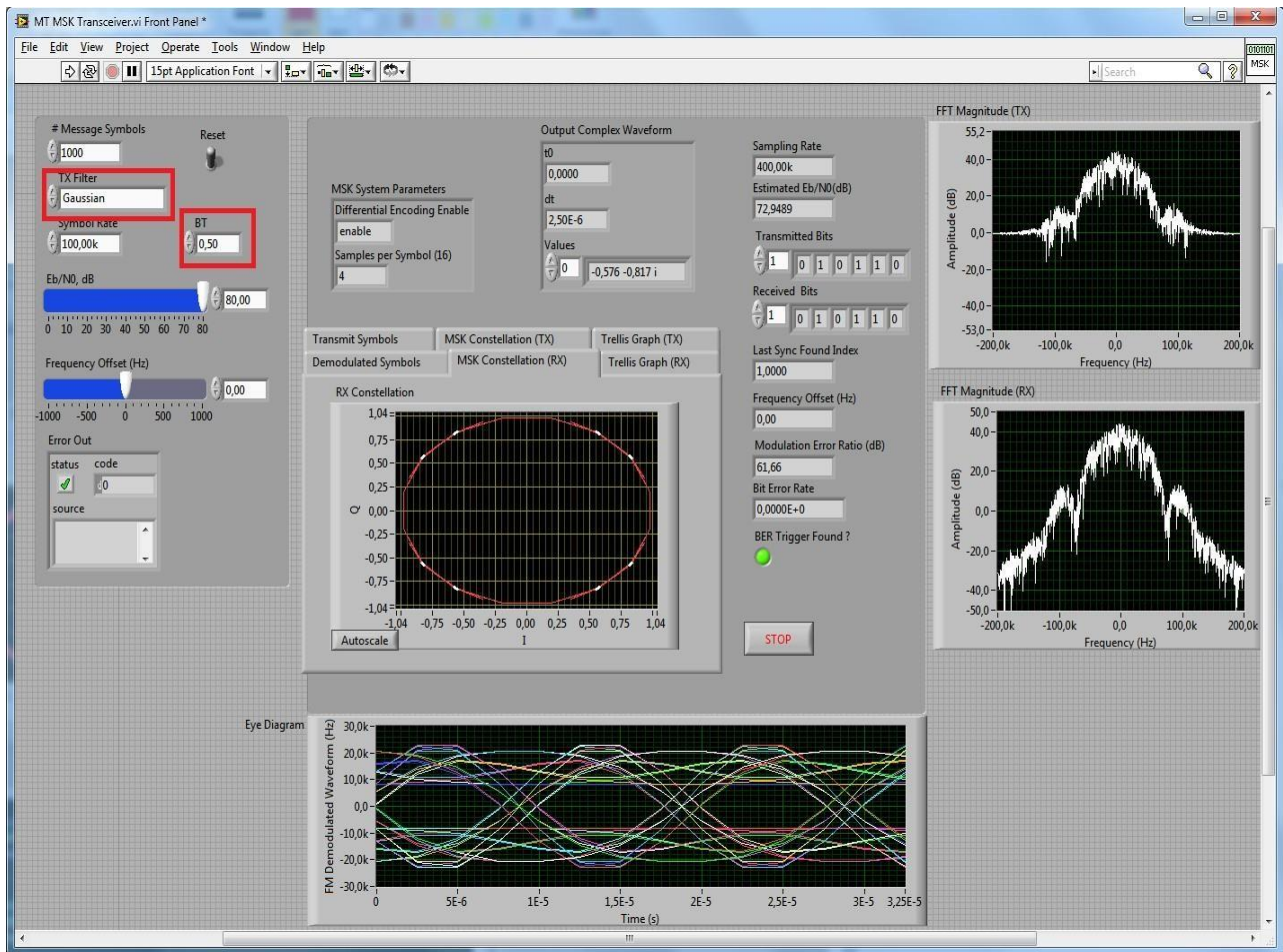


Рис. 1.35. Интерфейс программы с GMSK-модуляцией

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.

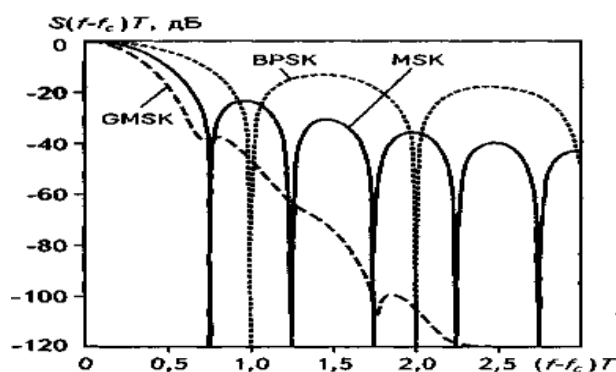


Рис. 1.36. Спектр сигнала с GMSK-модуляцией

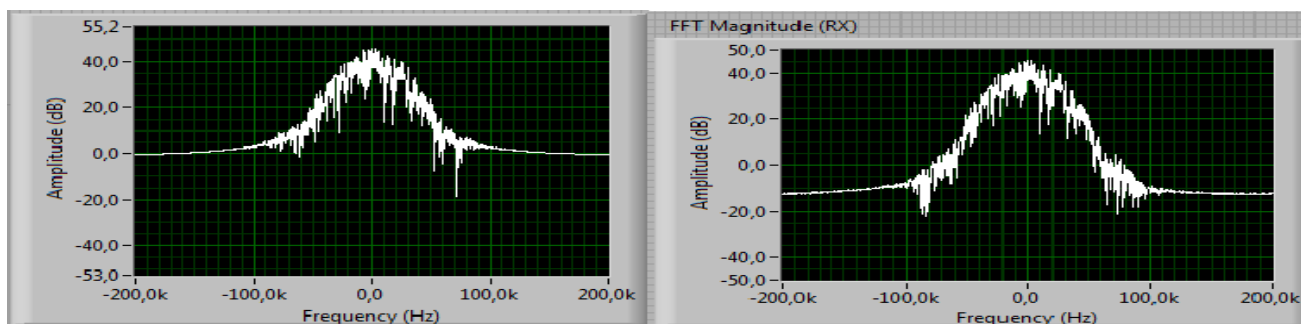


Рис. 1.37. Спектр передаваемого (слева) и принимаемого (справа) сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,2$, сигнал/шум = 80

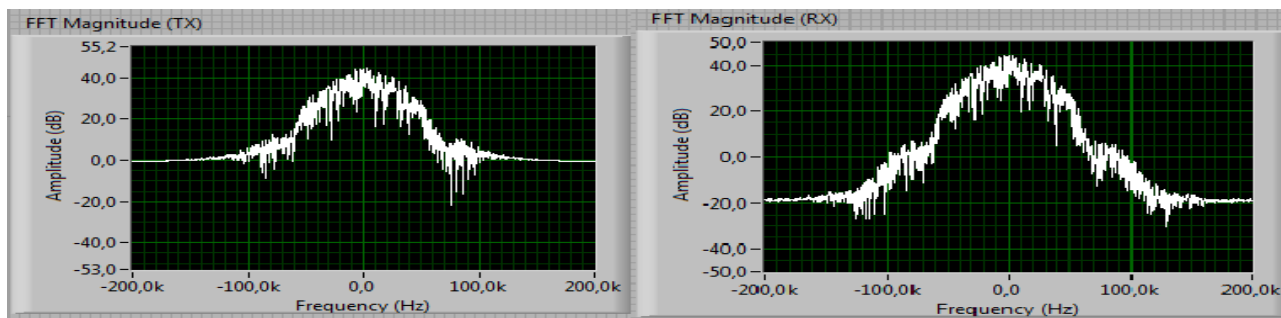


Рис. 1.38. Спектр передаваемого (слева) и принимаемого (справа) сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,3$, сигнал/шум = 80

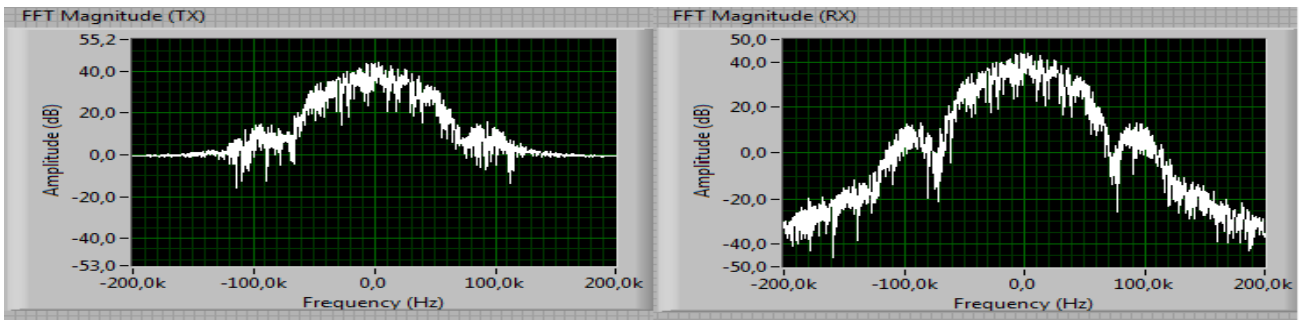


Рис. 1.39. Спектр передаваемого (слева) и принимаемого (справа) сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,5$, сигнал/шум = 80

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.

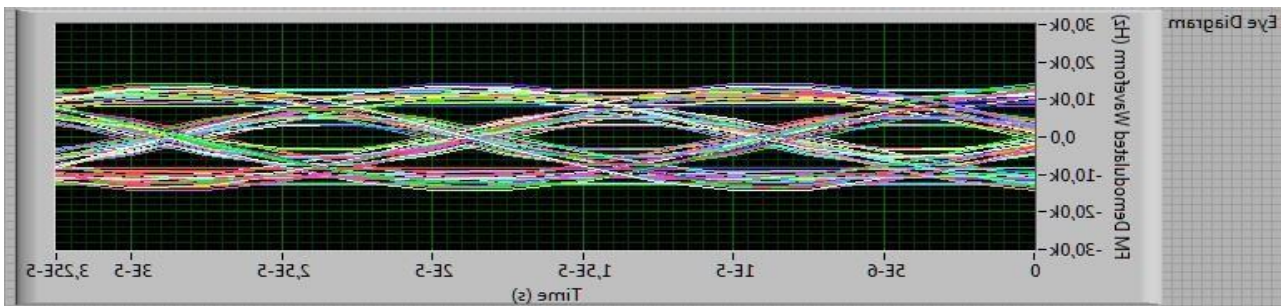


Рис. 1.40. Глазковая диаграмма сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,2$, сигнал/шум = 80

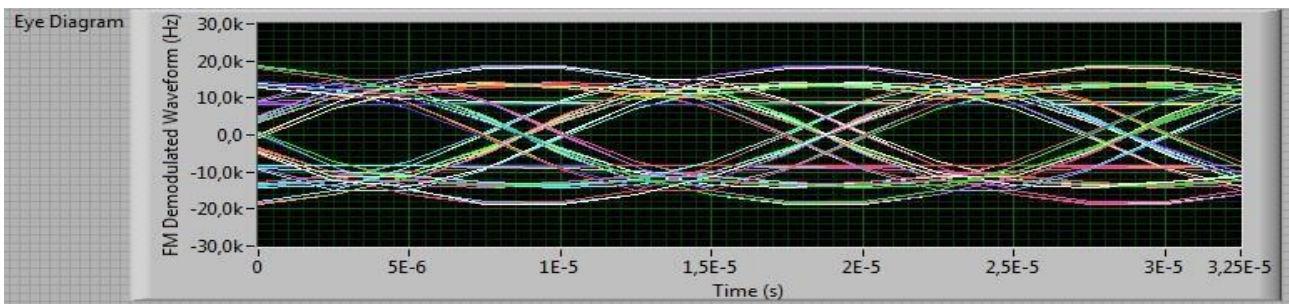


Рис. 1.41. Глазковая диаграмма сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,3$, сигнал/шум = 80

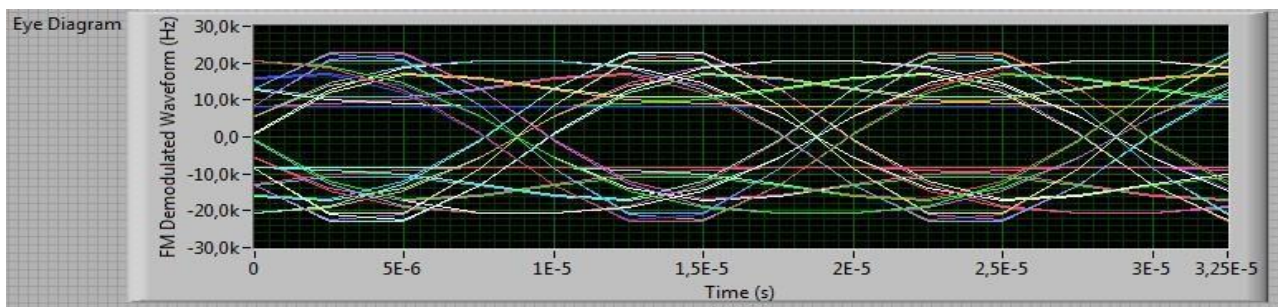


Рис. 1.42. Глазковая диаграмма сигнала с GMSK-модуляцией при $BT = 0,5$, сигнал/шум = 80

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).

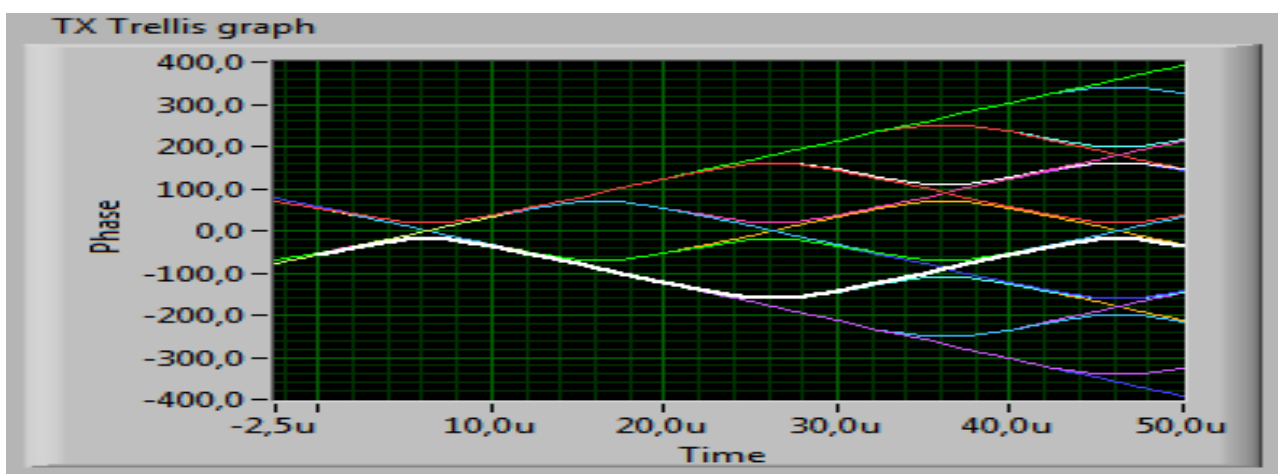


Рис. 1.43. Фазовая диаграмма передаваемого сигнала

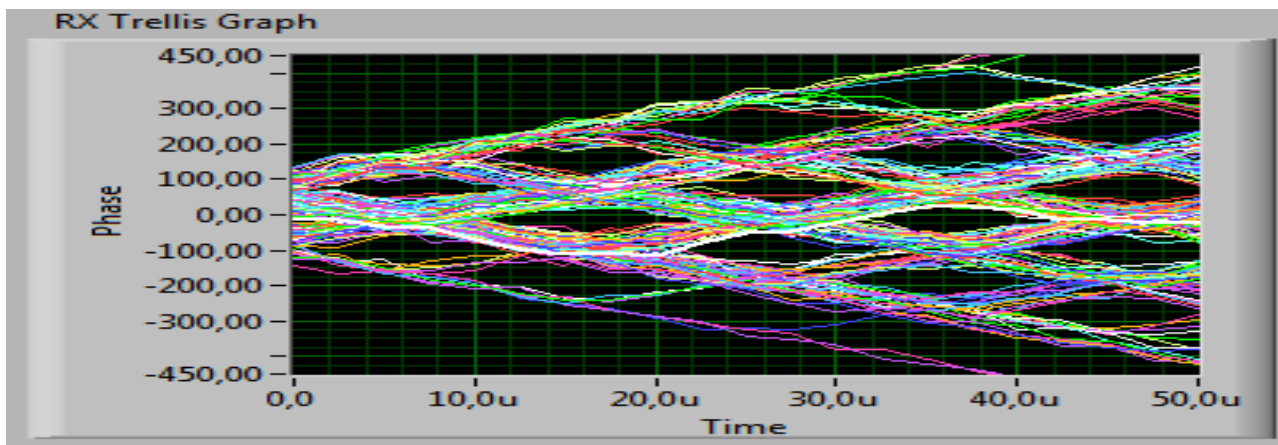


Рис. 1.44. Фазовая диаграмма полученного сигнала при $BER = 2,04 \cdot 10^{-3}$, сигнал/шум = 14

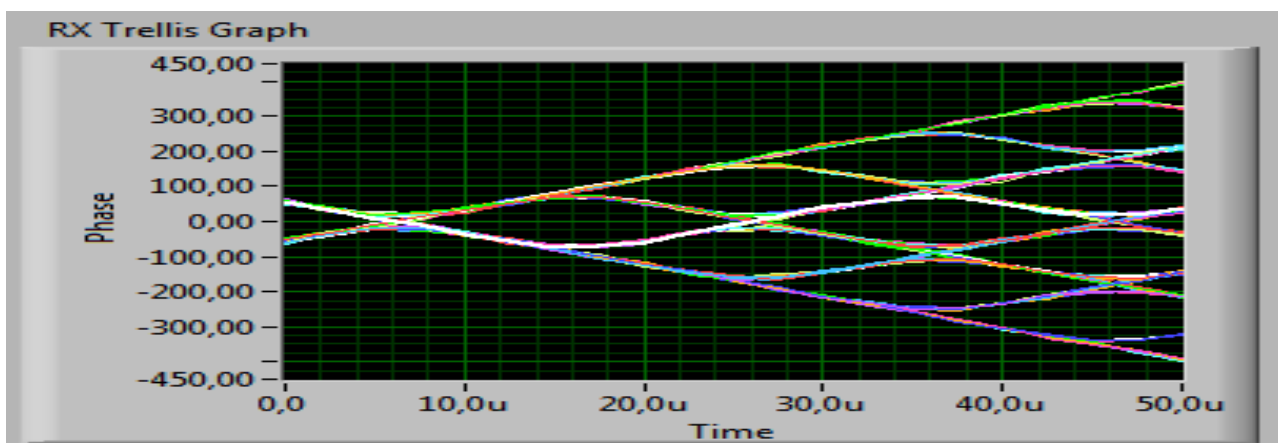


Рис. 1.45. Фазовая диаграмма полученного сигнала при $BER = 10^{-4}$, сигнал/шум = 28

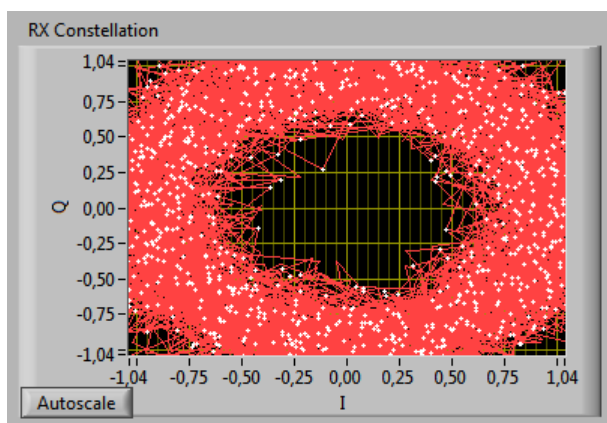


Рис. 1.46. Сигнальное созвездие сигнала при $BER = 2,04 \cdot 10^{-3}$, сигнал/шум = 14

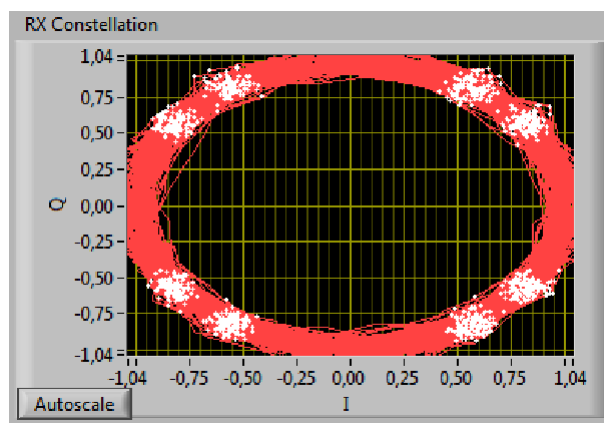


Рис. 1.47. Сигнальное созвездие сигнала при $BER = 10^{-4}$, сигнал/шум = 28

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

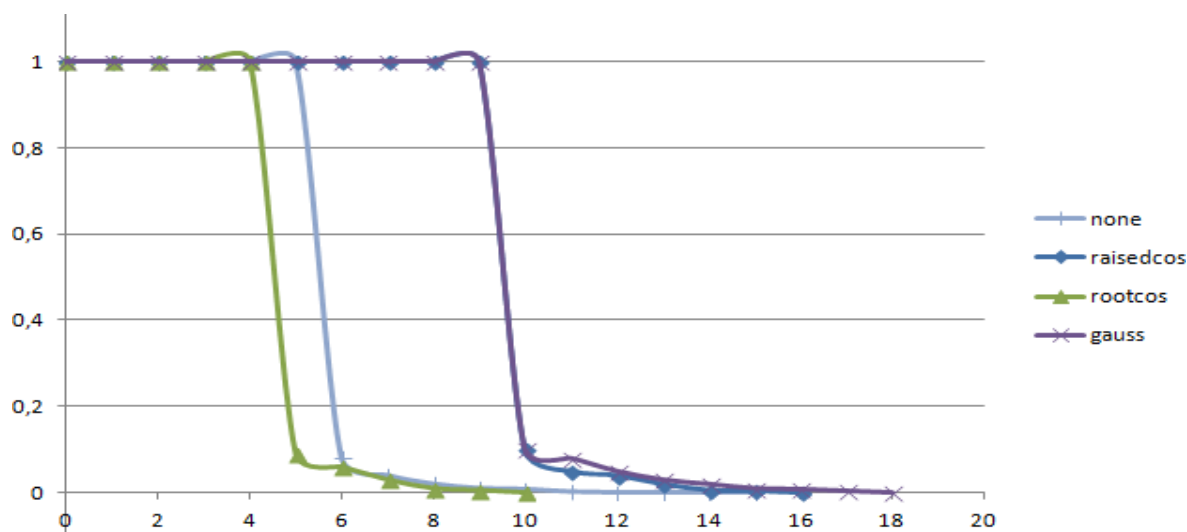


Рис. 1.48. График зависимости BER от SNR для разных фильтров

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.

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.

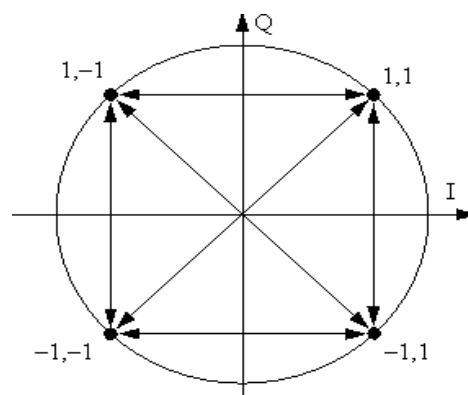


Рис. 1.49. Векторная диаграмма QPSK

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».

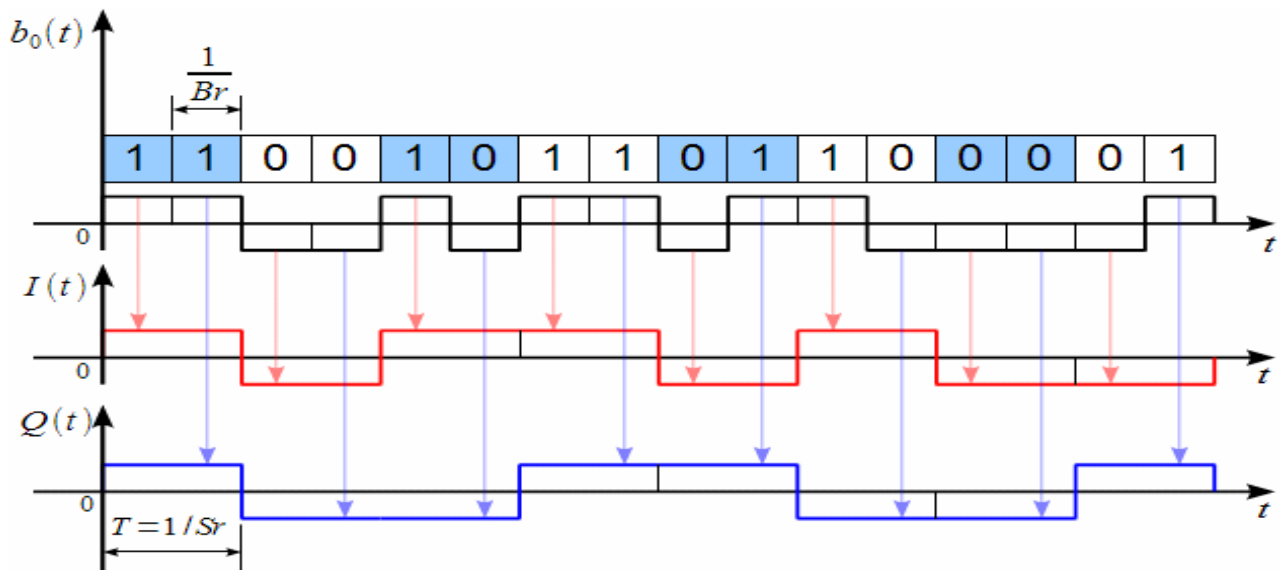


Рис. 1.50. Синфазная и квадратурная составляющие QPSK сигнала

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 зависимость 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.

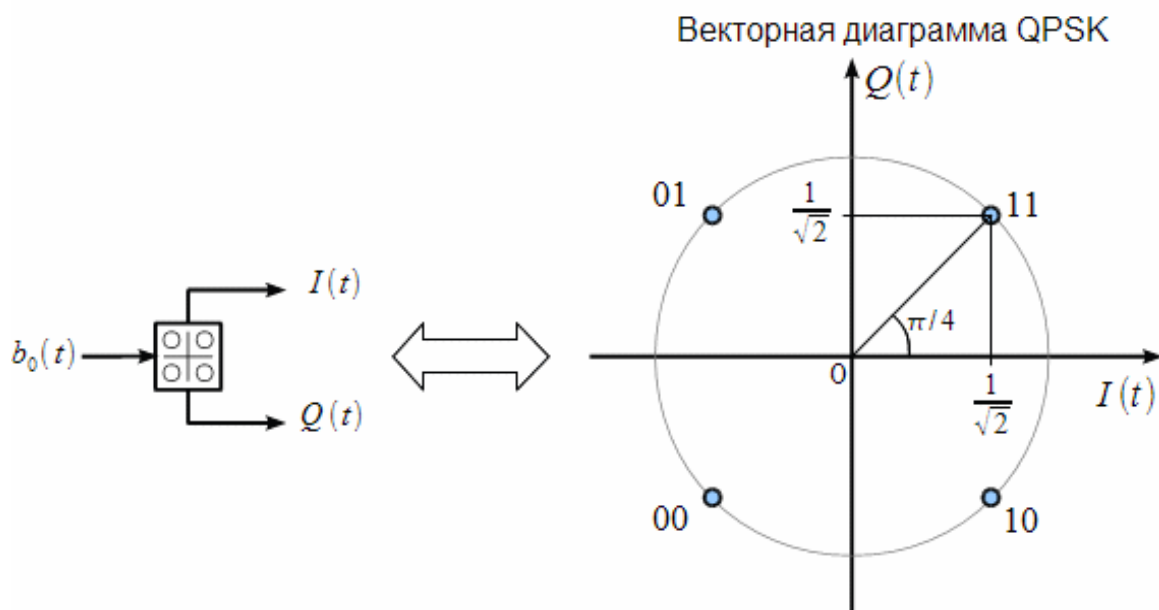


Рис. 1.51. Устройство кодирования синфазной и квадратурной составляющих на основе созвездия QPSK

Структурная схема QPSK-модулятора

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

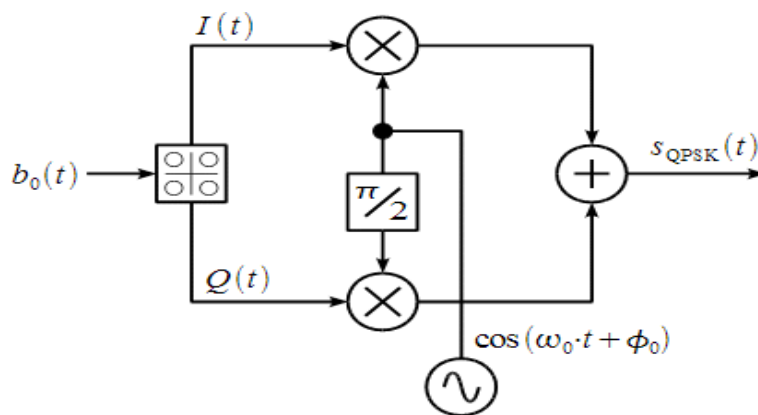


Рис. 1.52. Структурная схема QPSK-модулятора

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.

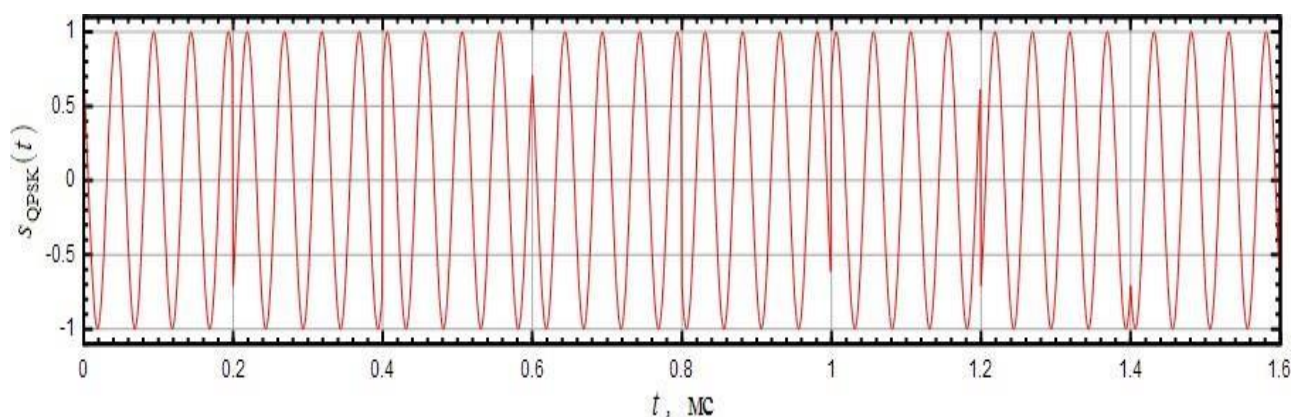


Рис. 1.53. Осциллограмма QPSK сигнала

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.

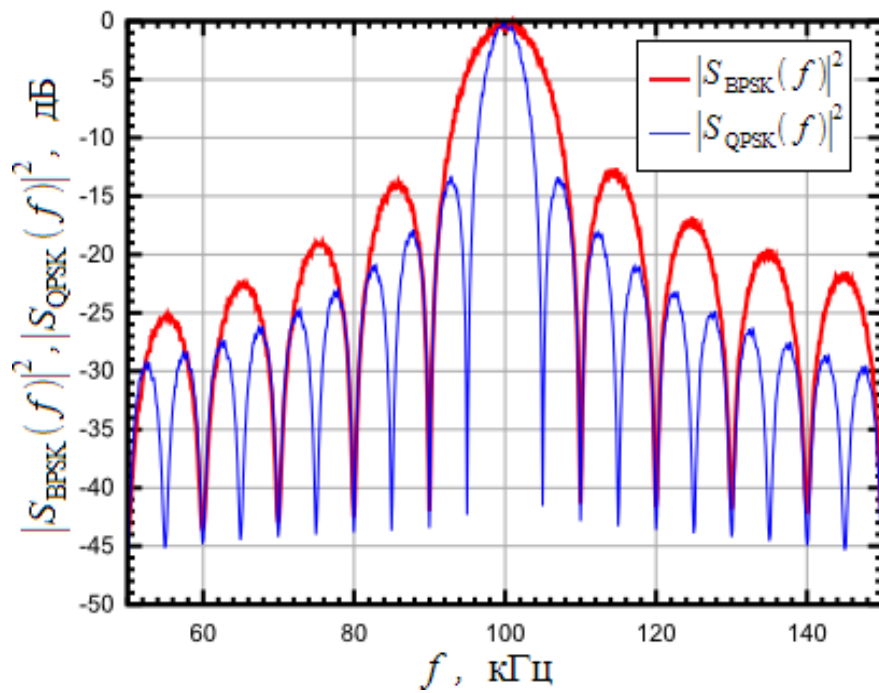


Рис. 1.54. Спектр QPSK сигнала

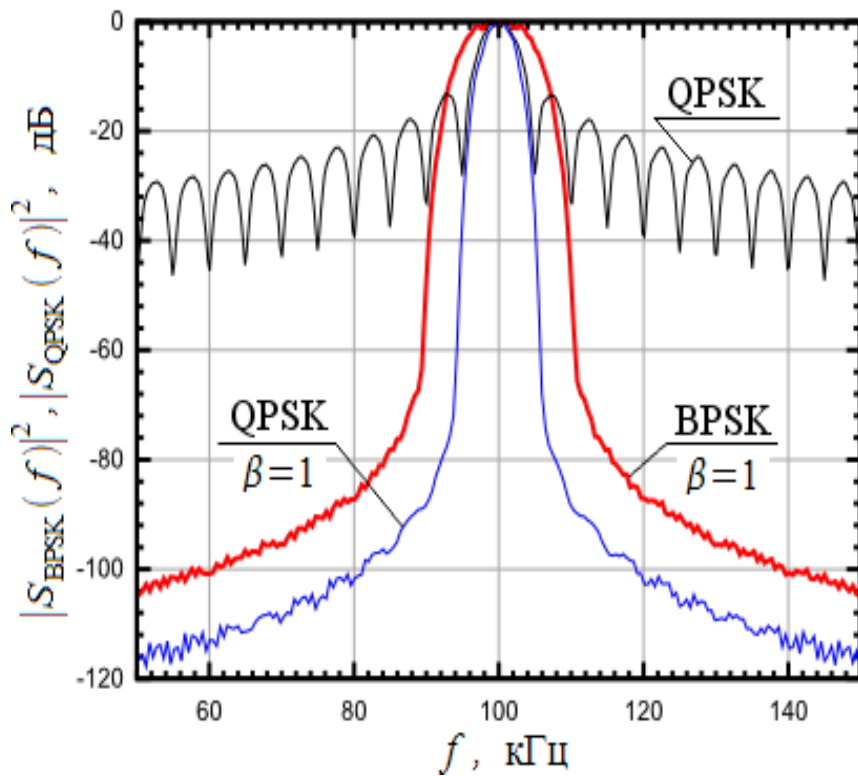


Рис. 1.55. Спектр QPSK сигнала с формирующим фильтром Найквиста

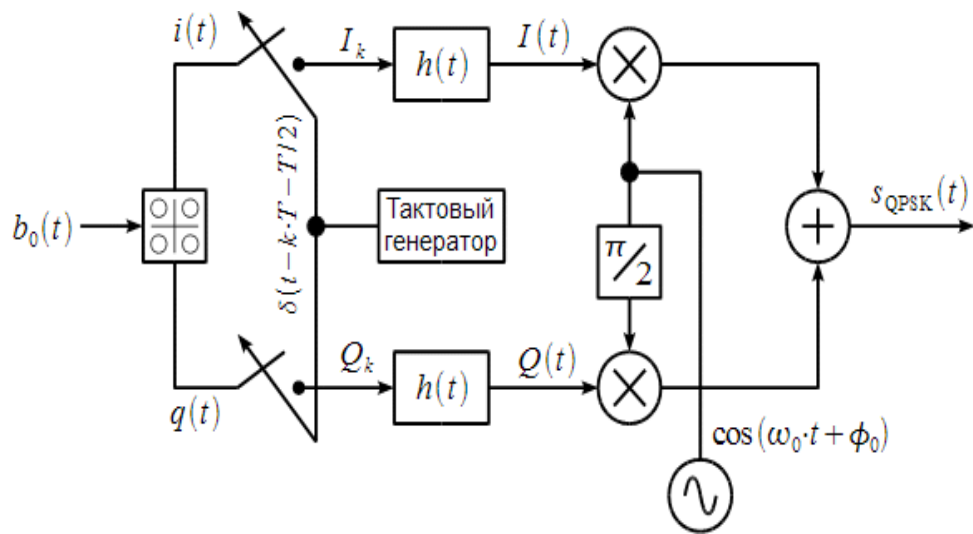


Рис. 1.56. Структурная схема QPSK-модулятора с использованием формирующего фильтра

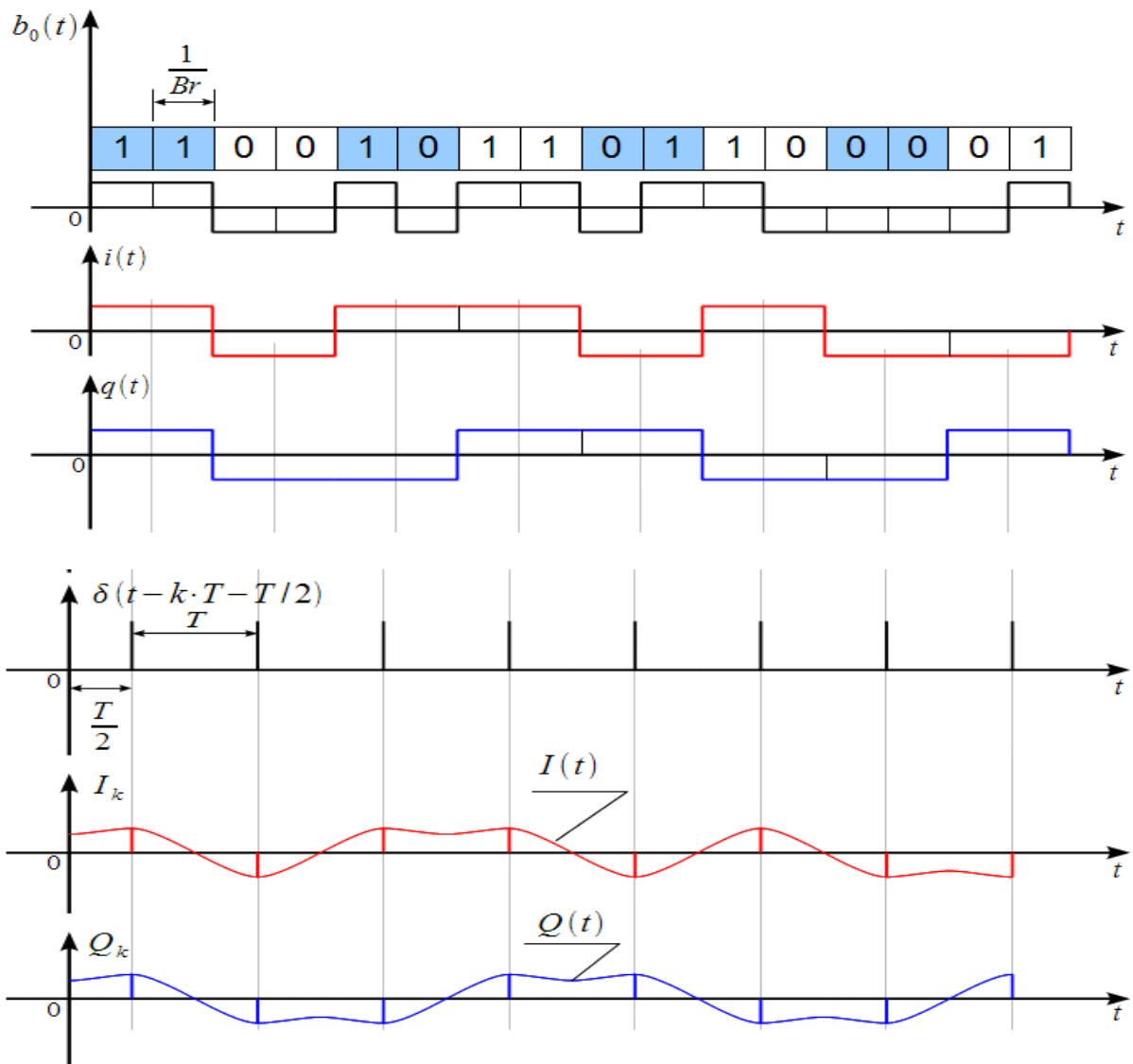


Рис. 1.57. Поясняющие графики

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 .

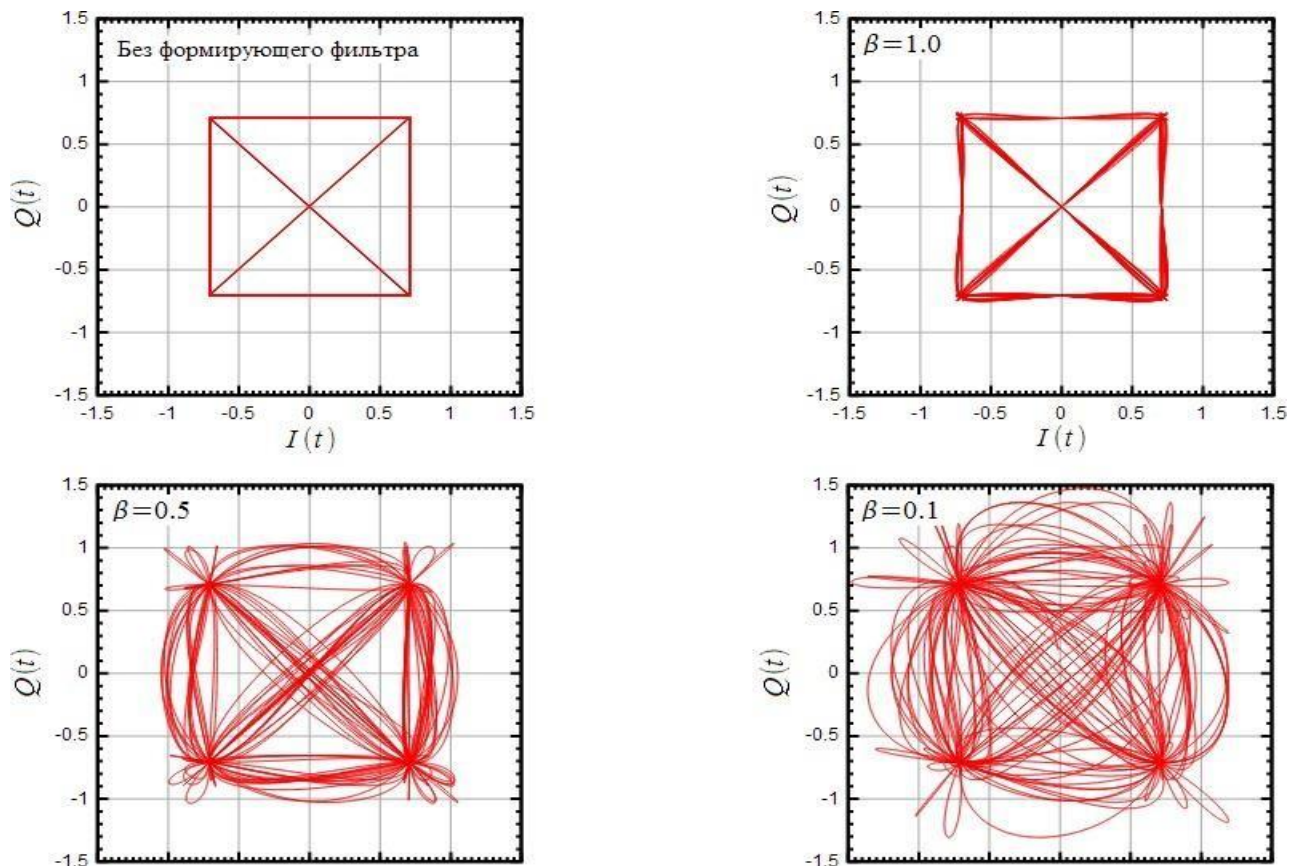


Рис. 1.58. Траектории движения вектора комплексной огибающей QPSK сигнала при различных параметрах формирующего фильтра Найквиста

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.

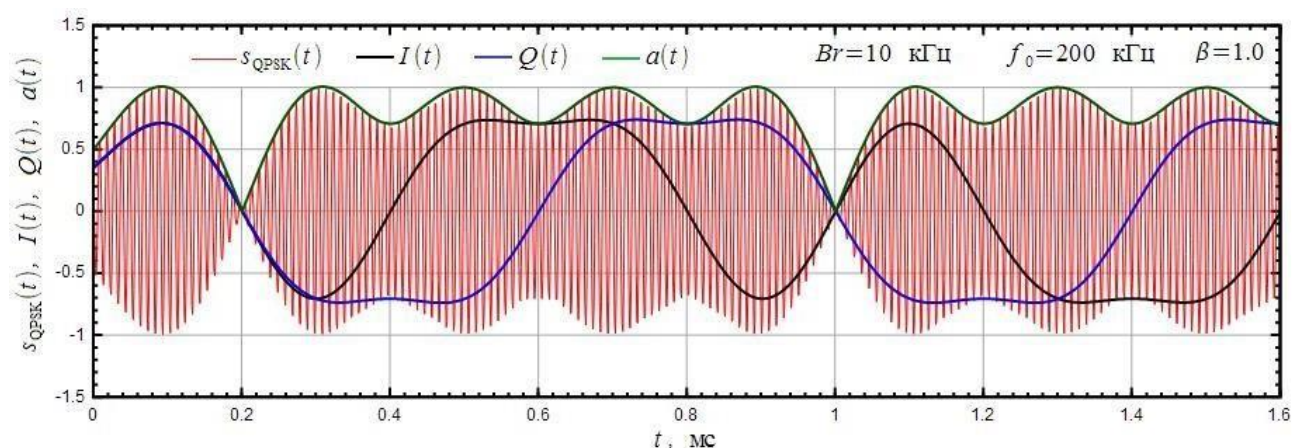


Рис. 1.59. Осциллограмма QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра Найквиста

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) модуляции. 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.

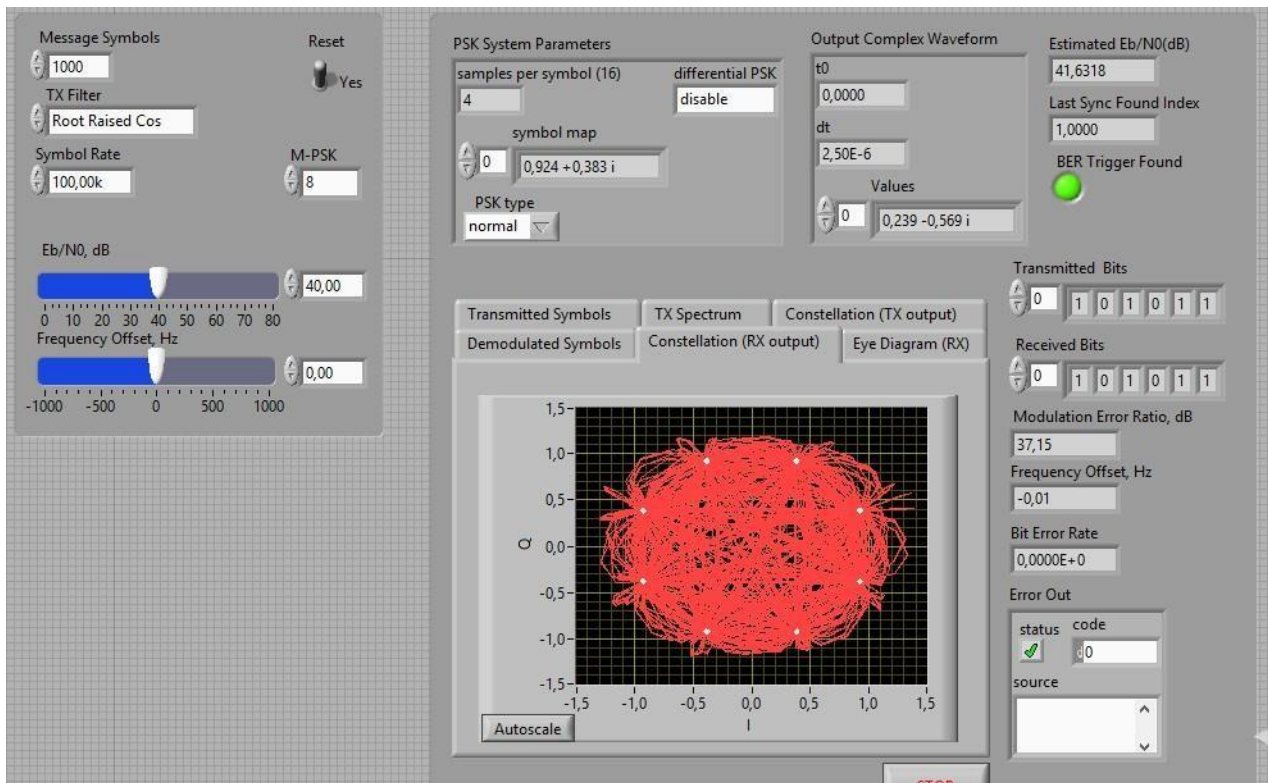


Рис. 1.60. Внешний вид разработанного ПО для исследования QPSK

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.

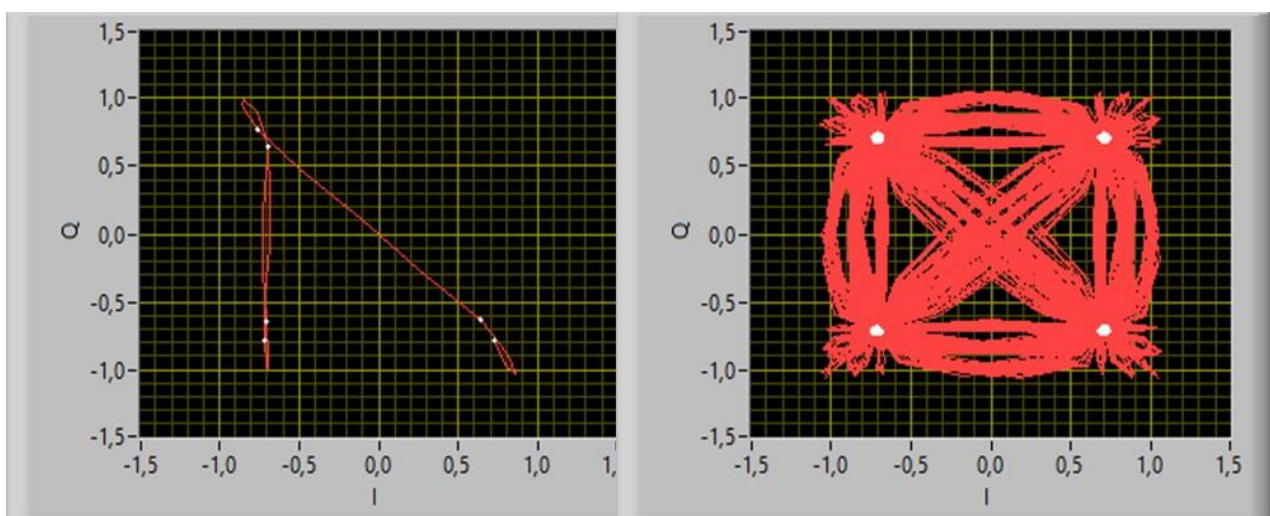


Рис. 1.61. Диаграмма QPSK. 10 символов в сообщении (слева),
1 000 символов в сообщении (справа)

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

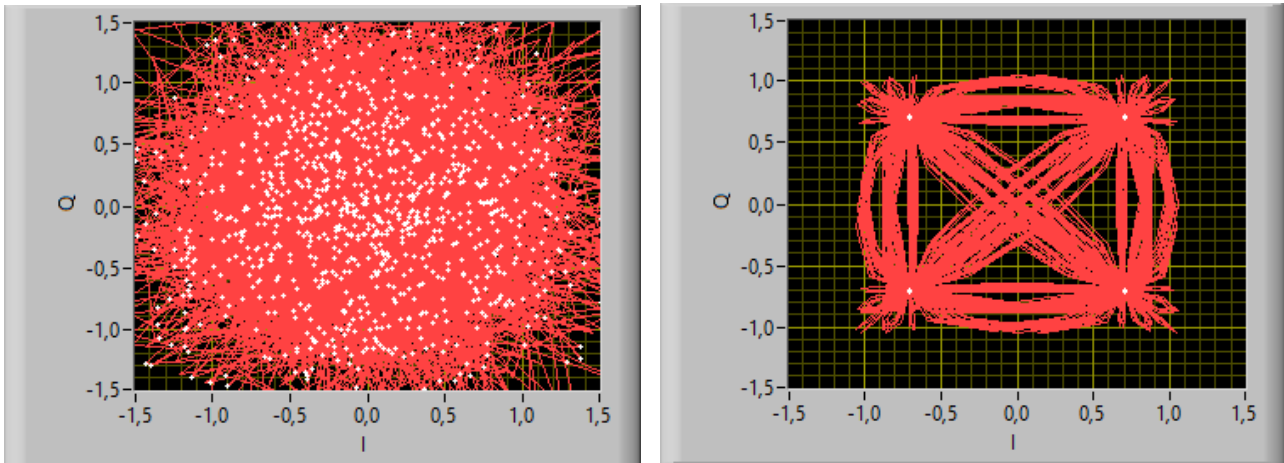


Рис. 1.62. Диаграмма QPSK. Отношение сигнал/шум 0 дБ (слева), отношение сигнал/шум 60 дБ (справа)

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 .

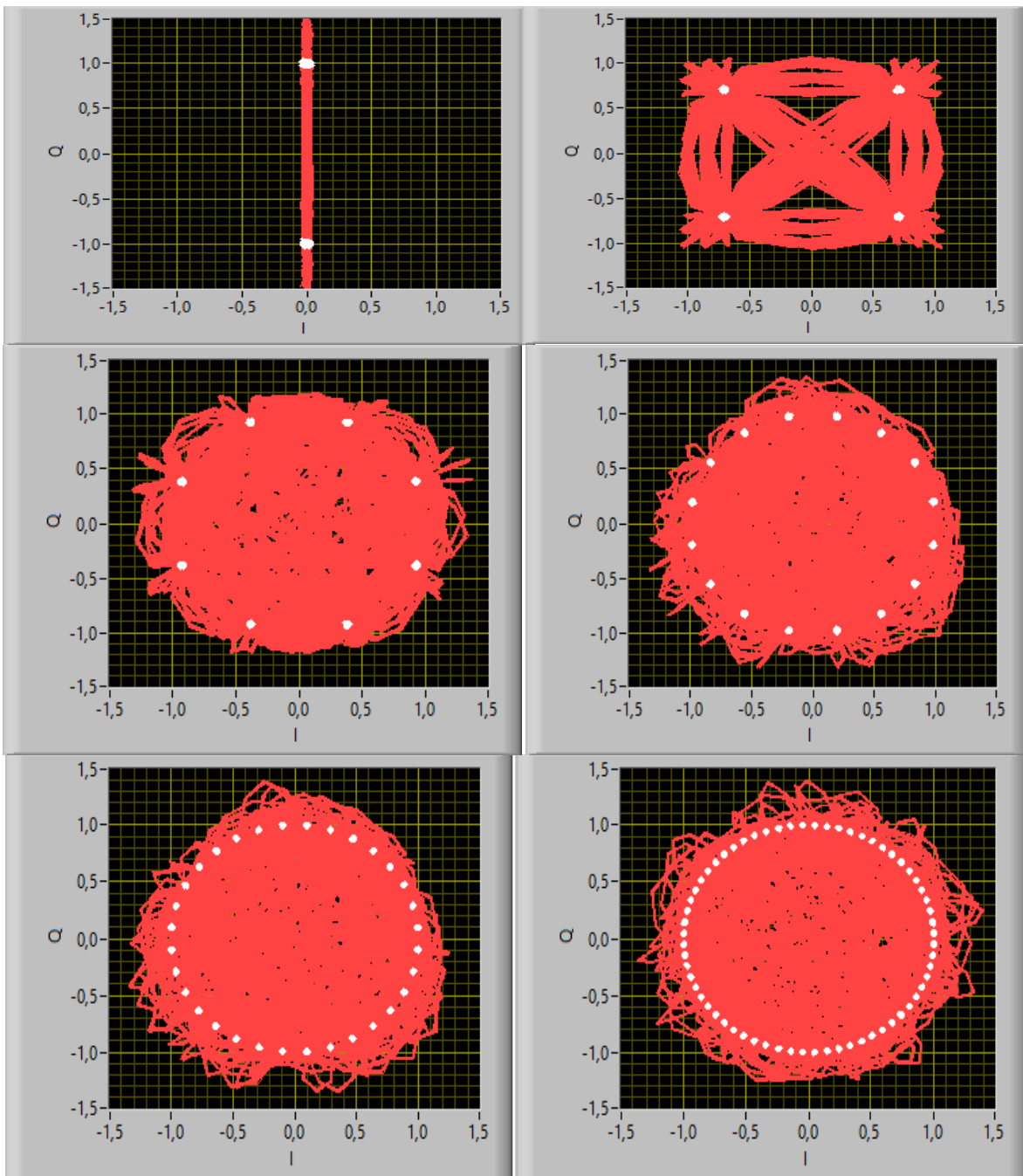


Рис. 1.63. Диаграмма M-PSK. Слева направо сверху вниз $M=2, 4, 8, 16, 32, 64$

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

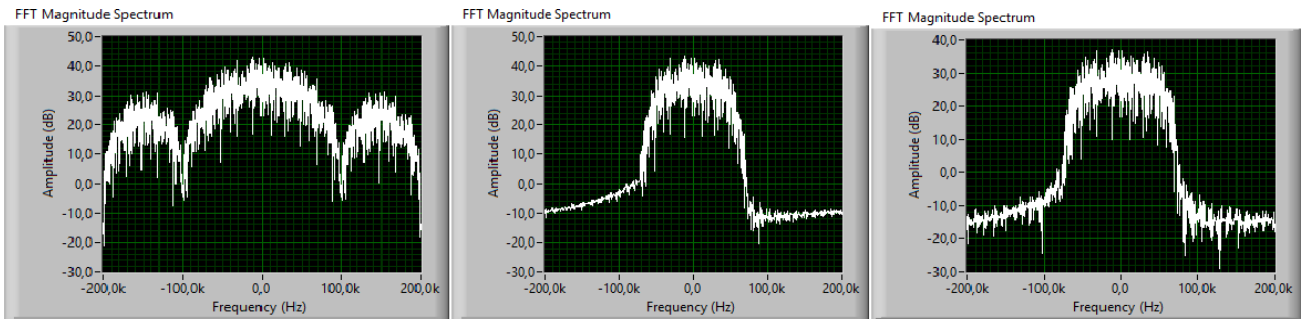


Рис. 1.64. Спектрограммы QPSK с выставленными значениями фильтра (слева направо) без фильтра, приподнятый косинус, Root Raised Cos

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 .

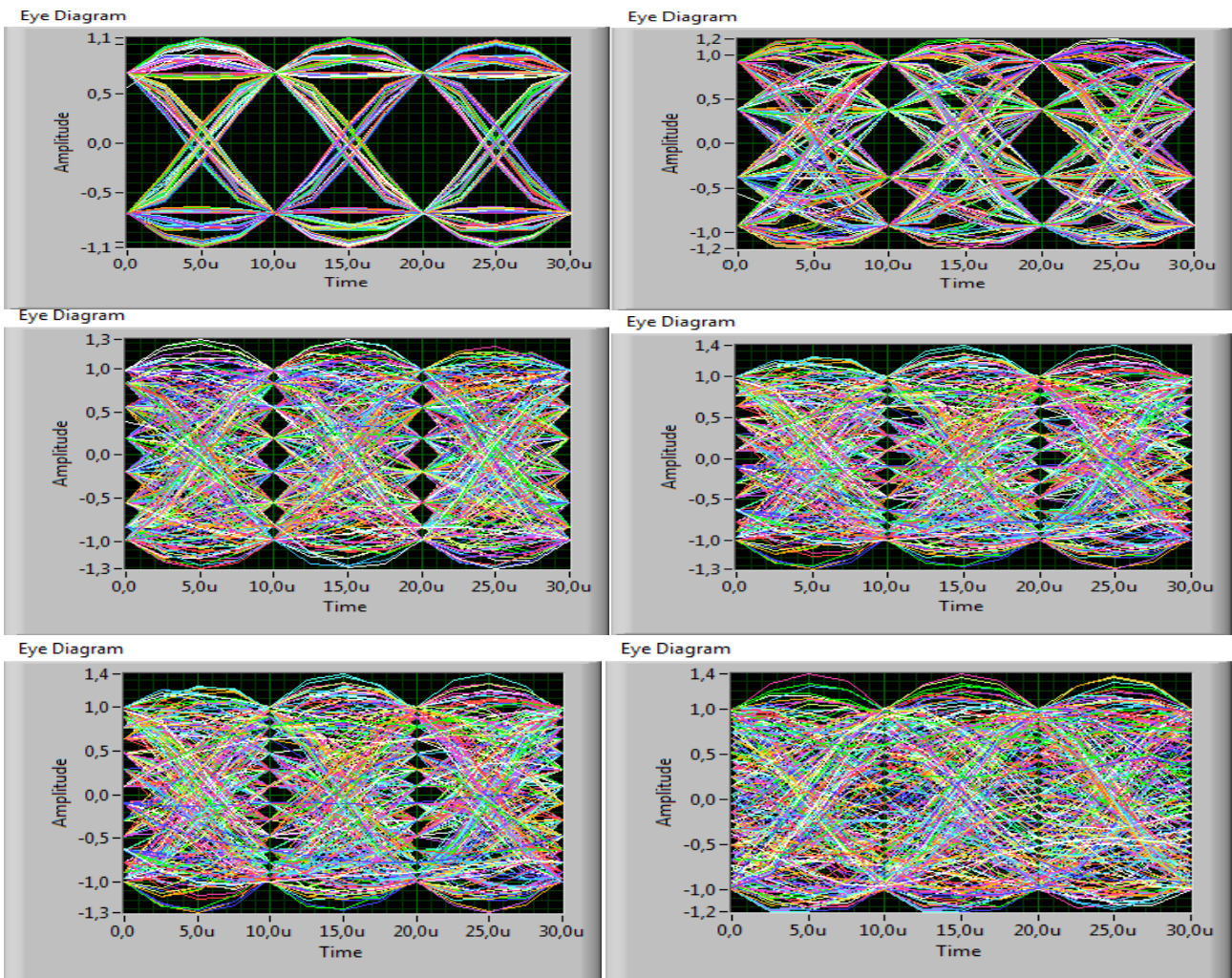


Рис. 1.65. Глазковые диаграммы для разных значений M на оси Q (слева направо сверху вниз): 2, 4, 8, 16, 32, 64

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

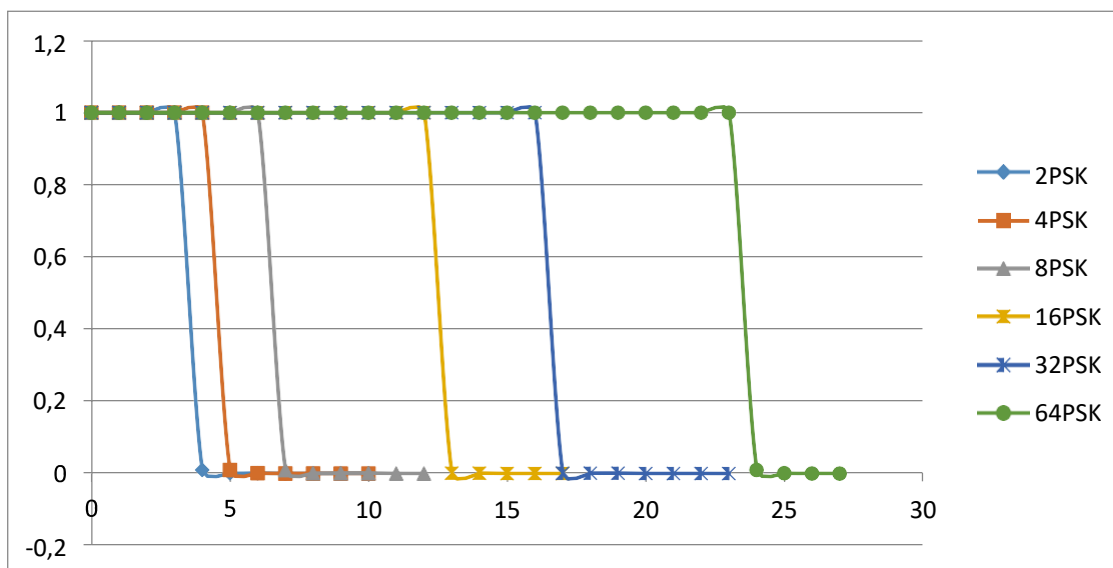


Рис. 1.66. Зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум SNR для разных значений M

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.

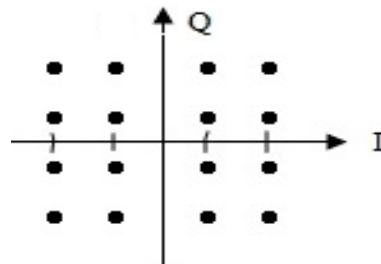


Рис. 1.67. Сигнально-точечное пространство модуляции для 16-QAM

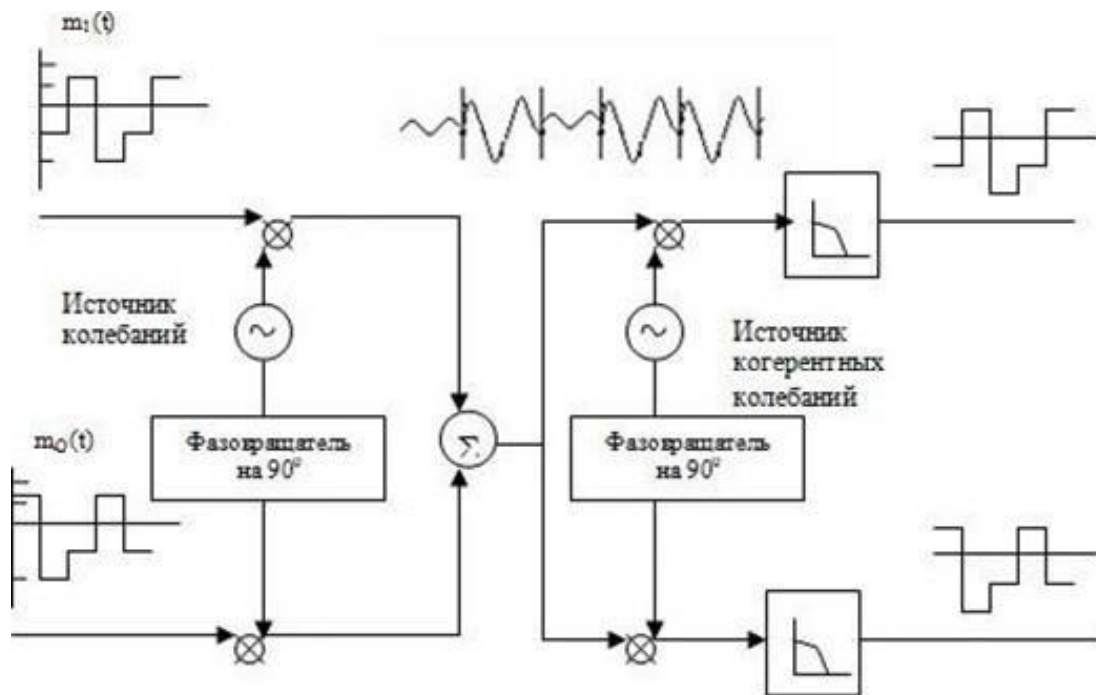


Рис. 1.68. Схема модулятора-демодулятора QAM

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.

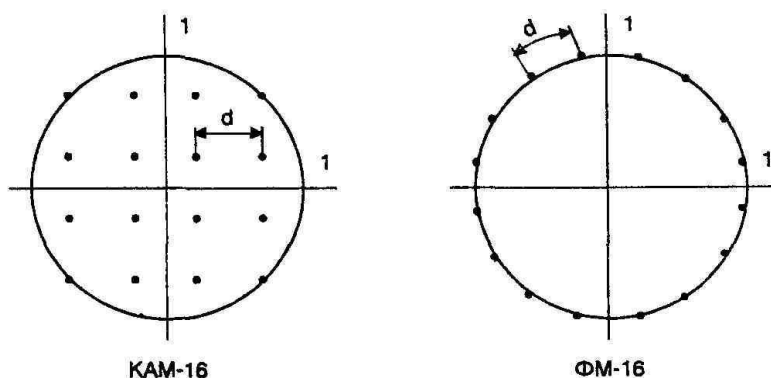


Рис. 1.69. Сравнение систем QAM-16 и ФМ-16, работающих на одинаковой пиковой мощности, по расстоянию между точками; QAM имеет преимущество над системой ФМ при той же пиковой мощности

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.

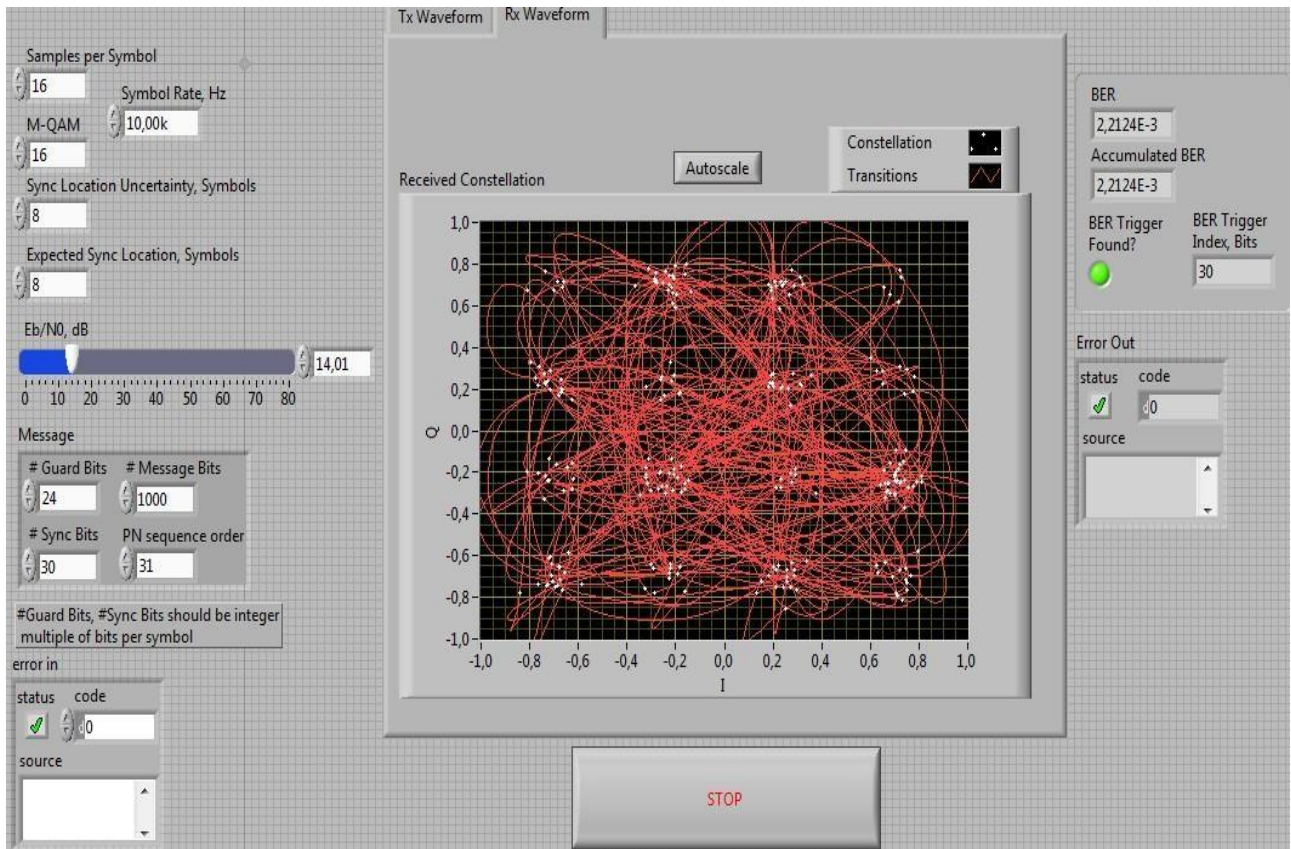


Рис. 1.70. Внешний вид разработанного ПО для исследования QAM

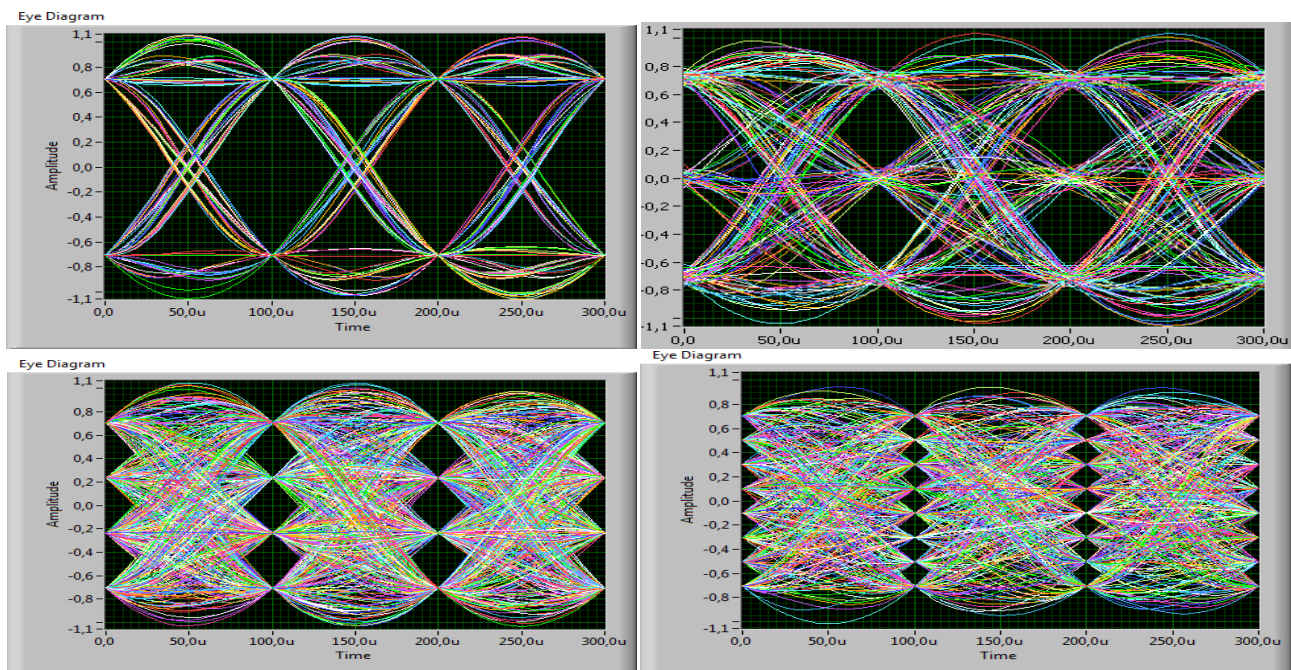


Рис. 1.71. Глазковые диаграммы при малом SNR для QAM, 8-QAM, 16-QAM и 64-QAM

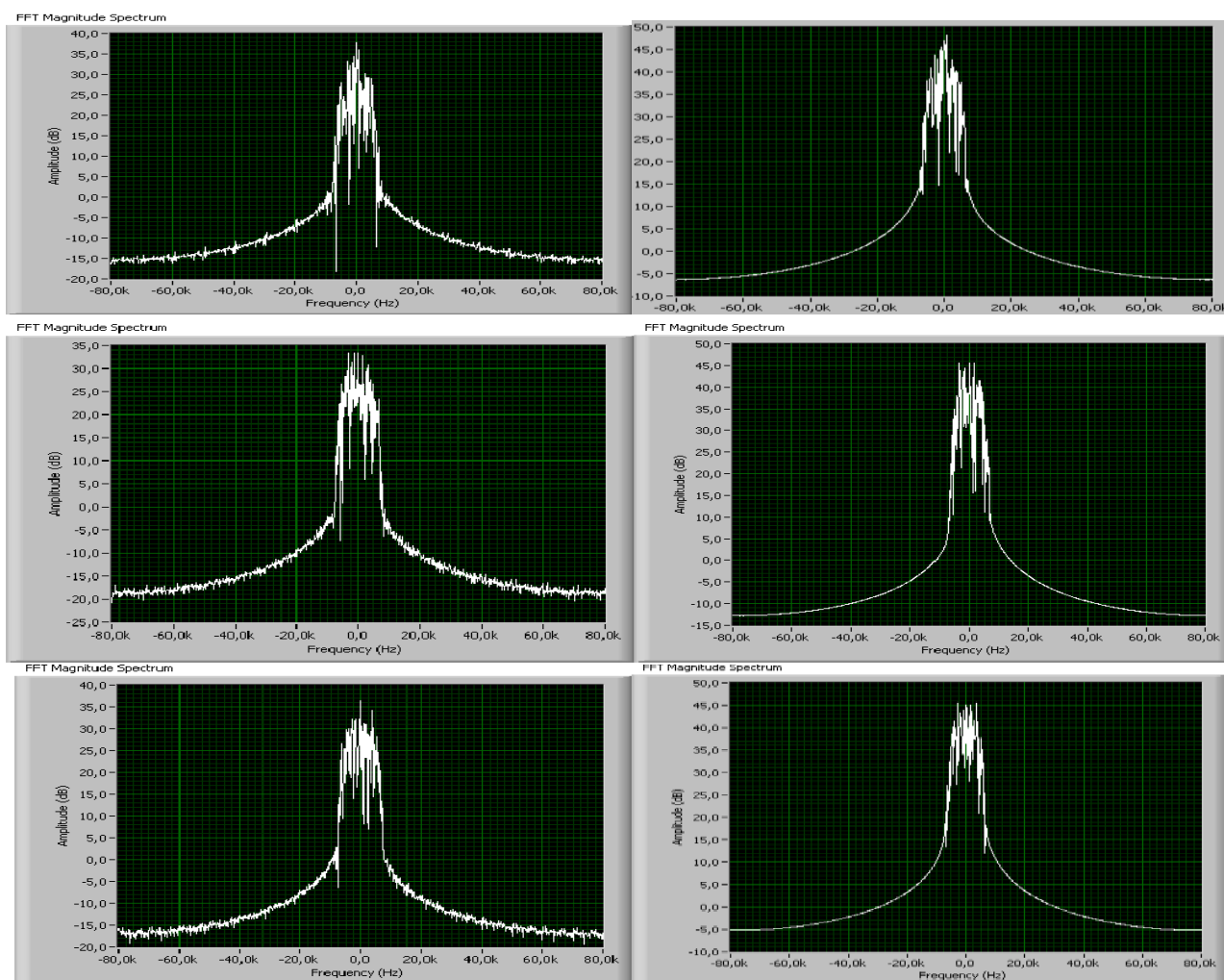


Рис. 1.72. Спектрограммы на входе и на выходе канала для QAM, 16-QAM и 64-QAM

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 уразличных 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.

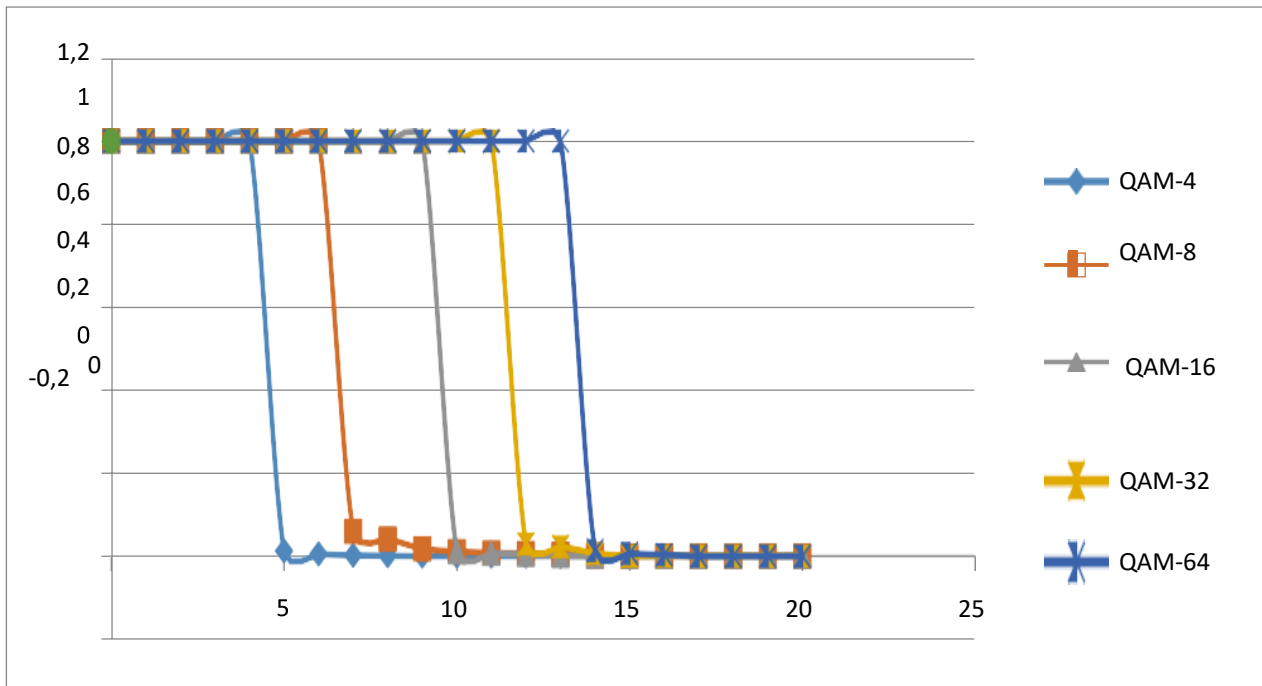


Рис. 1.73. Зависимость вероятности битовой ошибки от SNR для QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM

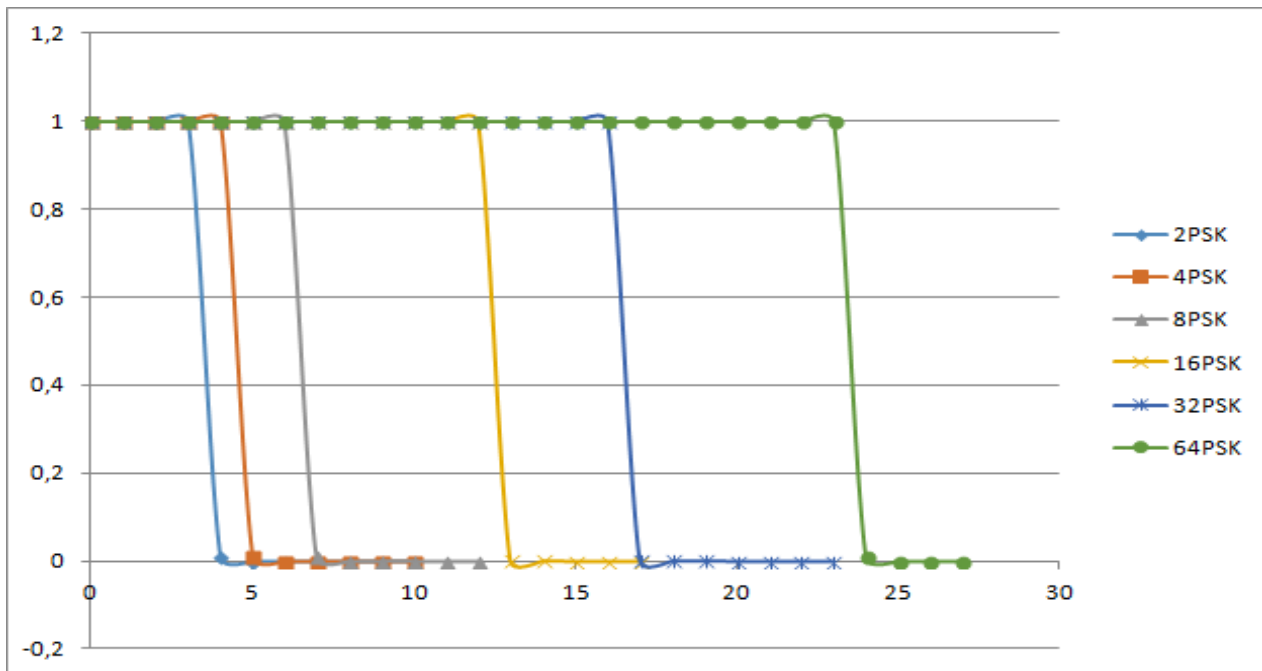


Рис. 1.74. Зависимость вероятности битовой ошибки от SNR для всех видов модуляции M-PSK

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

МОДЕМЫ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ЦИФРОВОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СТАНДАРТА DVB-RCS2

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

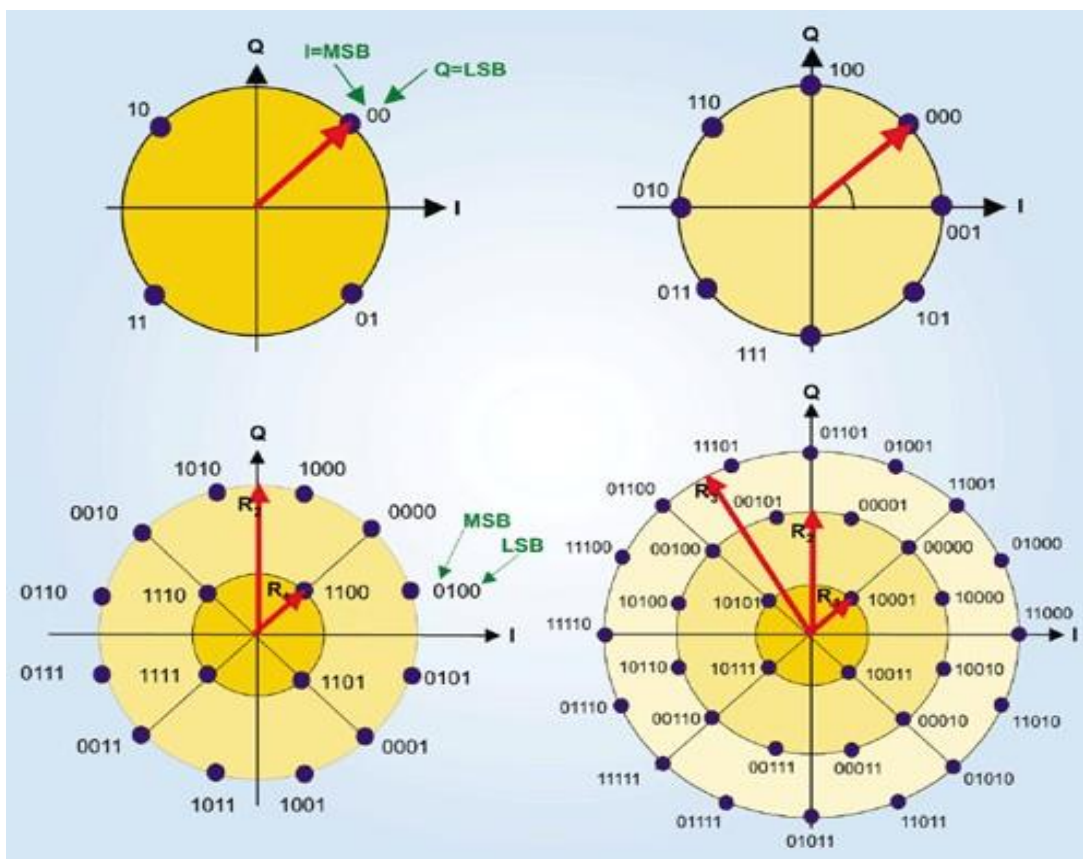


Рис. 1.75. Четыре схемы модуляции, применяемые в стандарте DVB-S2:
QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK

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 каналообразующее оборудование должно поддерживать сложные варианты предсказаний, а на приемной стороне должен быть обеспечен более высокий уровень отношения сигнал/шум. Символы внутри констелляционного

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-Bhaidhuri-Nocquenghem, 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.

Моделирование канала связи позволяет оценить параметры канала. Созвездия, полученные при моделировании, представлены на рис. 1.76.

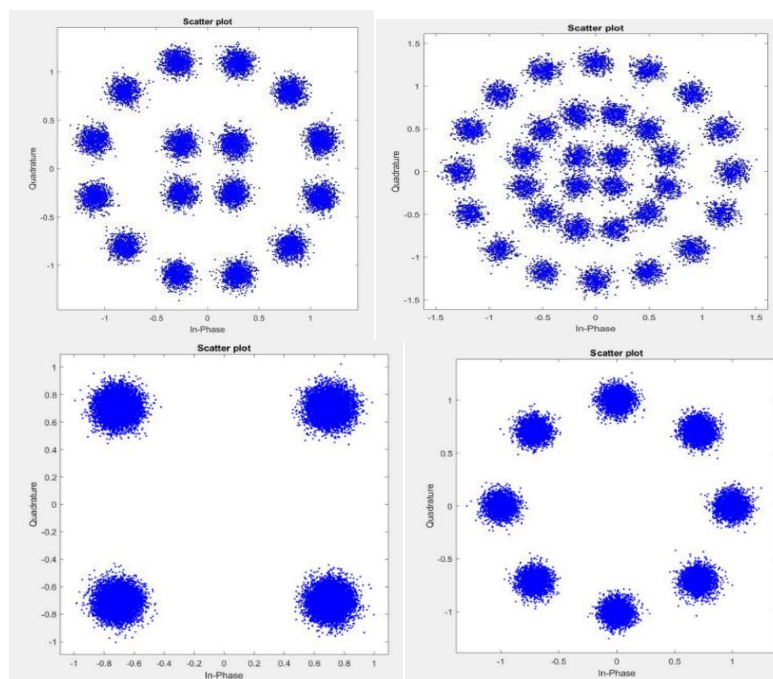


Рис. 1.76. QPSK и 8PSK созвездия при SNR 20 дБи 16-APSK и 32-APSK созвездия при SNR 20 дБ

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.

ГЛАВА 2. СИСТЕМА ШИРОКОПОЛОСНОГО ИНТЕРНЕТА НА БАЗЕ МНОГОСПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ «СКИФ»

Обзор систем высокоскоростного доступа в Интернет

Starlink

Starlink — это сеть спутников, разработанная и запущенная компанией SpaceX, которая обеспечивает высокоскоростной доступ в Интернет для пользователей по всему миру. Система работает на частотах Ka- и Ku-диапазонов и уже имеет более 1,5 тыс. спутников в орбите [3 - 5].



Рис. 2.1. Спутники Starlink в пакете доотделения от разгонного блока

Ключевые особенности Starlink включают в себя:

- 1) Скорость доступа в Интернет: от 50 до 150 Мбит/с на пользовательском устройстве;
- 2) Низкая задержка сигнала (около 20-40 мс) благодаря использованию спутников в низкоорбитальной зоне;
- 3) Глобальный охват: возможность получения доступа к Интернету в любой точке Земли, включая труднодоступные или удаленные районы;
- 4) Приемлемая стоимость: в настоящее время стоимость абонентской платы составляет \$110 в месяц.

Однако, в связи с тем, что Starlink является относительно новой технологией, существуют также и некоторые ограничения, в том числе:

- Ограниченное количество пользователей на один спутник в связи с ограничениями пропускной способности;

- Иногда возникают проблемы с подключением в случае плохой погоды, так как сигнал может быть затронут облаками или осадками.



Рис. 2.2. Вид абонентского терминала

В целом, Starlink является одной из наиболее перспективных и популярных систем для высокоскоростного доступа в Интернет и продолжает активно развиваться.

OneWeb

OneWeb — это система спутниковой связи высокоскоростного доступа в Интернет, созданная компанией OneWeb. Система состоит из сотен небольших спутников в низкоорбитальной зоне, обеспечивающих высокоскоростной доступ в Интернет для пользователей в любой точке мира.



Рис. 2.3. Вид спутника OneWeb

Основные особенности OneWeb:

- 1) Скорость доступа в Интернет: от 50 до 375 Мбит/с на пользовательском устройстве;
- 2) Глобальный охват: возможность получения доступа к Интернету в любой точке Земли, включая труднодоступные или удаленные районы;
- 3) Низкая задержка сигнала: благодаря использованию спутников в низкоорбитальной зоне, задержка составляет менее 50 мс;
- 4) Надежность и отказоустойчивость: система построена на основе децентрализованной архитектуры, что обеспечивает надежную и отказоустойчивую работу.

OneWeb также работает над созданием системы спутниковой связи в космосе для глобальной навигации и местоположения.

По состоянию на 30 января 2022 года OneWeb запустила в орбиту более 394 спутников из запланированных 648.

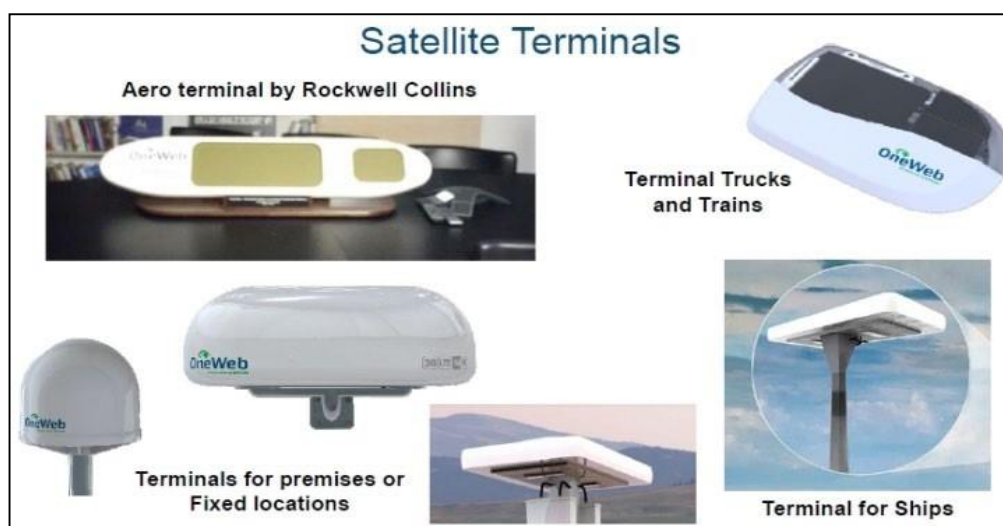


Рис. 2.4. Возможные варианты терминала OneWeb

Kuiper Systems

Kuiper Systems — это новый проект от компании Amazon, который нацелен на создание системы высокоскоростного доступа в Интернет через спутниковую связь. Компания планирует запустить более 3 тысяч спутников, которые будут предоставлять доступ в Интернет для людей в любой точке мира.



Рис. 2.5. Вид абонентского терминала системы Kuiper

Основными преимуществами системы Kuiper являются следующие:

- 1) Высокая скорость доступа в Интернет: от 50 до 100 Мбит/с на устройство пользователя;
- 2) Глобальный охват: возможность доступа в Интернет в любой точке мира, включая отдаленные и труднодоступные районы;
- 3) Низкая задержка сигнала: использование спутников в низкоорбитальной зоне обеспечивает задержку менее 25 мс;
- 4) Надежность и отказоустойчивость: система работает на децентрализованной архитектуре, что гарантирует стабильную и отказоустойчивую работу.

На данный момент компания находится на стадии разработки и тестирования системы Kuiper.

Telesat LEO

Telesat LEO является проектом компании Telesat, который предполагает создание глобальной спутниковой сети высокоскоростного доступа в Интернет. Эта система будет состоять из более чем 300 спутников в низкоорбитальной зоне и предоставлять высокоскоростной доступ в Интернет для жителей любой точки мира. Основными преимуществами системы являются высокая скорость доступа в Интернет, глобальный охват, низкая задержка сигнала и отказоустойчивость. На текущий момент компания находится на стадии разработки и тестирования системы Telesat LEO.

Система Telesat LEO использует технологию низкоорбитальных спутников и сверхплотную конфигурацию для обеспечения высокоскоростного доступа в Интернет. Компания также заявляет, что их спутники будут обладать возможностью адаптивного управления мощностью,

что позволит оптимизировать использование частотного спектра и обеспечить более эффективное использование ресурсов. На данный момент компания находится в процессе поиска инвесторов для дальнейшего развития проекта, и планирует начать предоставлять услуги клиентам в 2023 году.

SES O3b mPOWER

SES O3b mPOWER — это спутниковая сеть высокоскоростного интернета, которую разрабатывает компания SES с целью обеспечения широкополосного доступа в интернет для клиентов в любой точке мира. Система SES O3b mPOWER будет состоять из более чем 150 спутников в орбите около 8000 км, что обеспечит клиентам высокую скорость доступа в интернет и низкую задержку сигнала.

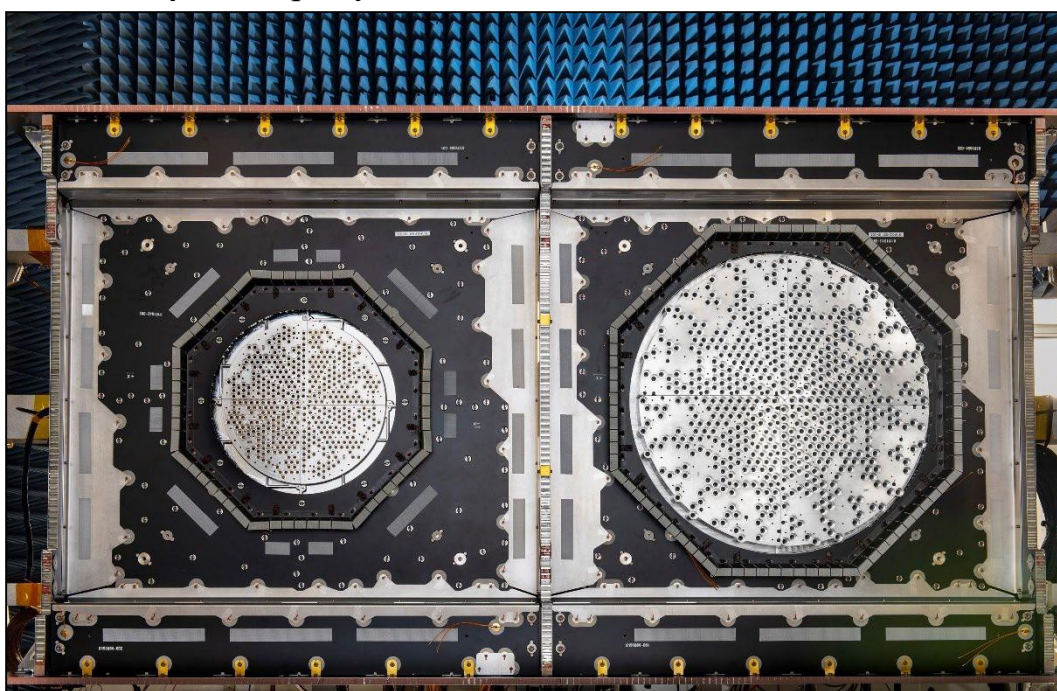


Рис. 2.6. Вид полезной нагрузки

Ключевыми преимуществами системы SES O3b mPOWER являются высокая скорость доступа в интернет (до 10 Гбит/с), низкая задержка сигнала (менее 150 мс) и широкий охват (включая регионы, где проводная инфраструктура недоступна или непрактична). Также система SES O3b mPOWER использует технологию гибкой конфигурации сети, которая позволяет настраивать скорость и пропускную способность в режиме реального времени в зависимости от потребностей клиента.

SES O3b mPOWER – это не первый проект компании SES в области спутниковой связи. Ранее компания запустила сеть O3b (Other 3 billion),

которая также предоставляет высокоскоростной доступ в интернет в регионах с недостаточной инфраструктурой проводной связи.



Рис. 2.7. Вид терминала

Космическая программа многоспутниковых систем «СФЕРА»

Космическая программа многоспутниковых систем связи "Сфера" — это комплексный проект, который разрабатывается в России с целью создания национальной системы связи и мониторинга на основе спутниковых технологий. Программа включает в себя несколько проектов, каждый из которых представляет собой отдельную спутниковую систему, имеющую свои особенности и задачи.

Основные проекты программы "Сфера" включают в себя:

1) "Скиф" – среднеорбитальная система широкополосного доступа, которая представляет собой спутниковую систему связи, которая обеспечивает высокоскоростной доступ к интернету на всей территории России и за ее пределами. Система "Скиф" будет состоять из нескольких десятков спутников на средних орбитах и обладать высокой пропускной способностью, низкой задержкой и высокой надежностью.

2) Низкоорбитальная система связи "Гонец" – представляет собой спутниковую систему связи, которая предназначена для обеспечения мобильной связи на низких орбитах. Система "Гонец" будет состоять из сотен малых спутников и позволит обеспечивать высокую скорость передачи данных и бесперебойную связь в любых условиях.

3) Система глобального мониторинга окружающей среды и

дистанционного зондирования Земли "Канопус" – представляет собой спутниковую систему, которая обеспечивает мониторинг окружающей среды, климата, атмосферы и поверхности Земли. Система "Канопус" будет состоять из нескольких спутников на низких и средних орбитах и позволит получать высококачественные данные для научных и прикладных целей.

4) Системы связи и наблюдения для обеспечения безопасности и обороны России – в рамках программы "Сфера" также разрабатываются спутниковые системы связи и наблюдения, которые предназначены для обеспечения безопасности и обороны России. Эти системы включают в себя различные типы спутников, позволяют обеспечить связь между объектами и войсками, а также получать информацию об обстановке на земле и в воздухе. Все проекты программы "Сфера" имеют стратегическое значение для развития национальных технологий связи и мониторинга, а также для обеспечения безопасности и обороны России. Кроме того, эти проекты могут быть использованы для решения различных научных и прикладных задач в области космических исследований и наблюдений.

Многоспутниковая система «Скиф»

Система «Скиф» — это среднеорбитальная система спутниковой связи, создаваемая в рамках российской целевой программы «Сфера». В окончательном виде она должна включать 12 спутников на круговых полярных орбитах высотой 8070 км, расположенных в 3-х орбитальных плоскостях, по 4 спутника в каждой.

Каждый спутник должен быть создан по технологии HTS (High Throughput Satellite – спутники высокой пропускной способности) и иметь по несколько лучей в Ka-диапазоне с переиспользованием частот. Пропускная способность каждого луча составит от 200 до 450 Мбит/с, а суммарная пропускная способность каждого спутника будет составлять единицы Гбит/с. Таким образом, общая пропускная способность системы «Скиф» будет достигать 12 Гбит/с.

Кроме среднеорбитальных спутников, в системе «Скиф» также планируется геостационарный спутник, работающий в Ku-диапазоне из позиции 157° в.д. Этот спутник будет предназначен для увеличения зоны покрытия и повышения надежности связи.

Ожидается, что стоимость передачи информации через спутники группировки «Скиф» будет сравнима с той, что предоставляют наземные операторы. Кроме того, система «Скиф» будет обеспечивать обратную связь с

наземными станциями, что позволит осуществлять управление спутниками и получать от них телеметрические данные.

В целом, система Скиф является важной частью российской инфраструктуры связи и играет важную роль в обеспечении связи на больших территориях, в том числе в отдаленных и труднодоступных районах.

Для передачи данных между спутниками и абонентами, предлагается использовать протокол DVB-RCS2.

Протокол DVB-RCS2

Протокол DVB-RCS2 (Digital Video Broadcasting – Return Channel via Satellite, Second Generation) является передовым стандартом для двусторонней спутниковой связи, разработанным DVB Project. DVB-RCS2 обеспечивает высокоскоростную передачу данных в обоих направлениях и использует множество передовых технологий, таких как модуляция 16APSK и кодирование LDPC, для обеспечения оптимальной производительности связи.

Основные преимущества протокола DVB-RCS2 включают:

1) Высокая пропускная способность: DVB-RCS2 обеспечивает пропускную способность до 450 Мбит/с в направлении к абоненту и до 100 Мбит/с в направлении от абонента.

2) Эффективность использования спектра: DVB-RCS2 использует передовые методы модуляции, такие как 16APSK, для эффективного использования спектра.

3) Надежность: DVB-RCS2 использует кодирование LDPC (Low-Density Parity-Check) для обеспечения высокой степени надежности передачи данных.

4) Поддержка QoS: DVB-RCS2 поддерживает функции QoS (Quality of Service), что делает его идеальным для широкого спектра приложений, включая транспорт, медиа и телекоммуникации.

5) Многоадресная передача данных: DVB-RCS2 поддерживает многоадресную передачу данных, что позволяет передавать данные от одного источника к нескольким абонентам одновременно.

Существуют также альтернативные протоколы для двусторонней спутниковой связи, такие как MF-TDMA (Multi-Frequency Time Division Multiple Access) и SCPC (Single Channel Per Carrier). MF-TDMA используется в системах VSAT (Very Small Aperture Terminal) и обеспечивает доступ к сети через разделение времени и частоты. SCPC, с другой стороны, использует

отдельный канал для каждого абонента и обеспечивает непрерывную связь с низкой задержкой. Однако, по сравнению с DVB-RCS2, эти протоколы обладают более низкой пропускной способностью и менее эффективным использованием спектра.

Прозрачная топология сети

Описание прозрачной системы показывает, как звездообразную (transparent star), так и сетчатую (mesh overlay) топологии сетей и включает следующие компоненты:

- Прозрачный спутник(и). Один или несколько прозрачных спутников обеспечивают связь между терминалами и центром (Hub), или между терминалами для прозрачной сетчатой системы. Процессоры цифровой прозрачной обработки (DTP) также могут обеспечивать многолучевую связь.

- Центр (Hub)/NCC. Выполняет функции управления (NCC), управления (NMC) и интерфейсных функций для пользовательского канала.

- Звездообразные терминалы (RCSTs). Звездообразный прозрачный терминал соответствует требованиям стандарта DVB-RCS2, обеспечивая звездообразную связь или сетчатую связь с двойным спутниковым переходом.

- Терминалы прозрачной сети наложения (RCSTs). Терминалы прозрачной сети наложения соответствуют требованиям стандарта DVB-RCS2, обеспечивая звездообразную связь, сетевую связь с двойным спутниковым переходом, а также сетчатую связь с одиночным спутниковым переходом. Терминал прозрачной сетчатой сети более сложный, он включает два или более демодулятора, приспособленных к форматам DVB-S2(X) или RCST-TX, определенных в стандарте DVB-RCS2.

- RCST шлюз (GW-RCST). Это RCST с функциями обеспечения SLA, который принимает роль шлюза (GW). GW-RCST обеспечивает пользователям сети наложения доступ к земным сетям. Может быть один GW-RCST, обслуживающий небольшое количество терминалов, или большое количество терминалов. Он включает в себя один RCST, плюс SLA Enforcer и маршрутизатор доступа, но также может включать сервера VoIP-телефонии, серверы ускорения трафика и модули обратной связи. Схема представлена на рисунке 2.8.

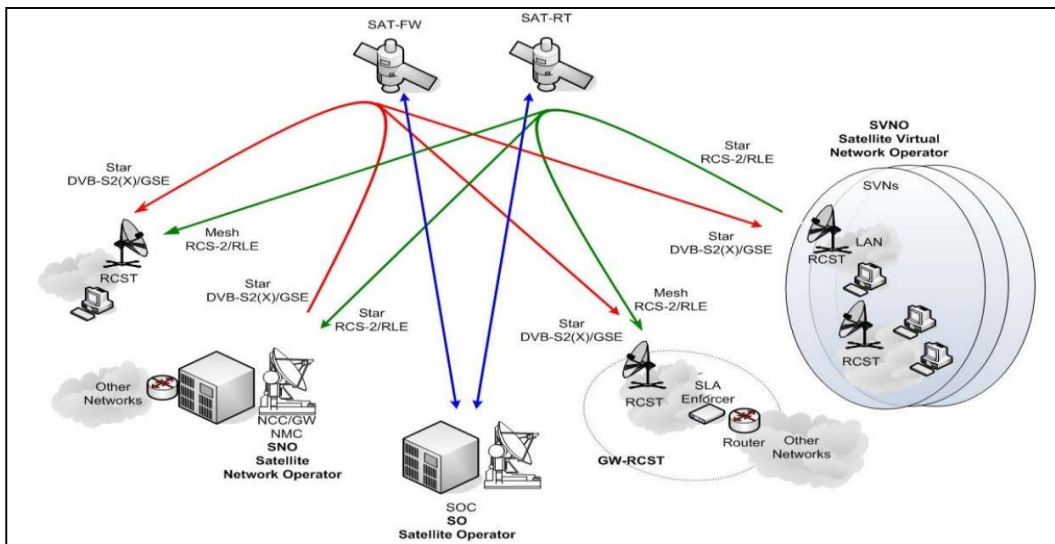


Рис. 2.8. Прозрачная топология сети

Регенеративная топология сети

Регенеративная система интерактивной спутниковой сети DVB-RCS2, поддерживающая сетевую топологию «mesh»:

- **Регенеративный спутник.** Выполняет функции демодуляции, демультимплексирования, декодирования (и, возможно, декапсуляции) на стороне приемника, встроенную коммутацию (на уровне 2 или 3) для многолучевых систем и соответствующие функции передачи после регенерации сигнала. Полезная нагрузка регенеративного спутника включает бортовой процессор (ОВР). Этот ОВР ведет себя как маршрутизатор, коммутатор или мультиплексор в небе для моно- или многолучевых систем. Его функции регенерации позволяют использовать формат радиointерфейса восходящей линии связи (UL), отличный от формата нисходящей линии связи (DL) (за счет демодуляции, декодирования и новых функций модуляции и кодирования и, возможно, деинкапсуляции и новых функций инкапсуляции). Форматы радиointерфейса: DVB-RCS2 TX на восходящем канале и DVB-S2(X) на нисходящем канале, в зависимости от сценария топологии. [13].

- **Станция управления.** Она предоставляет функции управления (NMC) и контроля (NCC) для пользователей спутниковой сети.

- **Шлюзовый регенеративный спутник (GW-RCST).** GW-RCST — это спутниковый терминал, который обеспечивает регенеративным пользователям RCST доступ к земным сетям. Может быть один GW-RCST, обслуживающий небольшое количество терминалов или большое количество. В основном GW-

RCST включает один RCST, плюс SLA Enforcer и маршрутизатор доступа, но также может включать сервера телефонии VoIP, серверы ускорения трафика и модули обратной связи.

- Регенеративные сетчатые терминалы. Регенеративный ячеистый терминал соответствует требованиям стандарта DVB-RCS2, обеспечивая связность ячеистой сети с одним спутниковым переходом.

Схема регенеративной топологии сети представлена на рисунке 2.9.

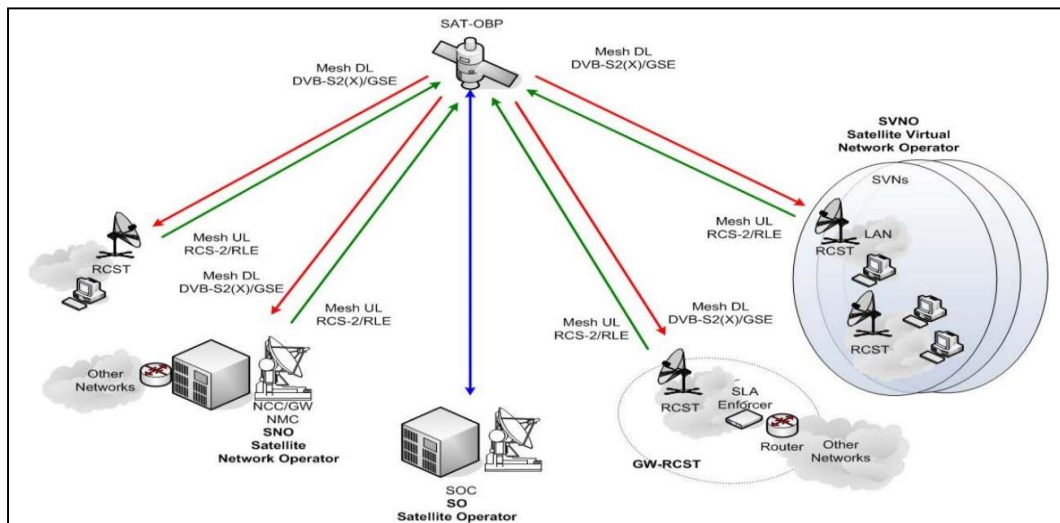


Рис. 2.9. Регенеративная топология сети

Системные роли

Системные роли, рассматриваемые в интерактивной системе DVB-RCS2, представлены в модели, показанной на рисунке 3.3.

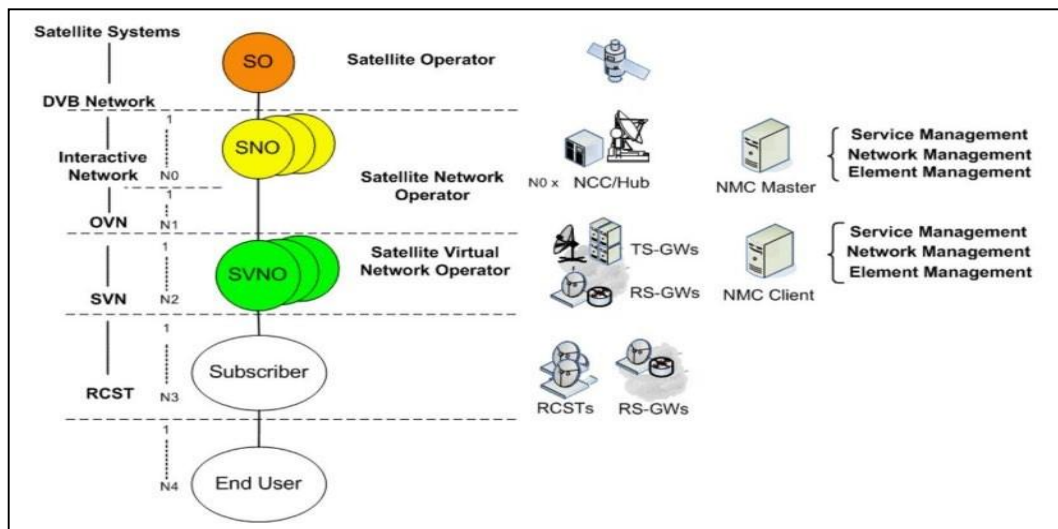


Рис. 2.10. Участники и роли DVB-RCS2

Стандартом протокола описаны следующие системные роли:

1) Спутниковый оператор (SO), который управляет всем спутником и продает емкость на уровне транспондера одному или нескольким SNO.

2) Операторам спутниковых сетей (SNO) назначается один или несколько спутниковых ретрансляторов. Каждому SNO принадлежит один или больше NCC/NMC и настраивает временной/частотный план. Каждый SNO отвечает за один IN, соответствующий одной сети DVB (идентифицируемой Network_ID), контролируя свою пропускную способность. SNO может разделить интерактивную сеть на одну или несколько виртуальных сетей оператора (OVN). Каждая OVN является независимо управляемой сетью более высокого уровня и управляется SVNO. SNO распределяют свои физические и логические ресурсы между OVN. В прозрачной архитектуре SNO владеет TSGW.

3) Операторам спутниковых виртуальных сетей (SVNO) назначается одна или несколько виртуальных сетей операторов (OVN), каждой из которых предоставляются определенные физические и логические ресурсы. Активный RCST может быть членом только одной OVN. Это назначается при входе в сеть DVB-RCS2. Каждому OVN назначается пул номеров SVN, из которых он может выделять адреса SVN-MAC. Концепция SVN используется для логического разделения адресного пространства, контролируемого оператором. SVNO продают услуги подключения своим подписчикам, а для регенеративной архитектуры могут также управлять одним или несколькими RSGW.

4) Абонент (RCST) – это пользовательские станции, с которыми они связываются с SVNO.

5) Конечные пользователи – это конечные субъекты, пользующиеся услугами спутниковой связи, подключенные к интерфейсу LAN ОКПТ.

Моделирование многоспутниковой системы высокоскоростного доступа в Интернет «Скиф»

В работе проведено исследование модели системы спутниковой связи на базе стандарта DVB-RCS2. Модель DVB-RCS2 состоит из линии "вниз" в которой совместно используются цифровые модуляции QPSK, 8-PSK, 16-APSK, 32-APSK - и каскадные коды BCH – LDPC, что позволяет значительно снизить битовые ошибки. Линия "вверх" построена на основе режима многочастотного доступа с разделением по времени (MF-TDMA). Исследованы зависимости вероятностей

битовых ошибок (BER) от отношения сигнал/шум для разных видов модуляции. Модель использована для проектирования адаптивной двусторонней широкополосной спутниковой системы передачи данных для малых космических аппаратов МКА.

Многоспутниковой системы высокоскоростного доступа в интернет «Скиф» построена на базе двухсторонней системы спутниковой связи DVB-RCS2. Уменьшение числа ошибок достигается использованием сигнально-кодовых конструкций стандарта DVB-RCS2 (рис. 2.11).

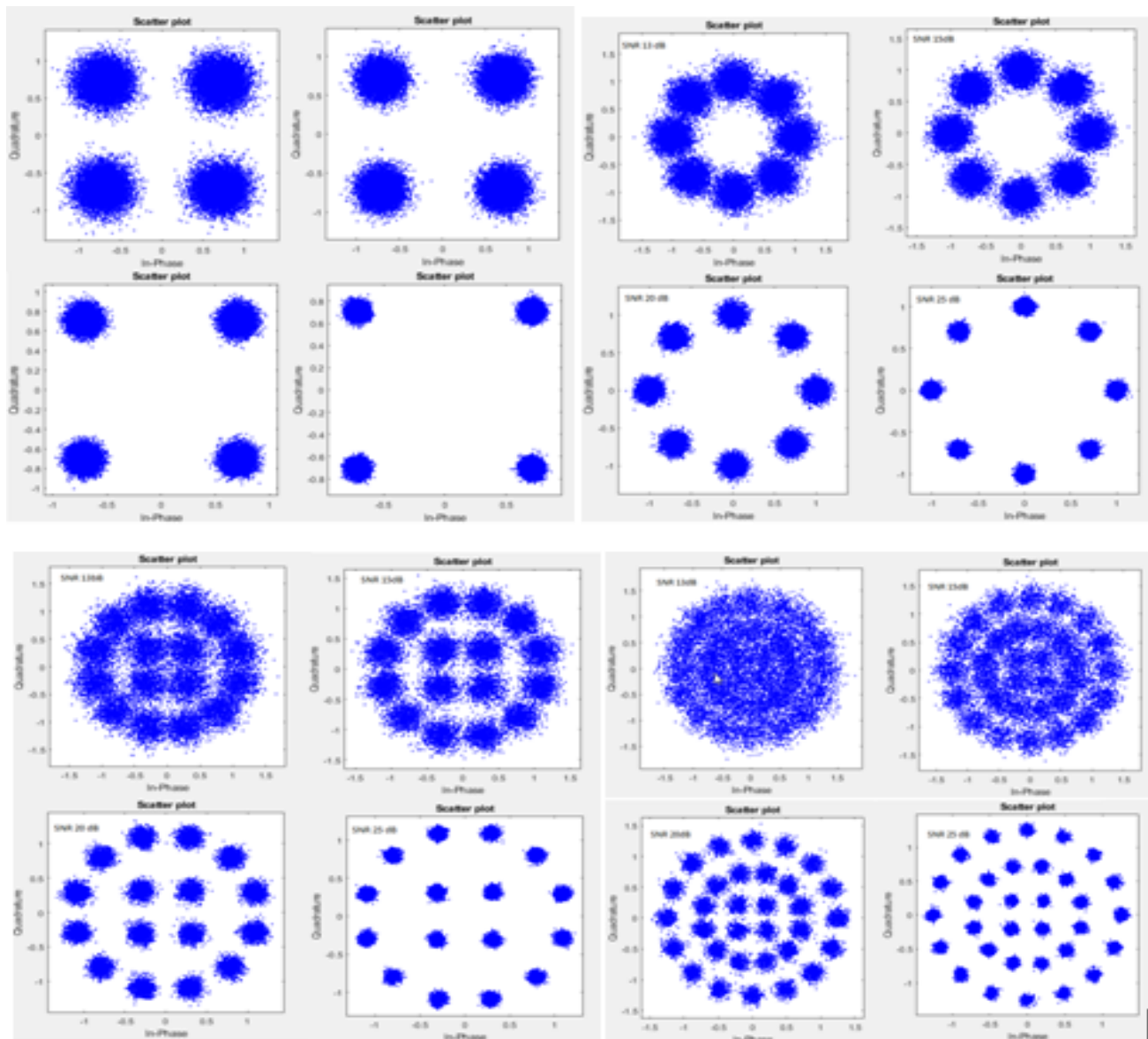


Рис. 2.11. Созвездия QPSK 9/10, 8PSK 9/10, 16APSK 9/10, 32APSK 9/10 для разных SNR

Протокол DVB-RCS2 (Digital Video Broadcasting – Return Channel via Satellite, Second Generation) является передовым стандартом для двусторонней спутниковой связи, разработанным DVB Project. DVB-RCS2 обеспечивает высокоскоростную передачу данных в обоих направлениях и использует множество передовых технологий, таких как модуляция 16APSK и кодирование LDPC, для обеспечения оптимальной производительности связи (рис. 2.12 и 2.13).

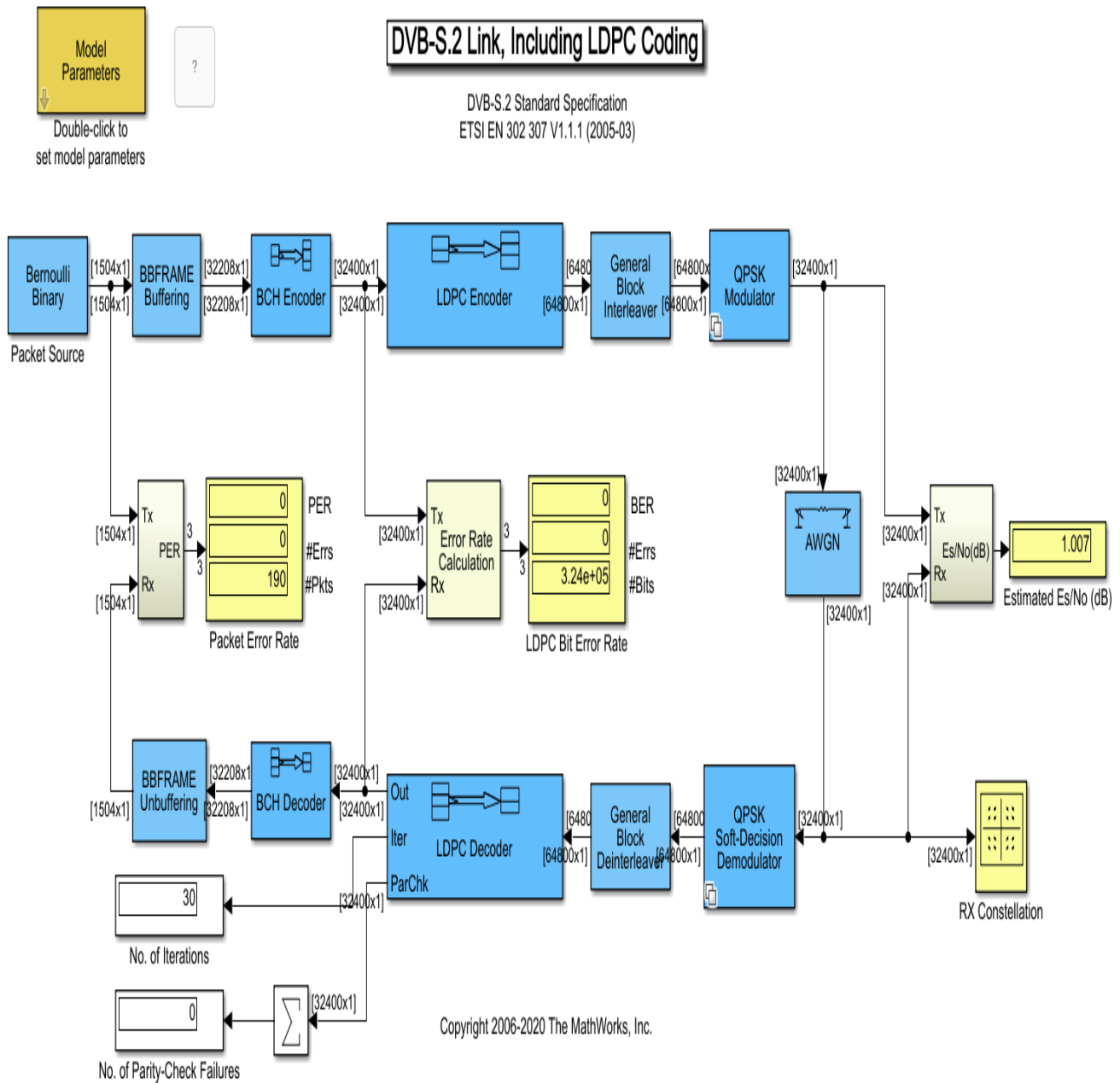


Рис. 2.12. Модель системы спутниковой связи DVB-RCS2, (линия вниз)

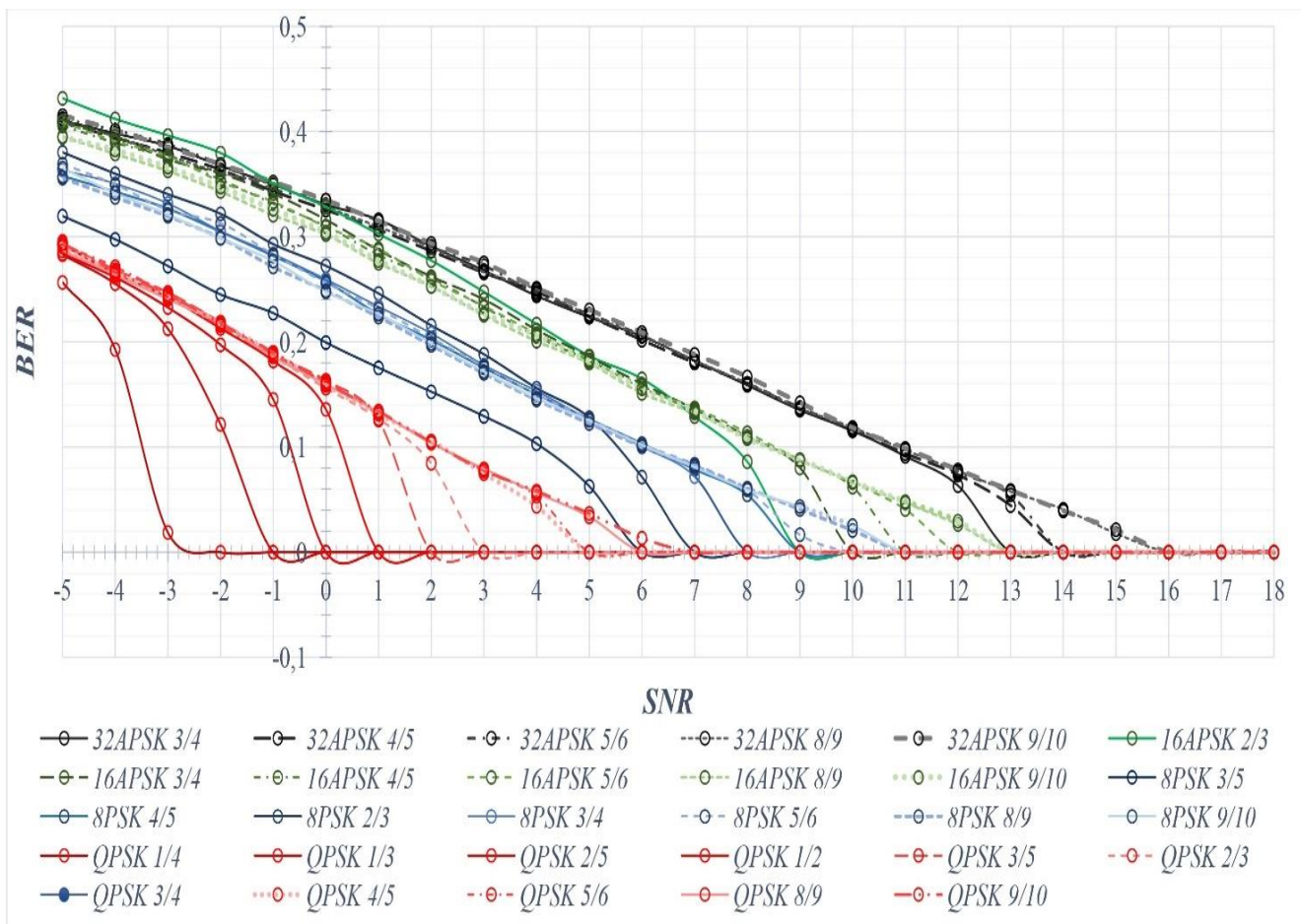


Рис. 3. Зависимость BER от SNR после декодирования LDPC

Для исследования зависимости BER (Bit Error Rate) от SNR (Signal-to- Noise Ratio) в данной системе требуется написать программу, которая реализует следующий алгоритм:

- 1) Создание случайных данных;
- 2) Кодирование данных с помощью LDPC-кода;
- 3) Модуляция;
- 4) Передача данных;
- 5) Демодуляция;
- 6) Декодирование данных;
- 7) Измерение BER от текущего SNR.

Данная программа является инструментом для оценки производительности системы связи при различных условиях передачи сигнала. Она позволяет исследовать, как BER изменяется в зависимости от SNR, что является важным показателем качества связи.

Первым шагом программы является создание случайных данных, которые будут использоваться для передачи. Это позволяет провести симуляцию на реалистичных данных и получить более точные результаты. Затем данные кодируются с использованием LDPC-кода, который обеспечивает надежность передачи и возможность исправления ошибок.

После кодирования происходит модуляция данных. В данной программе используются различные методы модуляции, такие как 8PSK, 16APSK, 32APSK, 64APSK и 128APSK. Каждый из этих методов имеет свои особенности и применяется в зависимости от требований к скорости передачи и уровню шума в канале связи.

Следующий этап – передача данных через канал связи. В данной симуляции вводится имитационный шум, который моделирует влияние шума в реальной системе связи. Это позволяет оценить, какой уровень шума влияет на BER и как снижение SNR влияет на качество передачи.

После передачи данных происходит их демодуляция, то есть восстановление сигнала в исходном виде. Затем декодер применяется для декодирования данных и восстановления исходных битов. Сравнивая декодированные биты с исходными данными, можно определить количество ошибок битов.

Для получения статистически значимой выборки результаты повторяются несколько раз. Это позволяет усреднить результаты и получить более надежную оценку BER при разных уровнях SNR. Наконец, рассчитывается отношение количества ошибок битов к общему числу переданных бит для каждого метода модуляции.

Результаты симуляции представляются на графике, который показывает зависимость BER от SNR для каждого метода модуляции. Этот график является важным инструментом для анализа производительности системы связи и определения оптимальных параметров передачи данных при различных условиях SNR.

Таким образом, данная программа позволяет исследовать и оценивать производительность системы связи, а также принимать обоснованные решения по выбору метода модуляции и оптимальных значений SNR для обеспечения надежной передачи данных. При использовании модуляции более высокого порядка (64APSK и 128APSK), требуется обеспечить большее отношение сигнал-шум на входе приёмной антенны. Увеличение BER может происходить по следующим причинам:

- 1) С увеличением порядка модуляции возрастает сложность кодирования

и декодирования сигнала. Более высокая сложность модуляции может привести к увеличению ошибок в процессе передачи и декодирования данных.

2) Модуляция высшего порядка обычно использует более плотное упаковывание сигнальных точек в созвездии, что делает их более чувствительными к помехам и искажениям канала. Малейшие помехи или искажения могут привести к ошибкам декодирования и, следовательно, к увеличению BER.

3) При использовании модуляции высшего порядка, символы сигнала более плотно упакованы во временной и частотной областях. Это может привести к возникновению межсимвольной интерференции (ISI – Inter-Symbol Interference) при наличии искажений в канале связи. ISI влияет на соседние символы и может привести к ошибочному декодированию и увеличению BER.

Однако стоит отметить, что выбор модуляции высшего порядка также может принести преимущества, такие как более высокая скорость передачи данных или более эффективное использование спектральных ресурсов канала, даже несмотря на возможное увеличение BER. Выбор оптимального метода модуляции зависит от требований конкретного приложения и условий среды передачи данных.

Использование LDPC кодирования помогло повысить помехоустойчивость системы передачи данных. При значении отношения сигнал-шум равном -30 дБ, для разных типов модуляций, BER составляет порядок 10^{-4} . Это означает, что при таком уровне шума каждый четвертый бит может быть искажен или содержать ошибку.

Однако, при добавлении VCH кодирования, уровень ошибок дополнительно снижается. При SNR равном -30 дБ, BER для всех типов модуляций становится порядка 10^{-7} . Это означает, что только каждый десятый миллионный бит может быть искажен или содержать ошибку.

Использование LDPC и VCH кодирования позволяет увеличить надежность передачи данных, уменьшить вероятность ошибок и повысить качество связи при неблагоприятных условиях передачи или низком уровне сигнал-шума.

Возможным решением уменьшения BER при использовании модуляций высокого порядка может быть использование антенных решёток с большим числом элементов. Увеличение числа элементов в антенной решетке позволяет более эффективно использовать пространственное разделение каналов (SDMA) и повысить пропускную способность канала.

ГЛАВА 3. МНОГОСПУТНИКОВАЯ СИСТЕМА ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ «МАРАФОН-ИОТ»

Марафон-Иот – многоспутниковая система связи, предназначенная для передачи телеметрической информации в диапазонах ISM и S. Данная система находится в разработке. Планируемая группировка – 264 спутника на низкой околоземной орбите (НОО) 750км. Эта система может применяться для экологического мониторинга, отслеживания параметров почв и воздуха для сельского хозяйства, принимать сигналы АЗН-В с воздушных судов и т.д.

На рисунке 3.1 представлен внешний космического аппарата (КА) «Марафон»

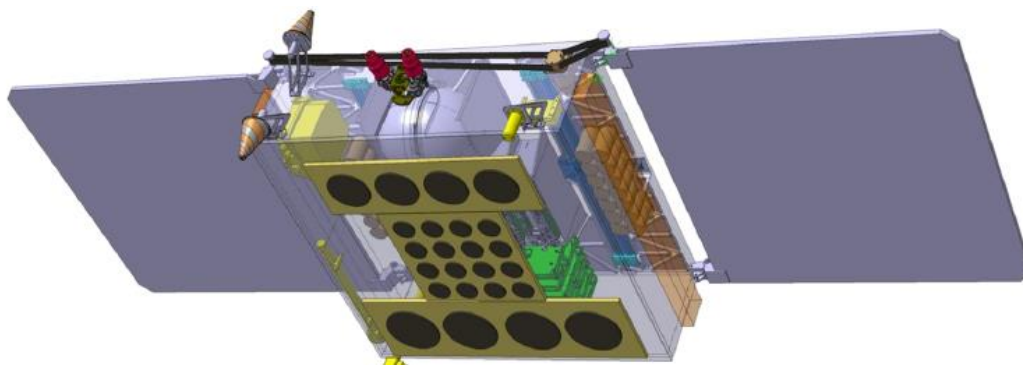


Рис. 3.1. Внешний вид КА «Марафон»

В состав КА «Марафон» входят солнечные батареи и аккумуляторы для электропитания аппарата; двигатели, осуществляющие стабилизацию и ориентацию аппарата; система управления; модуль полезной нагрузки, содержащий системы передачи телеметрической информации LPWAN в диапазонах S и ISM, систему приема АЗН-В и другие возможные системы. В таблице 3.1 представлены планируемые характеристики системы «Марафон-Иот».

Таблица 3.1 – Планируемые характеристики системы «Марафон-Иот».

Тип орбиты	Круговая
Количество аппаратов в орбитальной группировке	264 (в том числе 12 резервных аппаратов)
Высота орбиты, км	750
Количество орбитальных плоскостей	12
Наклонение орбитальных плоскостей	87,2°
Продолжительность витка	5984,76 с

Максимальная продолжительность тени	35 минут
Масса космического аппарата, кг	50
Масса полезной нагрузки, кг	15
Мощность, выделяемая для полезной нагрузки, Вт	75
Конструктивное исполнение	Негерметичное
Система терморегулирования	Пассивная, тепловые трубы
Тип ориентации	Трехосная активная
Габаритные размеры в стартовом положении, мм	750x750x325
Срок активного существования космического аппарата, лет	4-5 (с доведением до 7)
Стоимость серийного космического аппарата на заводе-изготовителе	Не более 35 млн. руб.

«Марафон IoT» предоставляет ресурс для организации услуги передачи данных, на основе которой формируются многочисленные сервисы для конечных пользователей с учетом синергии услуг и сервисов с иными информационными системами [6 – 8].

Многоспутниковая система передачи данных «Марафон IoT» находится в стадии проектирования, на данный момент выполнены этапы технического предложения и эскизный проект.

Примеры услуг с использованием целевой функции МСПД «Марафон IoT»:

Автотранспорт, морские и речные суда, железнодорожные перевозки

Абонентское устройство «Марафон IoT» в совокупности с датчиком физических величин (температура, влажность и т.п.) и приемник ГЛОНАСС (навигационная система). Информация с абонентского устройства (АУ) пакетами транслируется через КА «Марафон IoT» на РСС. Информация обрабатывается на сервере приложений региональной станции сопряжения (РСС) для формирования конечного сервиса, который транслируется по наземным каналам абонентам.

Экология и охрана природных ресурсов

Абонентское устройство «Марафон IoT» с датчиками загрязнения атмосферного воздуха или водных ресурсов. Информация передается по расписанию и транслируется через КА на РСС. Затем в по наземным каналам поступает в диспетчерский центр. При превышении экологических норм происходит аварийное включение АУ, сигнал транслируется в региональный ситуационный центр МЧС и в диспетчерский центр.

Чрезвычайные ситуации

Абонентское устройство «Марафон IoT», совмещенное с датчиком задымления. Каждому АУ предписаны координаты и при срабатывании датчика информация транслируется в региональный центр МЧС, а также по согласованию выдается возможность подключения спутника дистанционного зондирования земли, что дает возможность получить дополнительные данные.

Сельское хозяйство

Абонентское устройство «Марафон IoT» сопрягается с датчиками влажности почвы, температуры и прочее. Подается команда полива по программе или индивидуально, и информация с определенным циклом транслируется через КА на сервер приложений РСС и далее поступает по наземным каналам заказчику.

Дополнительные опциональные функции «Марафон IoT»:

- Глобальный сбор данных АЗН-В воздушных судов;

Воздушные суда, оснащенные аппаратурой АЗН-В, с высокой периодичностью излучают сигналы с определенной частотой. Эти сигналы принимаются КА системы «Марафон IoT», и передаются (после обработки и регенерации на борту) на РСС, затем транслируются по наземным каналам на сервер приложения оператора, где информация обрабатывается и визуализируется в виде удобном для потребителей сервиса. Зона обслуживания одной РСС примерно несколько тысяч километров в диаметре.

- Глобальный сбор данных АИС морских и речных судов;

Морские суда, оснащенные аппаратурой АИС (автоматическая идентификационная система), с высокой периодичностью излучают сигналы. Эти сигналы принимаются КА системы «Марафон IoT», и передаются (после обработки) на РСС, затем транслируются по наземным каналам на сервер приложения оператора, где информация обрабатывается и визуализируется в виде удобном для потребителей сервиса. Зона обслуживания одной РСС примерно несколько тысяч километров в диаметре.

Исходя из полученных данных можно сделать вывод, что для покрытия всей суши необходимо около 25 РСС.

Реализация перечисленных функций в МСПД «Марафон IoT» подлежит уточнению на последующих этапах комплексного проектирования системы с учётом приоритетности и экономической целесообразности.

Технологии интернета вещей востребованы на территориях, которые не обеспечены надежным покрытием наземными телекоммуникациями. Подключать к

Сети объектов независимо от их местоположения позволяют спутниковые технологии.

Космические проекты, ориентированные на рынок интернета вещей, уже разрабатываются в ряде стран.

Для наглядного представления на рисунке 3.2 приведена структурная схема системы «Марафон IoT».

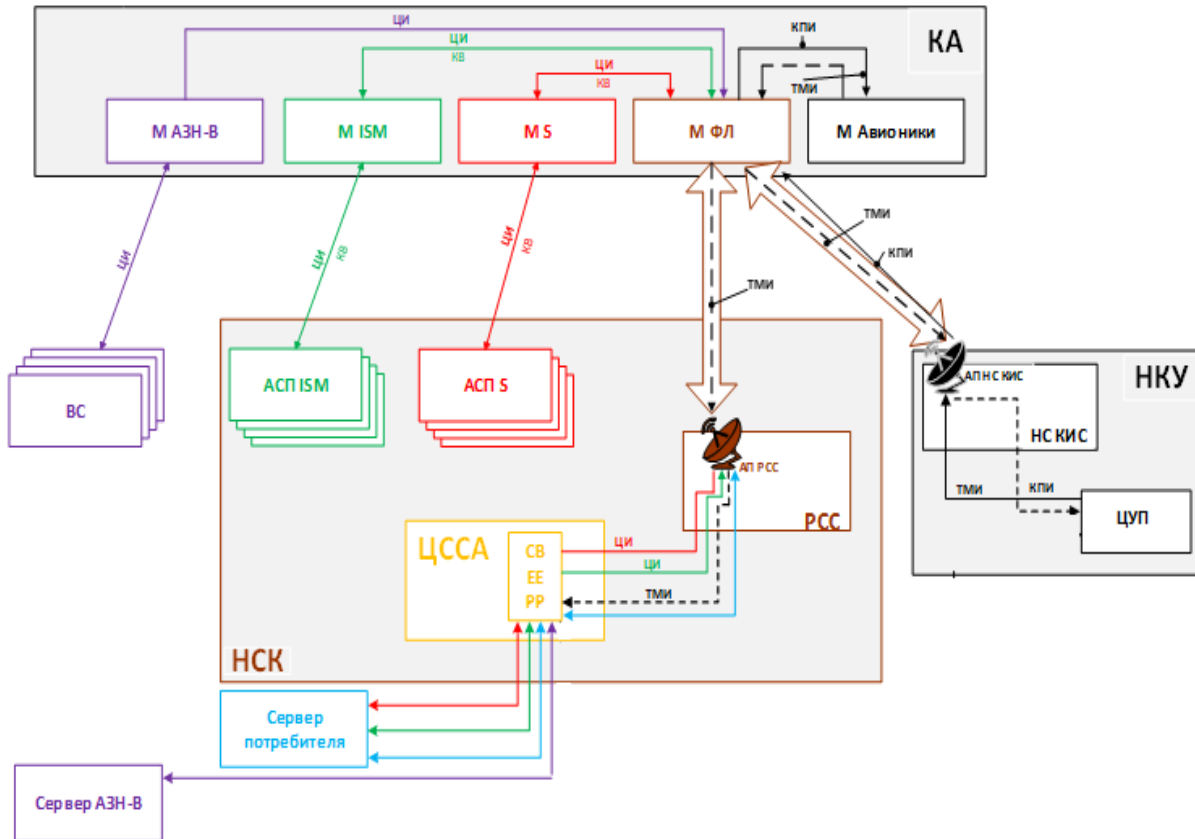


Рис. 3.2. Структурная схема сети «Марафона IoT»

Целевая информация от воздушных судов (BC), абонентских средств потребителей ISM и S (АСП ISM и АСП S) передается по выделенной полосе частот на КА.

На космическом аппарате располагаются:

- модули АЗН-В, которые предназначены для приема и обработки сигналов содержащих информацию о воздушных судах,
- модули ISM, модули S, принимающие сигналы ISM и S диапазонов;
- модуль Авионики, отвечающий за управлением КА;
- модуль фидерной линии (М ФЛ), общим потоком передает информацию с разных модулей на РСС и наземный комплекс управления (НКУ).

Фидерная линия предназначена для взаимодействия спутника с РСС и НКУ. Энергетическая оценка фидерной радиолинии показывает, что в составе РСС и НКУ могут быть применены относительно дешевые полноповоротные антенные системы с диаметром зеркала около 1 м.

Предполагается, что РСС будет выполнять функцию сопряжения между космическими шлюзами и центром системы связи аналитическим (ЦССА).

Обработка и хранение информации осуществляется через центры обработки данных, что и будет выполняться в ЦССА.

Далее информация передается на сервер потребителей.

Данные, идущие на НКУ – это телеметрическая информация по состоянию всех приборов на КА. НКУ осуществляет управление космическим аппаратом.

Технологии LPWAN и возможность их адаптации к спутниковой системе

Реализация наземных технологий LPWAN в спутниковых системах без модификаций невозможна. Поэтому для решения задач, связанных с адаптацией наземных технологий необходимо рассмотреть проблемы, которые могут возникнуть при их применении.

1. Внешние воздействующие факторы, которые влияют на электронную компонентную базу. Одним из основных факторов является высокий уровень радиации (при увеличении высоты орбиты увеличивается и радиация). Следовательно, необходимо применять радиационно-стойкую и термоустойчивую защиту от внешних воздействий.

2. При уменьшении угла места увеличивается наклонная дальность, поэтому при возрастании дальности связи необходимо увеличивать количество спутников, находящихся в данной группировке и уменьшать скорость канала, чтобы повышать энергетику.

3. Так как спутники двигаются с высокой скоростью (средняя скорость равна 7,6 км/с) относительно абонентского оборудования, то возникает эффект Доплера.

4. Сеть LPWAN использует радиочастоты ISM-диапазона, которые по международной Таблице распределения радиочастот для использования в спутниковых системах связи на линии «Космос-Земля» не предусмотрены. Это

существенно влияет на функционирование спутникового IoT, так как не возможности поддержания двусторонней передачи данных.

Для решения указанных проблем необходимо исследовать свойства и характеристики LPWAN технологий, которые влияют на определение количества спутников, которые будут учувствовать в орбитальной группировке.

Протоколы «Интернета вещей»

LoRaWAN

Технология LoRa обычно отвечает за физический уровень сети передачи данных между конечным устройством и шлюзом LoRa, которая может применяться с различными наборами протоколов верхних уровней.

К преимуществам данной технологии относится высокая помехозащищенность, при которой передача информации может надежно передаваться (отношение сигнал/шум равно минус 20 дБ при высоком коэффициенте расширения спектра SF12). Но необходимо учитывать, что при увеличении параметра SF (коэффициент расширения спектра) скорость передачи данных уменьшается, а время пребывания в эфире возрастает (приводит к быстрому износу батареи). Поэтому оптимальный режим работы требуется выбирать в зависимости от задачи использования.

При появлении эффекта Доплера наличие частотной избыточности широкополосного сигнала приводит к устойчивости технологии LoRa.

SigFox

Зарубежная технология SigFox применяет множество узких каналов на линии «вверх» для получения высокой энергетики радиоканалов. Таким образом пропускная способность канала менее 100 бит/с, но таких каналов большое количество (может достигать сотни). На линии «вниз» используется более широкая полоса частот. Так как устройство абонента обладает низкой чувствительностью к изменению частоты, то при движении абонента появляется эффект Доплера, тогда данная технология становится не пригодной [14,15]. Поэтому работа при подвижном абоненте требует формирования сложных способов вычисления частот передачи и приема, а именно определение координат станций и абонента.

XNB

Технология XNB разработана российской компанией и предназначена для обмена данными на больших территориях. Протокол XNB использует

узкополосные сигналы и высокую энергетику на бит информации, что дает возможность обеспечивать высокую помехоустойчивость. Передает сигналы на частоте 868,8 МГц, работает на физическом уровне для передачи сигнала и использует модуляцию DBPSK. Отмечена высокая проникающая способность сигнала.

Протокол XNB использует зарубежные компоненты и являются проприетарными технологиями, что является одной из причин не рассматривать их в качестве адаптации к спутниковой системе.

Weightless-P

Зарубежная узкополосная технология Weightless-P предназначена для пользования на частотах ISM- диапазона.

Предусматривает расширение спектра для максимальной битовой скорости с FEC (канальное кодирование) равным 1/2. Отношение сигнал/шум равно минус 4,5 дБ дает возможность принимать и передавать сигналы ниже уровня шумов.

В технологии использована квадратурная модуляция со сдвигом OQPSK. Множественный доступ с временным разделением каналов позволяет использовать один канал нескольким устройствам, с частотным разделением – работать нескольким устройствам в разных частотных диапазонах, используя синхронный режим.

Для проведения сравнительного анализа представлена таблица 3.2 с параметрами исследуемых протоколов.

Таблица 3.2 – Технические характеристики технологий LPWAN

Параметры	Протоколы			
	Lora	Sigfox	Weightless P	XNB
Частота, МГц	868,8	868,8	169; 433; 470;780;868; 915; 923	868,8
Ширина полосы пропускания, кГц	Широкополосный 125; 250;500	Узкополосный 1,5	Узкополосный 12,5	Узкополосный 0,1
Метод модуляции	ЛЧМ, GFSK, Lora	DBPSK	FDMA/TDMA OQPSK	DBPSK
Максимальный пакет, байт	255	28	255	Нет данных

Скорость, кбит/с	0,3-50	0,1	0,2-100	0,05-5
Дальность, км	До 3 км в городе; до 40 км вне города	До 10 км в городе; до 50 км вне города	До 2 км в городе	До 10 км в городе
Безопасность	AES на уровне сети и уровне приложений	AES с закрытым ключом	Нет данных	По ГОСТу, AES
Стандарт	Открытый, кроме чипов	Проприетарны й, кроме конечных устройств и чипов	Открытый	Проприетарн ый
Сигнал/шум, дБ	До минус 20	До 6	До минус 4.5	Нет данных
Чувствительност ь приемника, дБм	Минус 149	Минус 126	Минус 128	Минус 150
Помехоустойчив ость	Работа при SNR больше минус 20 дБ	Нет данных	Нет данных	Нет данных
Синхронизация	Асинхронный режим	Асинхронный режим	Синхронный режим	Нет данных
Мощность передающего сигнала, мВт	До 25 мВт	До 25 мВт	До 25 мВт	До 25 мВт
Стоимость БС, руб.	61675	173300	Нет данных	86650
Бюджет канала связи, дБм	168	Нет данных	Нет данных	174

Анализируя данные технологии, можно сделать вывод, что для спутниковой системы IoT наиболее подходящей технологией является LoRa, так как она имеет высокую устойчивость к эффекту Доплера. Так же данная технология обладает хорошей помехоустойчивостью, что связано с отношением сигнал/шум. Кроме того, имея высокую чувствительность, LoRa обеспечивает высокую устойчивость связи. Исходя из уровней проприетарности сетей LPWAN, данный протокол является открытым и доступными для применения. Оконечные устройства, базовые станции (БС), бесплатные серверные и клиентские программные обеспечения на основе технологии LoRaWAN производят в компании «Вега-Абсолют». Оборудование «Вега-Абсолют» реализованы в соответствии со спецификацией

Lora Alliance, что позволяет совмещать со всеми LoRaWAN сетями и приборами других производителей.

Сети LoRaWAN в спутниковой передаче данных

Технология передачи данных LoRaWAN состоит из следующих элементов: конечное устройство, шлюзы, сетевой сервер и сервер приложений.

Конечное устройство – оборудование, предназначенное для измерения и управления.

Шлюз – принимает и обрабатывает принятый сигнал от конечных устройств в каналах связи.

Сетевой сервер – служит для управления сетью, позволяет адаптировать и оптимизировать скорости передачи данных для конечных устройств, а также хранит и обрабатывает принятые данные.

Сервер приложений – цифровые станции, которые контролируют конечные устройства.

Структура сети наземной LoRaWAN представлена на рисунке 3.3.

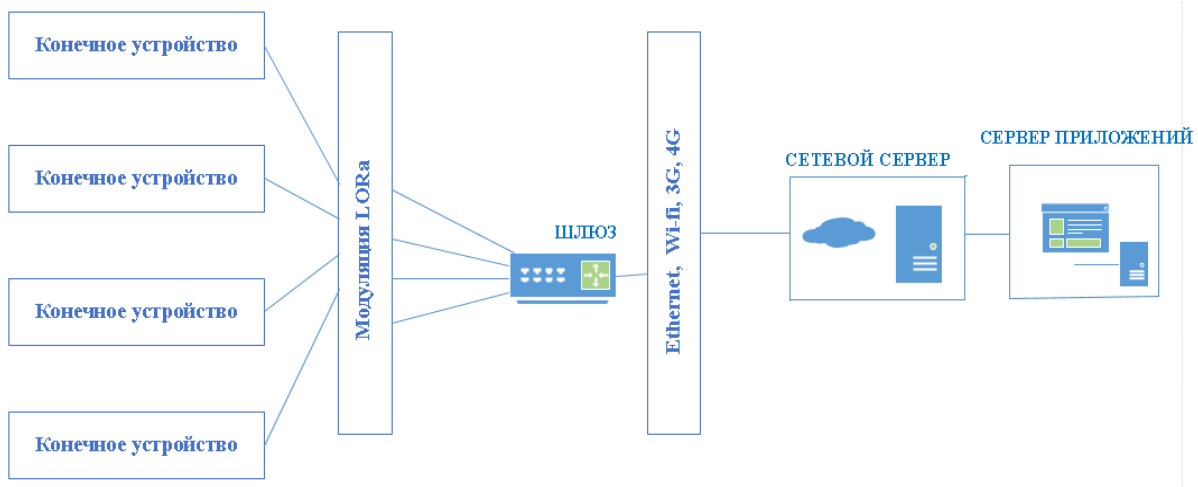


Рис. 3.3. Структура типовой наземной сети LoRaWAN

Для данной исследовательской работы необходимо проверить функционирование наземной сети в космическом пространстве. Для этого шлюз LoRaWAN остается на Земле, а конечное устройство (абонентское устройство) устанавливается в состав российского сегмента на Международной Космической Станции, и структура сети приобретает вид, представленный на рисунке 3.4.

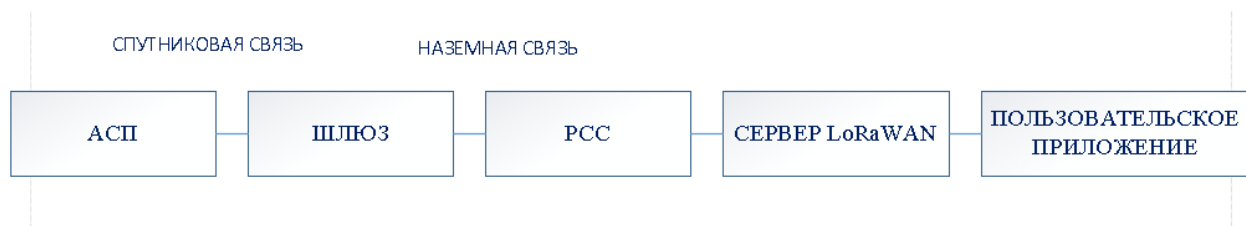


Рис. 3.4 – Проектная структура сети LoRaWAN с использованием космического сегмента

В дополнение к составным частям системы, обеспечивающим базовый функционал сети:

- абонентским средствам потребителей;
- шлюзу;
- сетевому серверу;
- пользовательским приложениям;

Требуется организовывать обмен данными (сопряжения) между сервером LoRaWAN и АСП посредством радиолинии. Такие задачи в МСПД возложены на региональные станции сопряжения.

Основным условием корректного функционирования сети LoRaWAN, обусловленного стеком протоколов, является поддержание постоянного контакта между АСП и сетевым сервером.

Система передачи телеметрической информации LoRaWAN

LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) - это протокол передачи данных для беспроводных сетей с большой дальностью действия и низким энергопотреблением, который широко применяется для передачи телеметрических данных.

Структурная схема защищенной системы передачи телеметрической информации LoRaWAN включает следующие компоненты:

1. Устройства (end-devices): Это телеметрические устройства, такие как датчики, датчики температуры, датчики влажности и другие устройства, которые собирают данные. Они работают на батарейках и обладают низким энергопотреблением.

2. Шлюзы (gateways): Шлюзы служат для сбора данных от устройств и передачи их в сеть. Они работают на основе радиокommunikации, принимая данные от устройств и передавая их на сервер через интернет.

3. Сетевой сервер (Network Server): Сетевой сервер отвечает за управление сетью LoRaWAN. Он обрабатывает данные, полученные от шлюзов, и управляет их передачей между устройствами и приложениями.

4. Приложения (Applications): Приложения являются конечными получателями данных и обрабатывают их в соответствии с требованиями пользователя. Например, приложение может анализировать данные, создавать отчеты или отправлять оповещения.

Алгоритмы модуляции LoRa

Модуляция LoRa является подвидом линейной частотной модуляции (ЛЧМ). Каждый символ кодируется циклическим сдвигом чирпа (гармонического сигнала с линейно изменяющейся частотой) во времени. Разность между максимальной и минимальной частотами ЛЧМ-сигнала равна полосе пропускания канала. На рисунке 3.5 представлен ЛЧМ-сигнал во временной области.

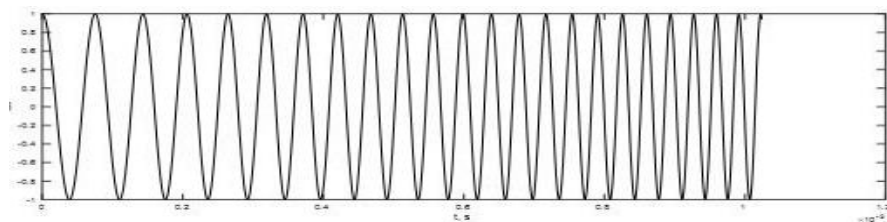


Рис. 3.5. ЛЧМ сигнал

На рисунке 3.6 представлен спектр одиночного сигнала без циклического сдвига частоты.

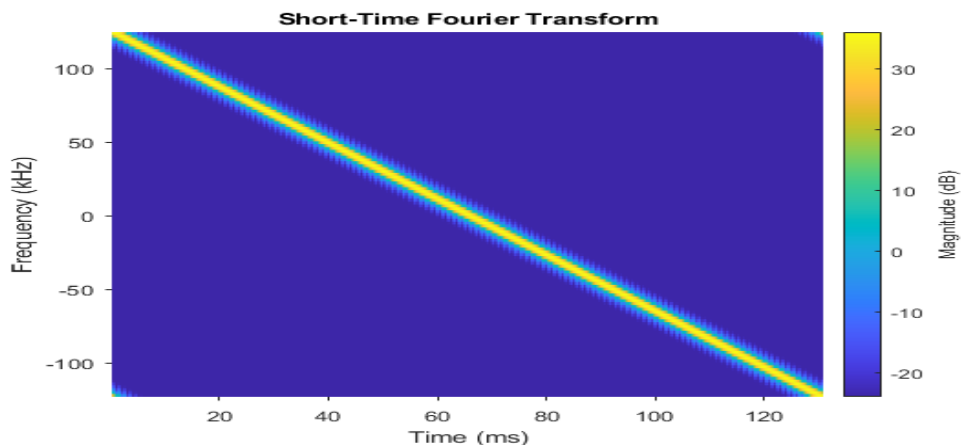


Рис. 3.6. Спектр ЛЧМ сигнала

На спектрограмме видно линейное возрастание частоты от -125 кГц до 125 кГц, что соответствует полосе пропускания 250 кГц. Центральной частотой является частота несущей.

Параметрами LoRa-модуляции являются полоса пропускания и коэффициент расширения SF. Коэффициент расширения определяет число N бит в одном символе: $N = 2^{SF}$, также от величины SF зависит длительность изменения частоты, чем больше SF, тем дольше частота возрастает от минимальной до максимальной.

Чирпы могут быть возрастающими (UpChirps) и убывающими (DownChirps). Возрастающие чирпы используются в преамбуле для синхронизации (10 чирпов без сдвигов) и для переноса полезной нагрузки (там уже применяется сдвиг для кодирования символа). Убывающие чирпы используются в начальном ограничителе кадра (Start of Frame Delimiter, SFD), начальный ограничитель кадра представляет собой 2 убывающих чирпа без сдвига по частоте. На рисунке 3.7 представлена спектрограмма кадра LoRaWAN.

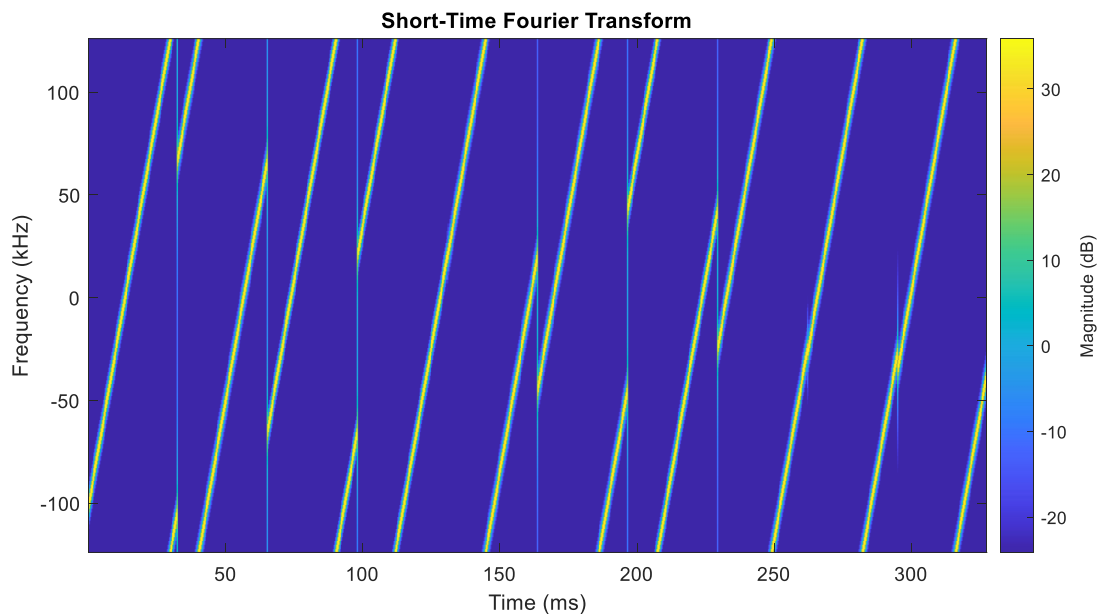


Рис. 3.7. Спектрограмма кадра

Для исследования помехоустойчивости модуляции LoRa была сделана MATLAB-модель, реализующая модуляцию, имитацию каналов с помехами и отражениями, демодуляцию и расчет битовой вероятности ошибки.

На рисунке 3.8 представлены спектрограммы последовательности из 10 случайных чирпов с различными коэффициентами расширения.

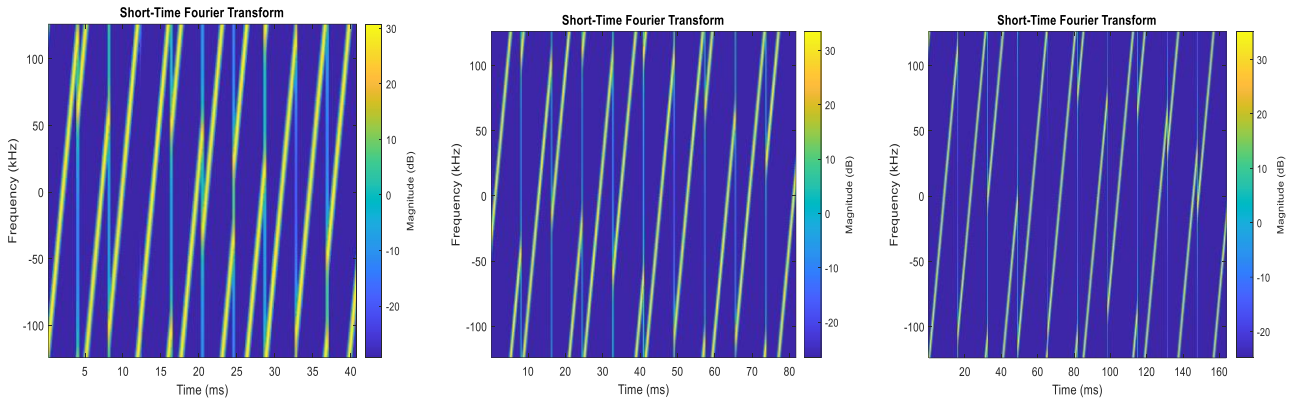


Рис. 3.8. Спектр ЛЧМ-сигнала LoRa при коэффициентах расширения SF - 10,11,12

На данных спектрограммах видно изменение длительности чирпа в зависимости от коэффициента расширения. Чем выше коэффициент расширения, тем больший промежуток времени занимает один чирп.

На рисунке 3.8 представлен фрагмент листинга программы, который производит расчет значения BER для различных видов каналов передачи. Полный листинг находится в приложении В.

В ходе исследования были получены водопадоподобные кривые помехоустойчивости сигнала с LoRa-модуляцией с различными SF. Данные кривые представлены на рисунках 3.9 - 3.12.

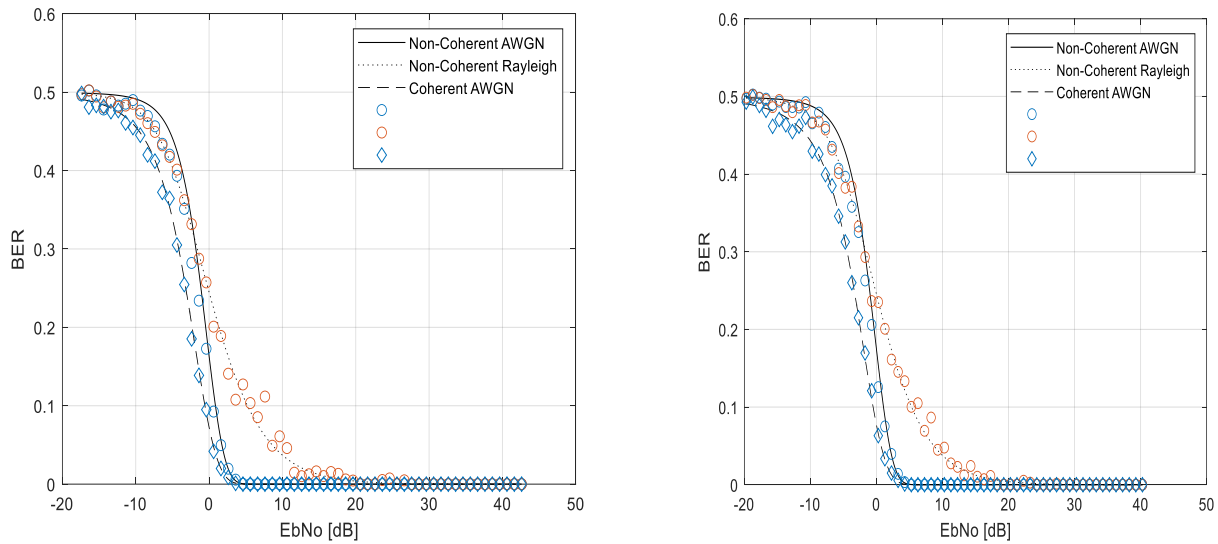


Рис. 3.9. Зависимость BER от отношения E_b/N_0 при коэффициенте расширения SF - 5 и 6 (слева на право)

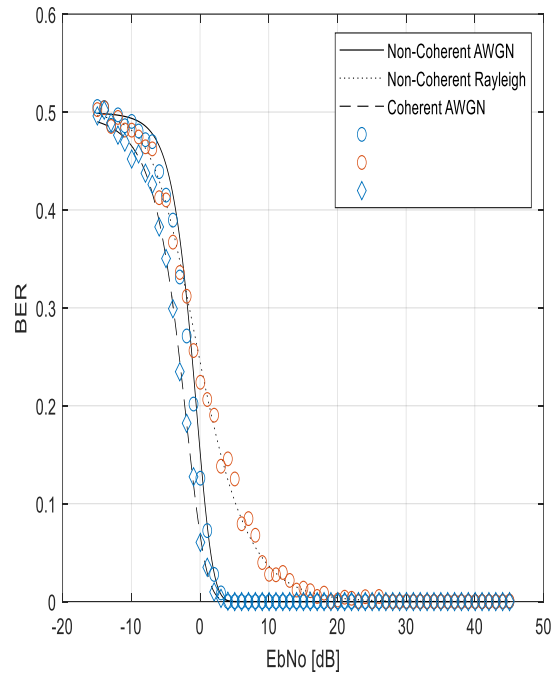
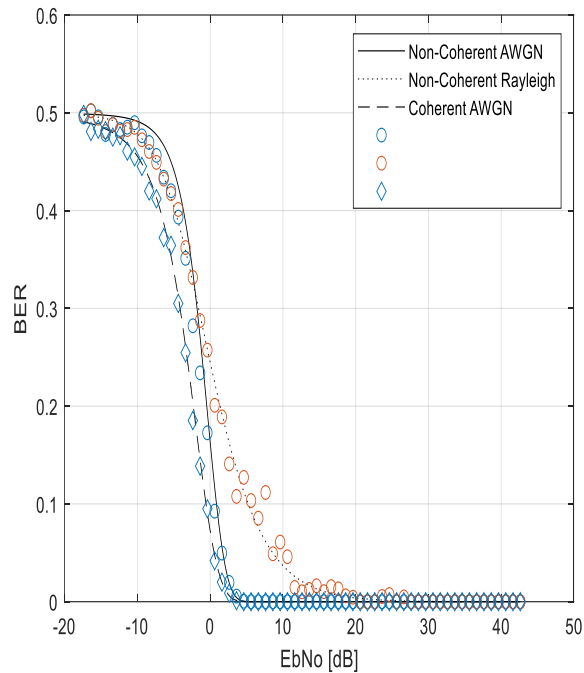


Рис. 3.10. Зависимость BER от отношения E_b/N_0 при коэффициенте расширения $SF=7$ и 8 (слева на право)

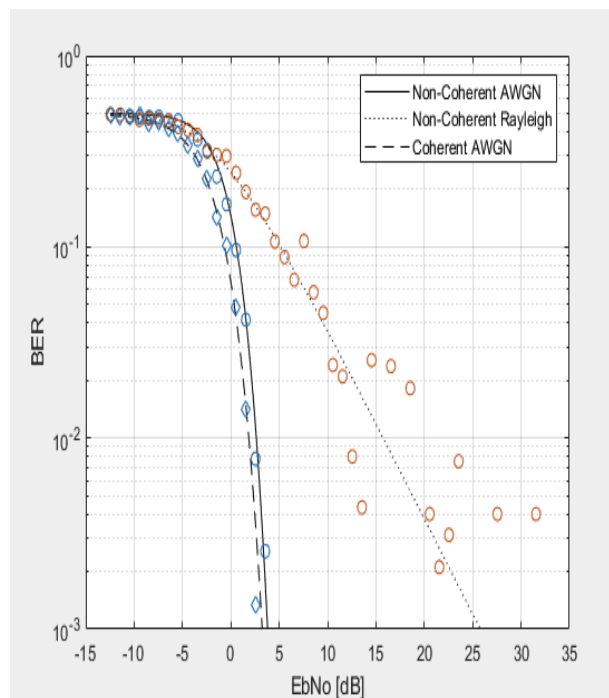
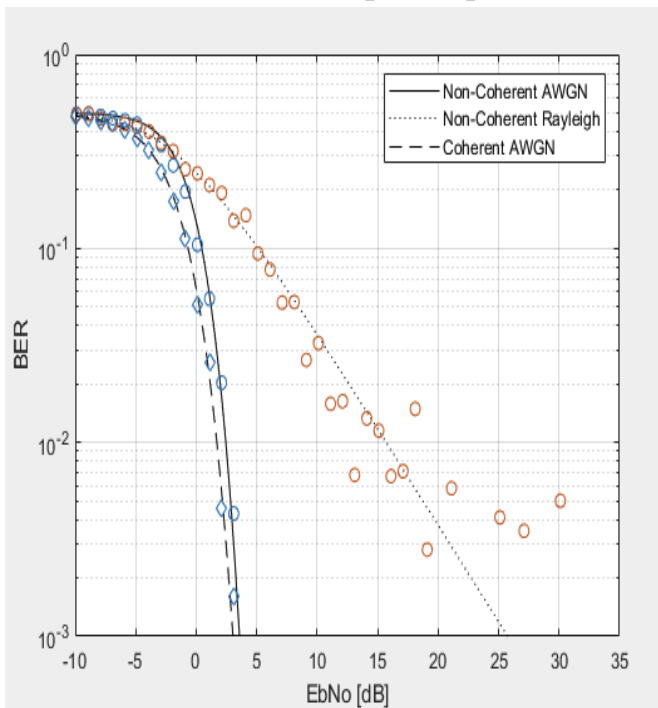


Рис. 3.11. Зависимость BER от отношения E_b/N_0 при коэффициенте расширения $SF=9$ и 10 (слева на право)

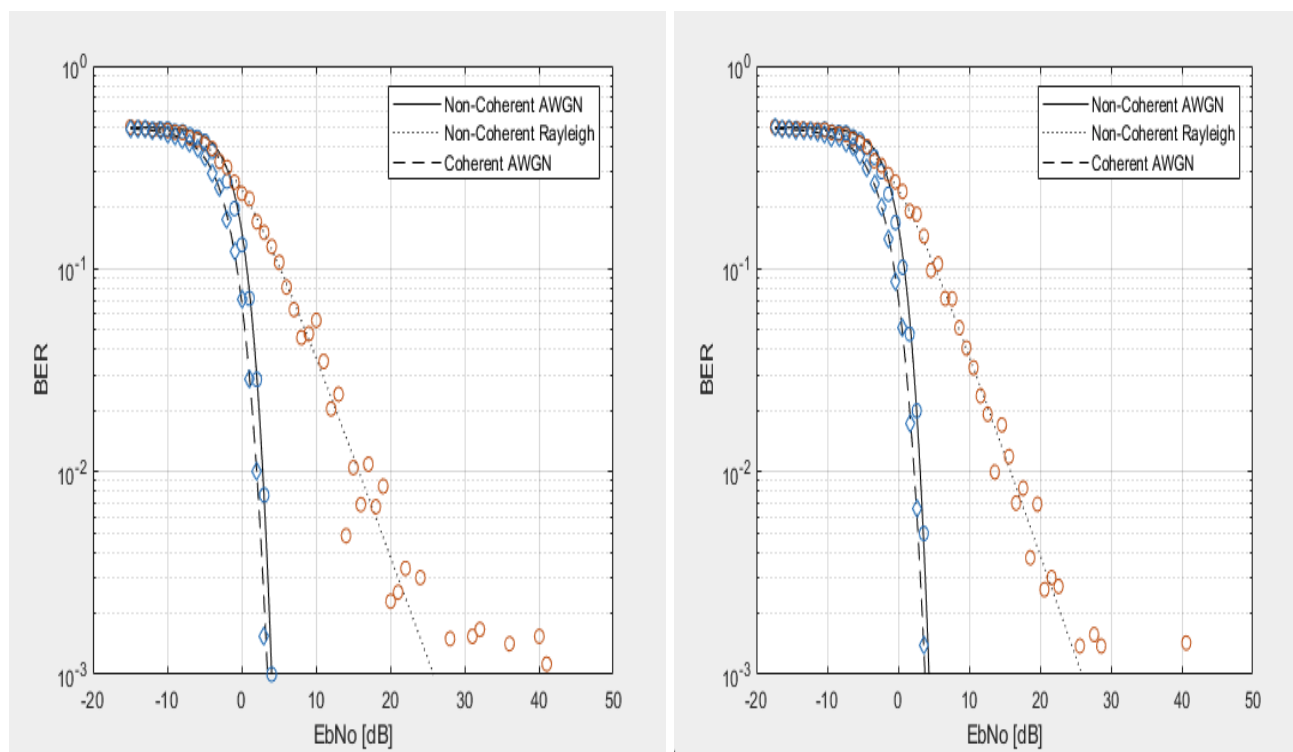


Рис. 3.12. Зависимость BER от отношения E_b/N_0 при коэффициенте расширения SF=11 и 12 (слева на право)

На графиках выше маркерами обозначены результаты численной симуляции, а сплошной и пунктирными линиями – теоретические кривые помехоустойчивости LoRa-модуляции. На графиках заметно, что с ростом коэффициента расширения улучшается помехоустойчивость, а также результаты численной симуляции приближаются к теоретическим кривым помехоустойчивости.

Был проведен обзор технологии LoRaWAN. Разработана модель для исследования LoRa-модуляции, данная модель позволяет исследовать помехоустойчивость LoRa-модулятора. Однако, данная модель обладает существенным недостатком – при больших длинах пакета, больших коэффициентах расширения вычисления занимают существенное время, вплоть до нескольких суток. Полученные результаты численного моделирования несколько отличались от теоретических кривых из-за ограничений по времени вычисления. В результате моделирования, получено что при отношении энергии бита к спектральной плотности шума 0 дБ модуляция LoRa имеет битовую вероятность ошибки менее 0,1, и система связи сохраняет работоспособность при использовании помехоустойчивого кодирования.

Было проведено исследование наземных технологий LPWAN и возможность их адаптации для использования в низкоорбитальных спутниковых системах с предоставлением услуги «интернета вещей». В частности, были получены следующие результаты:

- Проанализирован мировой рынок IoT, который показывает, что одним из способов передачи информации, в которых требуются низкие скорости, могут служить спутниковые технологии, однако проблемой для роста спутникового сегмента могут стать высокие ценовые показатели при разворачивании сети.

- Анализ существующих наземных протоколов технологий LPWAN, показывает, что для спутниковой системы IoT наиболее подходящей технологией является LoRa, так как она имеет высокую устойчивость к эффекту Доплера. Так же данная технология обладает хорошей помехоустойчивостью, что связано с отношением сигнал/шум.

- Произведен расчет энергетического бюджета радиолинии. Результатом является определение необходимых радиотехнических параметров наземного оборудования (базовые станции), которое позволит обеспечить прием сигналов с абонентского оборудования на РС МКС, его однозначное демодулирование и декодирование.

- Разработана методика проведения экспериментальной отработки предоставления услуги «интернета вещей»

Результаты данной работы могут найти свое применение в проектировании МСПД «Марафон-IoT», разрабатываемое предприятием АО «ИСС», а также применяются в программе целевой работы (ЦР) «Космос-IoT» и в основных методических положениях (ОМП) по ЦР.

ГЛАВА 4. СИСТЕМА СВЯЗИ ДЛЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ НА ВЫСОКОЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ ОРБИТЕ

Орбитой называется некоторая траектория, по которой движется КА или другой космический объект относительно Земли под действием силы притяжения. Каждый тип орбиты определяется собственным набором параметров.

Ниже рассмотрены основные параметры, которые определяют виды орбит [9, 10].

- Высота – расстояние спутника над центром Земли, обычно высота определяется из расстояния до поверхности Земли и плюс радиус планеты;
- Орбитальная скорость – в случае с круговыми орбитами она всегда одинакова, в случае с эллиптическими орбитами скорость движения спутника меняется в зависимости от местоположения на орбите, и достигает наибольшего значения в максимальном приближении к Земле;
- Угол подъема – угол, под которым спутник располагается над линией горизонта;
- Угол наклона орбитальной плоскости – это угол между экваториальной плоскостью Земли и плоскостью орбиты. В связи с этим параметром бывают экваториальные орбиты, с углом наклона равным 0 градусов, полярные, с углом наклона 90 градусов, и наклонные, с углом отклонения, лежащим в промежутках от 0 до 90 градусов, или от 90 до 180 градусов.
- Время обращения (время вращения КА) – интервал между крайними прохождениями спутника одной и той же точки.

Рассмотренные параметры представлены на рисунке 4.1. При построении спутниковых систем связи могут быть использованы следующие типы орбит на рисунке 4.1: Геостационарная орбита; Круговые орбиты; Высокие эллиптические и эллиптические орбиты.

Геостационарная орбита

Одной из особенностей геостационарной орбиты является то, что угловая скорость движения космического аппарата совпадает с угловой скоростью вращения Земли, и в теории спутник является неподвижным относительно точки экватора, над которым находится РТР. Поэтому данная орбита и получила название – геостационарная. Подавляющее большинство действующих спутниковых систем связи используют для размещения космических аппаратов геостационарную орбиту, к основным достоинствам которой можно отнести возможность

круглосуточной связи в непрерывном режиме, а также практически полное отсутствие эффекта Доплера, это дает возможность не использовать в составе бортового комплекса сложных и дорогостоящих антенных систем, которые будут «следить» за аппаратом при его движении. Все вышеперечисленные факторы существенно снижают стоимость наземного сегмента спутниковых систем связи и затраты на эксплуатацию.

Круговые орбиты

Данные орбиты бывают низкоорбитальные и средневысотные. Низкоорбитальные КА находятся на круговых орбитах на высоте от 700

до 1500 км, они имеют небольшую область обслуживания, поэтому для покрытия определенной области земли требуется большое количество аппаратов.

Средневысотные КА находятся на высоте от 5 до 15 тыс. км. Область обслуживания каждого средневысотного спутника намного меньше, чем у геостационарного, поэтому для того чтобы охватить наиболее густо населенные территории земной поверхности, а также большую часть территорий Земли, необходимо создавать группировки, которые могут состоять из 8 – 12 спутников.

Высокоэллиптические орбиты

Существует два наиболее известных типа ВЭО: орбиты типа «Молния» и типа «Тундра».

На рисунке 4.1 представлены основные типы орбит ИСЗ и орбиты «Молния» и «Тундра».



Рис. 4.1 – Основные типы ИСЗ, орбиты «Молния» и «Тундра»

Орбита «Тундра»

Исходя из данных открытого источника, данная орбита имеет период обращения, равный 23 часа 56 минут, трассу движения в виде восьмерки, а также более высокий апогей по сравнению с другими типами ВЭО. Подбирая определенные орбитальные параметры, можно достичь синхронизации между входящим на рабочий участок КА, и выходящим с него уже отработавшего КА.

Использование КА на орбитах по типу «Тундра», даёт преимущества перед аппаратами на геостационарной орбите в условиях больших городов с плотной городской застройкой, а также в широтах более 30 градусов. Эти преимущества объясняются тем, что КА больше наблюдается при больших углах возвышения над линией горизонта с поверхности Земли. К особенностям можно отнести то, что трасса прохождения КА по такой орбите находится выше радиационных поясов Земли. В таком случае, аппаратуре на борту КА достаточно такой же радиационной защиты, как и у аппаратов на геостационарной орбите. К примеру, трасса движения КА по орбите «Молния» имеет более низкий перигей, поэтому аппараты постоянно проходят по радиационному поясу Земли. В связи с этим, срок службы таких аппаратов ниже и возникает необходимость делать более стойкую радиационную защиту. КА на «Тундре» лишены такого недостатка, благодаря этому, возможно добиться САС такого КА до 15 лет.

В настоящее время данная орбита не является оптимизированной для использования на территории Российской Федерации. Для этого необходимо провести анализ устойчивости ОГ, а также определить возможности коррекции ее траектории и подобрать оптимальные начальные условия для расчета движения КА. Поэтому на данный момент орбиты типа «Тундра» считаются малоизученными и с плохой устойчивости, из-за этого не применяются для построения ССС.

Орбита Молния

Основной особенностью данной орбиты является то, что КА находится на орбите с периодом обращения, близким к 12 часам с эксцентриситетом равным 0.7, соответствующим апогею высотой около 40000 км при высоте перигея 500 – 1000 км. Наклонение данной орбиты составляет 63 градуса, аргумент перигея – 270 градусов.

К достоинствам можно отнести лучшую освоенность и большую энергетику радиолинии, так как высота в области апогея меньше, чем на других

ВЭО, а также возможность использования сопряженного витка орбиты, который позволяет увеличить ЗО.

Траектория движения КА по орбите «Молния» в инерциальной системе координат представлена на рисунке 4.2.

В зависимости от заданной величины эксцентриситета, высота КА в апогее и перигее будет изменяться, и наоборот, вариация высоты будет приводить к изменению эксцентриситета.

Для устойчивости орбиты по отношению к тормозящему влиянию верхних слоев атмосферы и возмущающему воздействию гравитационного поля Земли перигей обычно выбирается не менее 500 км.

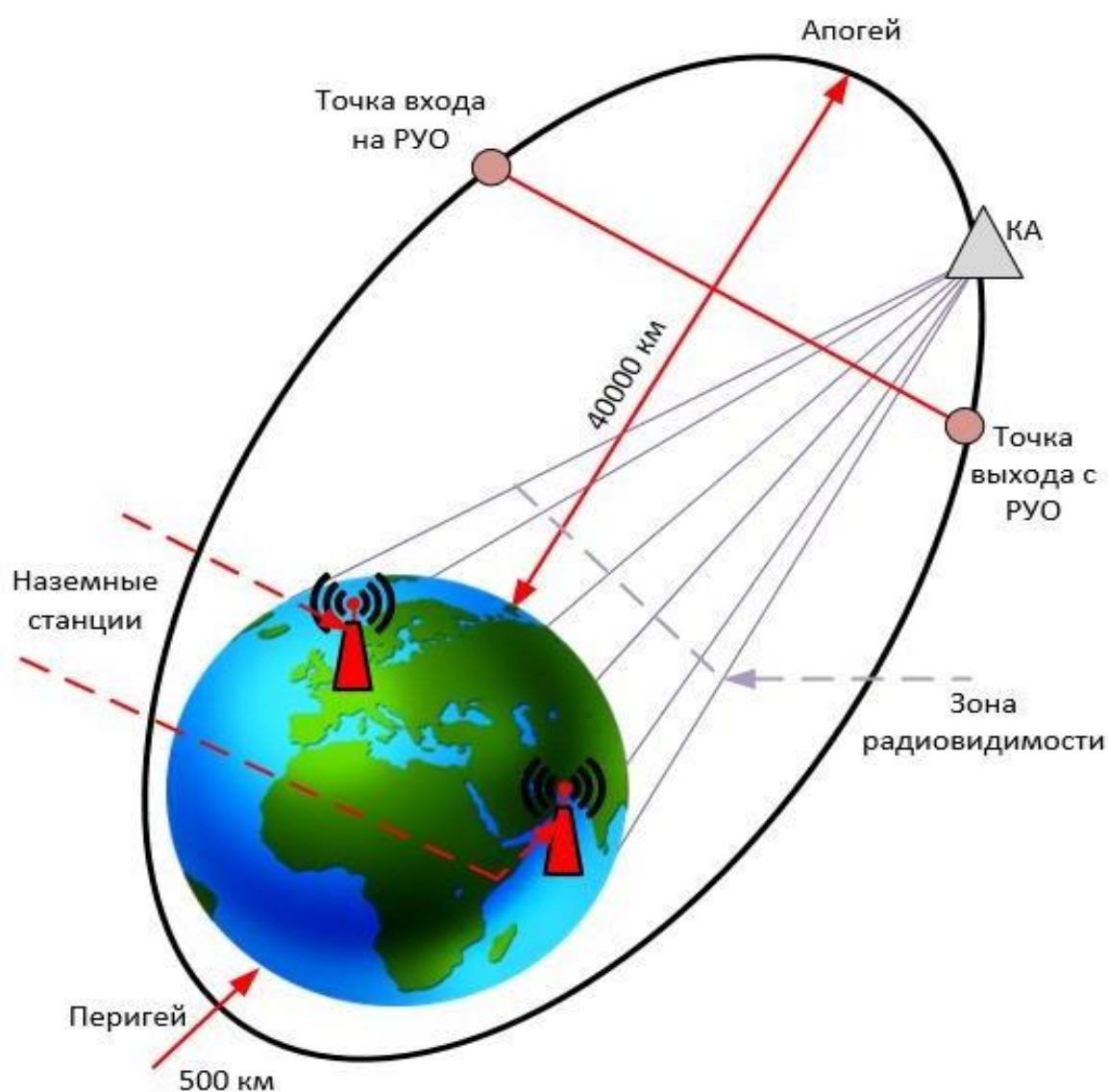


Рис. 4.2. Траектория движения КА по орбите «Молния»

Исходя из орбитальных параметров, классическая трасса движения КА по орбите типа «Молния», на рабочем участке представляет собой некоторую кривую в виде петли на поверхности Земли. Стабильность данной трассы и точность повторения в пространстве зависит от устойчивости линий положения узлов орбиты.

Исследование характеристик системы спутниковой связи для космического аппарата на эллиптической орбите на базе ПО SystemView

Выбор режима работы бортового усилителя мощности (БУМ) многоканальной нисходящей линии связи (НхЛС) определяет эффективность функционирования последней в целом. В качестве усилительного каскада используются ЛБВ различного типа, обладающие необходимой выходной мощностью и регламентируемым потреблением от первичного источника питания. Для выбора режима работы усилительного прибора традиционно используется подход, основанный на оценке уровня комбинационных составляющих при испытании в двухсигнальном режиме. Такой подход вполне себя оправдывает в случаях, когда расчёт режима усилительного прибора ведётся в отрыве от сквозного проектирования линии связи.

Появление таких систем проектирования и моделирования радиоэлектронных устройств, как System Vue, дало возможность разработчикам проводить расчёт и оптимизацию режима работы БУМ в составе линии связи, одним из звеньев которой он и является. Отсюда вытекают, по крайней мере, две задачи. Первая из них заключается в оценке энергетики канала связи. А вторая – в выборе критерия, дающего возможность учесть влияние выбранного режима работы БУМ на показатели качества НхЛС.

Выбор режима работы БУМ проводился путём моделирования на полномасштабной модели НхЛС, в состав которой включены передатчик и антенная система БСА, трасса с учётом типовых значений затухания сигнала, антенна наземной станции, малошумящий усилитель приёмного устройства, полосовой фильтр и демодулятор сигнала с квадратурной ФМ4. Моделирование проводилось в среде System Vue, предназначенной для системотехнического моделирования устройств формирования и обработки сигналов.

Модель включает следующие основные функциональные блоки:

- блок формирования 8-ми квадратурных сигналов ФМ-4 с частотным разделением каналов;
- предварительный усилитель с регулируемым значением коэффициента усиления, предназначенный для задания режима работы ЛБВ;
- усилитель мощности сигнала, выполненный на ЛБВ;
- блок, имитирующий среду распространения сигнала на трассе, коэффициент передачи которого учитывает коэффициенты усиления передающей и приёмной антенн, потери в антенно-фидерной системе (АФС) передатчика, затухание в свободном пространстве, дополнительные потери в дожде и т.п.;
- малошумящий усилитель приёмного устройства наземной станции, полосовой канальный фильтр и демодулятор сигнала ФМ-4;
- блок индикации вероятности ошибок демодуляции. Согласно ТЗ линия связи БСК-НСК должна обеспечить:

- количество приемных трактов - один;
- количество каналов в тракте - два;
- метод разделения каналов - частотный;
- метод расширения спектра - ФМ ШПС;
- скорость передачи данных от 4 до 2000 кбит/с (по дискретному ряду скоростей);
- занимаемая полоса частот не более 120 МГц.

Имитатор средств информационного взаимодействия между БСК и НСК по НхЛС должен обеспечивать:

- количество передающих трактов - один;
- суммарная скорость передачи данных от 34 до 544 Мбит/с;
- дискретность изменения скорости - 34 Мбит/с;
- тип модуляции – квадратурная фазовая манипуляция (ФМ-4);
- вероятность ошибки на бит - $1 \cdot 10^{-6}$, не менее;
- метод частотного уплотнения (в одном тракте) - четыре несущих;
- максимальная скорость передачи на одной несущей - 136 Мбит/с;
- полоса частот передающего устройства - 800 МГц;

номинальная выходная мощность в каждом передающем тракте в режиме насыщения - 50 Вт.

Разработанная модель линии связи БСК-НСК полностью удовлетворяет ТЗ.

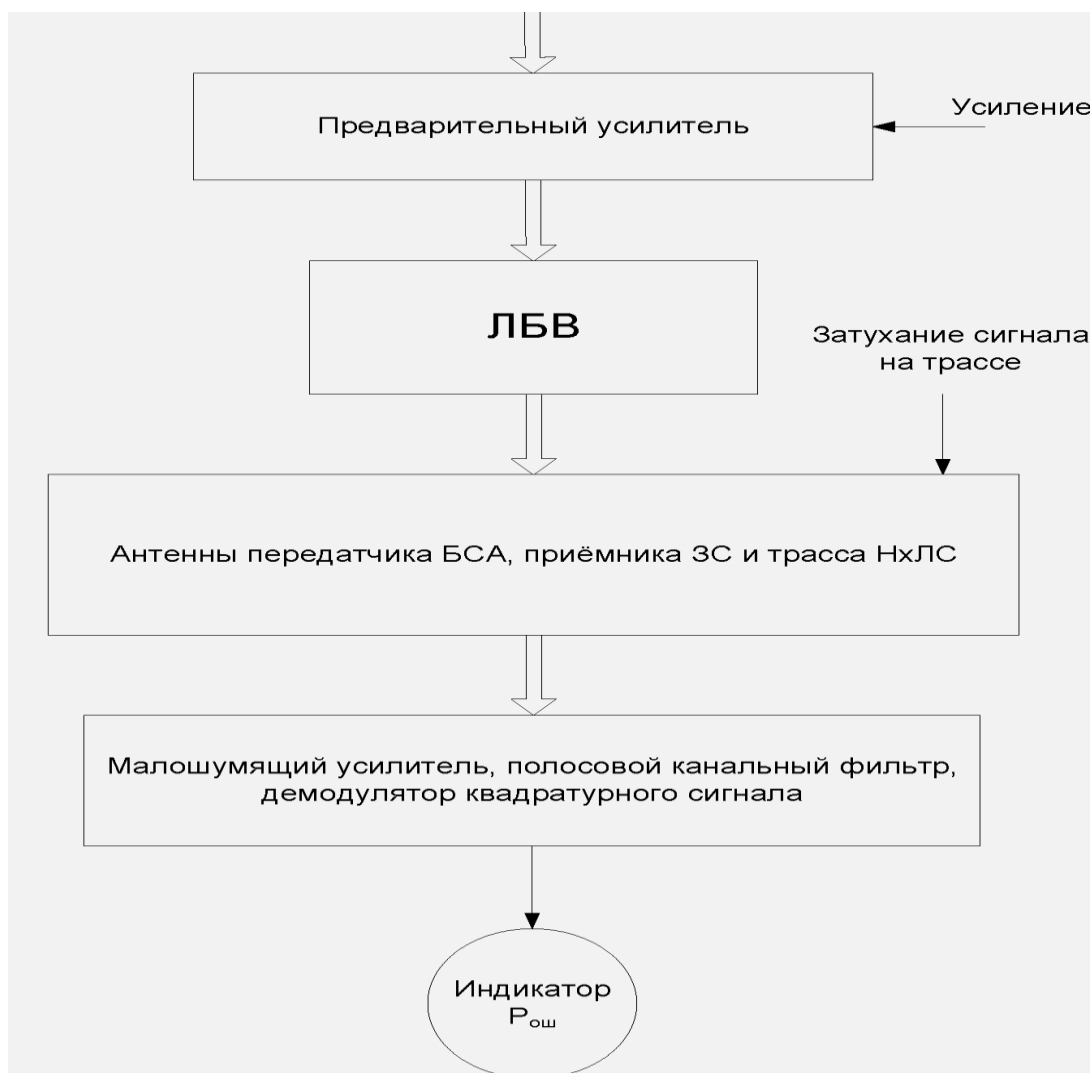


Рис. 4.3. Структура модели линии связи БСК-НСК

Скорость каждого из источников информации составляет 34 Мбит/с. После добавления служебной информации и проверочных бит помехоустойчивого кодера битовая скорость возрастает до 40 Мбит/с в каждой из квадратур. Таким образом, итоговая битовая скорость в каждом частотном канале составляет 80 Мбит/с. При формировании сигналов в найквистовом канале применяются фильтры, формирующие спектр сигнала. При этом ширина спектра на выходе фильтра составляет 20 МГц на видеочастоте и 40 МГц на радиочастоте.

Для имитации прохождения сигнала с выхода бортового усилителя мощности БУМ до входа МШУ приёмного устройства в модели НхЛС применён блок с переменным значением коэффициента передачи.

На вход БУМ подаются восемь сигналов с квадратурной модуляцией ФМ-4, каждый из которых на своей поднесущей частоте. Предусмотрена регулировка уровней сигналов частотных каналов, которые могут изменяться в диапазоне от 10 дБ до 40 дБ. Расстановка частот – равномерная. Число частотных каналов в штатном режиме равно восьми. Модель приёмного устройства включает

малошумящий усилитель с шумовой температурой $T_{ш} = 300$ К, полосовой фильтр, полоса которого больше ширины спектра группового сигнала, полосовой фильтр одного парциального канала и демодулятор квадратурного сигнала ФМ-

4 этого канала. В модели симитированы системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и тактовой синхронизации (СТС), необходимые для нормального функционирования собственно демодулятора.

Модель многочастотного входного сигнала

В данном подразделе рассмотрена модель формирования группового сигнала, распределённого между восьмью частотными каналами, каждый из которых содержит парциальный сигнал с квадратурной модуляцией ФМ-4. Модели формирования каждого парциального сигнала одинаковы по структуре и отличаются лишь центральной частотой канала. Поэтому достаточно рассмотреть модель одного канала, детальное описание которого приведено ниже.

Модель источника одного сигнала приведена на рисунке.

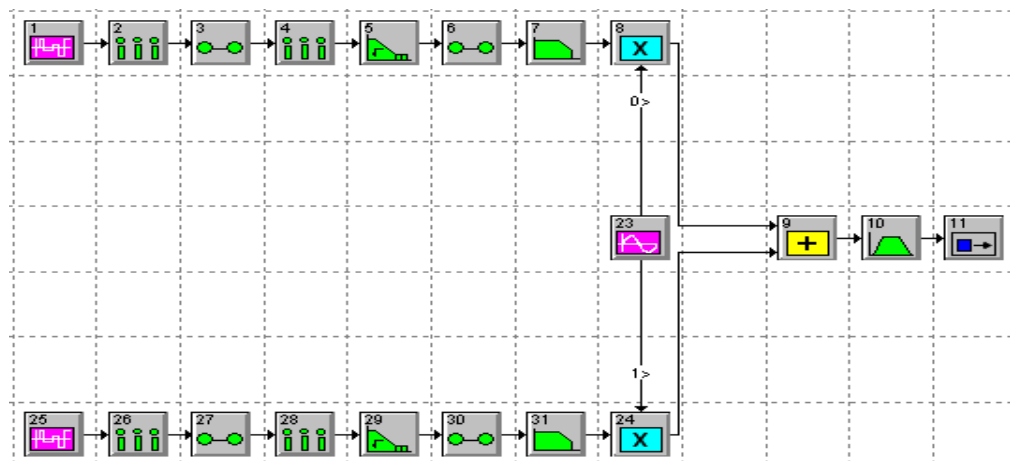


Рис. 4.4 - Модель источника сигнала

Каждый сигнал является суммой двух идентичных независимых ортогональных сигналов ФМ2. Опорные сигналы модулируются низкочастотными напряжениями на выходе элемента 7 в верхнем канале и на выходе элемента 31 в нижнем канале, сформированными из независимых псевдослучайных двоичных информационных потоков.

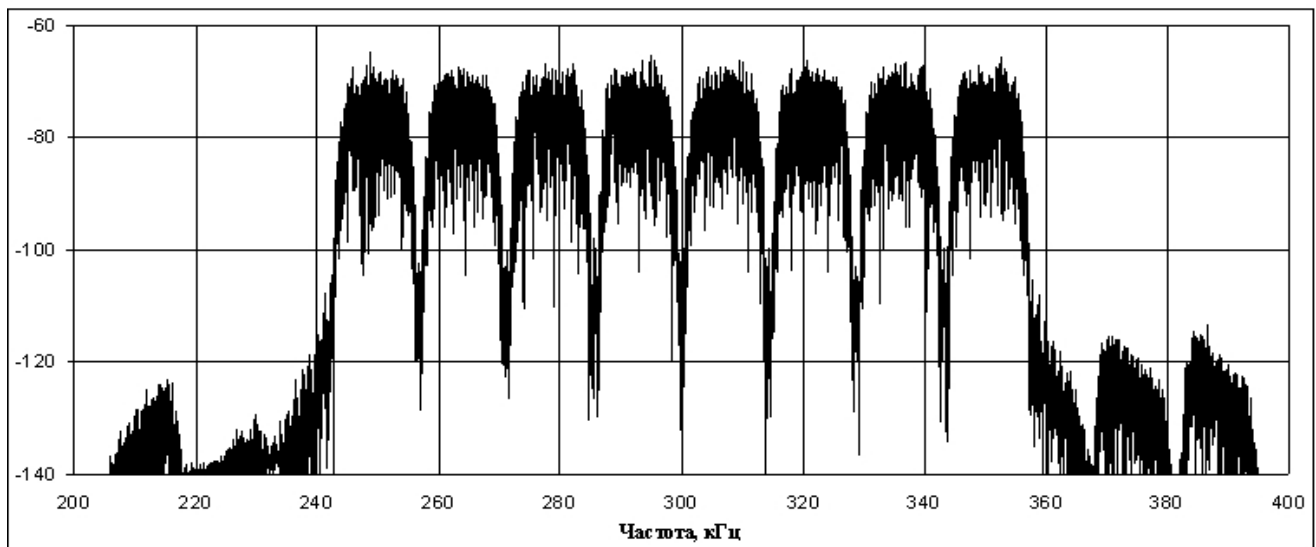


Рис. 4.5. Спектр группового сигнала восьми частотных каналов модели НхЛС (в модели рассматривается на низкой частоте)

Модель блока нелинейного усилителя мощности в совокупности с источником группового сигнала является составной частью модели канала связи. Схема этих частей канала приведена на рисунке

Групповой сигнал с выхода сумматора (элемент 12) поступает на предварительный усилитель (элементы 13 и 14) и модель собственно усилителя на ЛБВ, в состав которого входят нелинейный инерционный элемент 15 и усилитель 16, моделирующий усиление усилителя на ЛБВ.

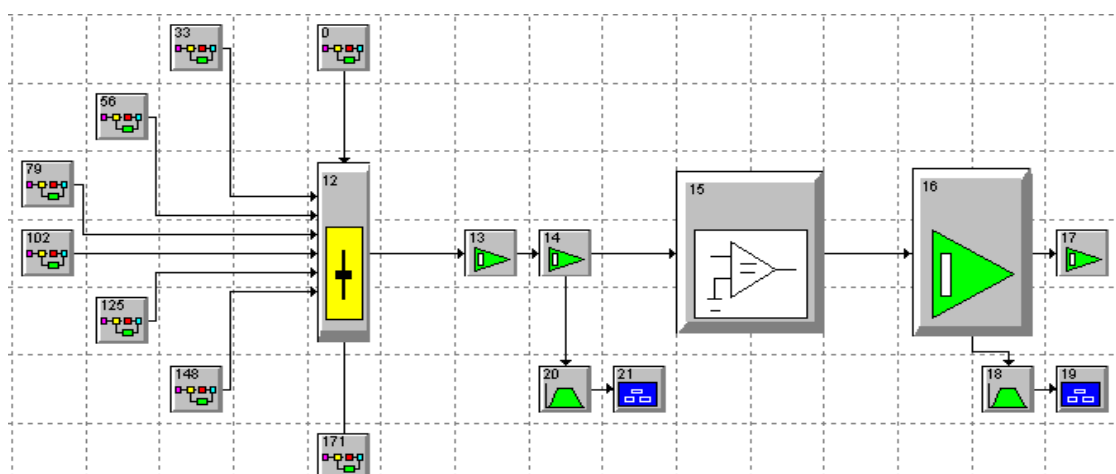


Рис. 4.6. Модель источника группового сигнала и БУМ

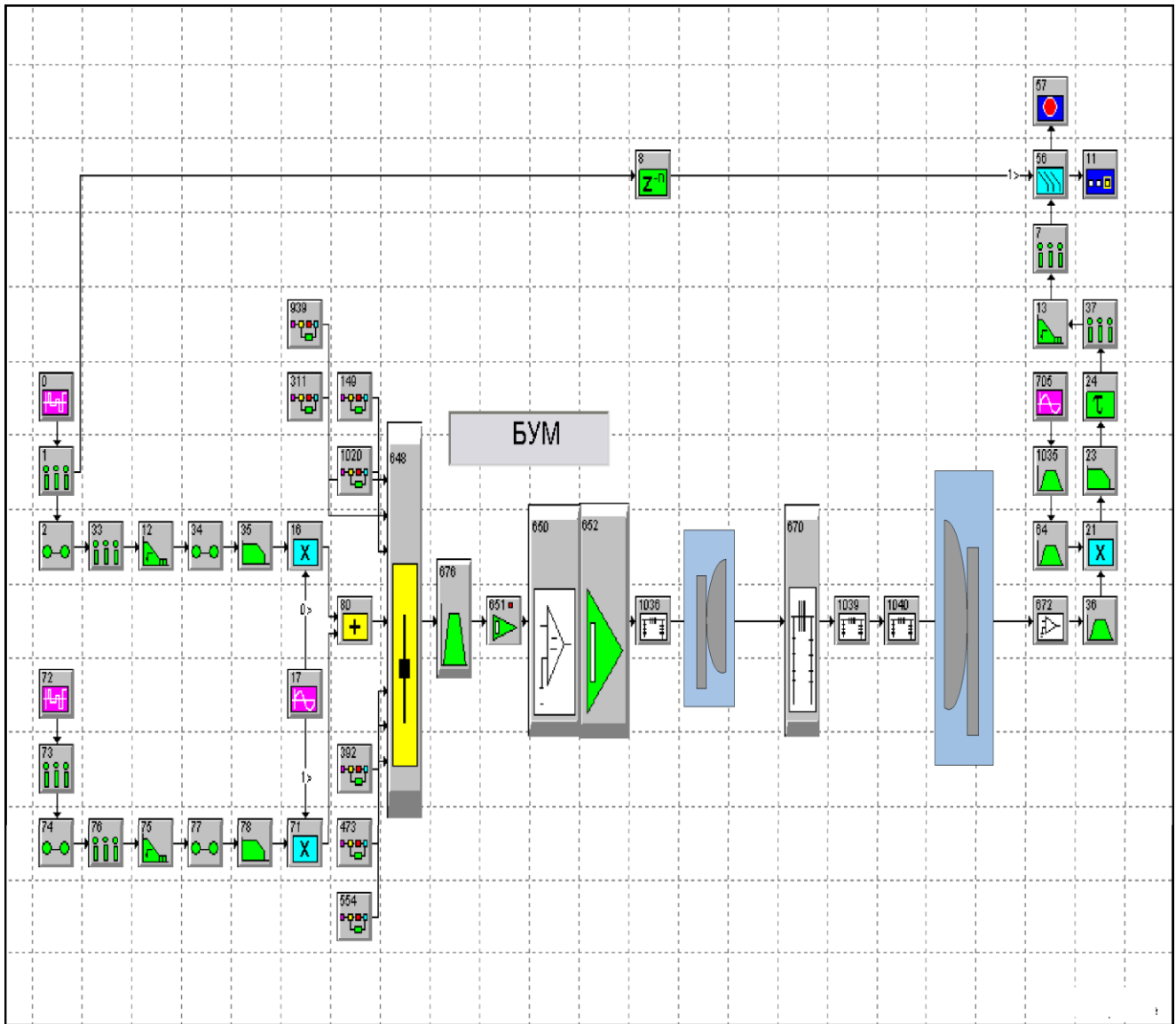


Рис. 4.7. Модель линии связи БСК-НСК

Модель приёмного устройства включает малошумящий усилитель с шумовой температурой $T_{ш} = 300$ К, полосовой фильтр, полоса которого больше ширины спектра группового сигнала, полосовой фильтр одного парциального канала и демодулятор квадратурного сигнала ФМ-4 этого канала. В модели симитированы системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и тактовой синхронизации (СТС), необходимые для нормального функционирования собственно демодулятора.

В результате моделирования получена зависимость BER (вероятность битовой ошибки) от потерь на трассе.

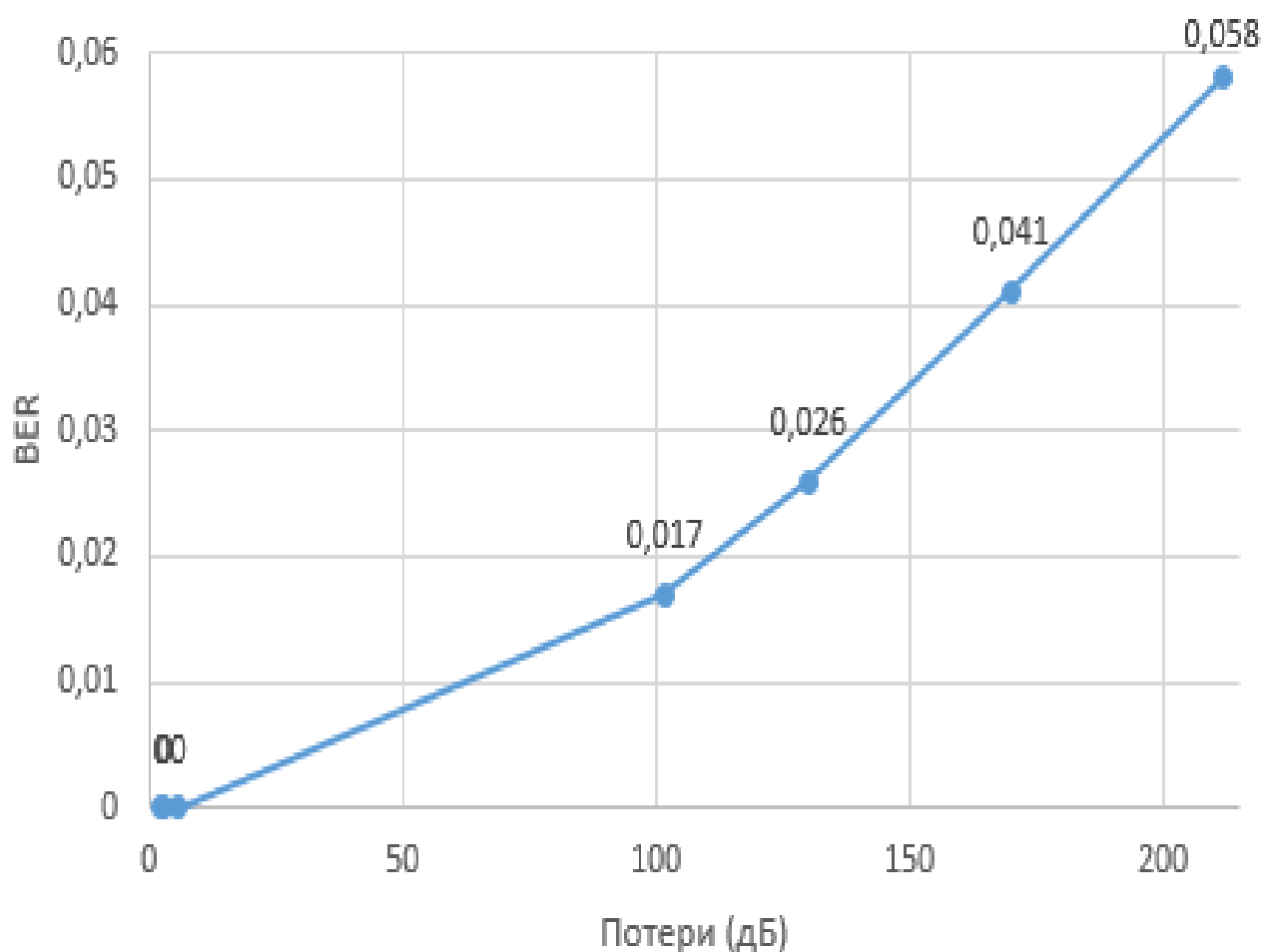


Рис. 4.8. Зависимость BER от потерь на трассе

Неблагоприятные погодные условия приводят к увеличению потерь, что в свою очередь приводит к увеличению битовой вероятности ошибки. Данные потери не могут быть компенсированы изменением режима работы БУМ. В случае ясной погоды, наоборот, произойдет увеличение мощности принимаемого сигнала, что приведёт к уменьшению битовой вероятности ошибки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии рассматриваются вопросы цифровой модуляции систем связи космических аппаратов (КА) и перспективные системы связи КА, такие как система широкополосного интернета на базе многоспутниковой системы «СКИФ», многоспутниковая систем интернета вещей «МАРАФОН-IoT», система связи для космических аппаратов на высокоэллиптической орбите. Приведены теоретические сведения и модели для исследования характеристик систем и проведены исследования.

Рассмотрена теория и практика моделирования модемов цифровой спутниковой 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, LabVIEW и SystemVue. 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.

Проведено исследование характеристик системы широкополосного интернета на базе многоспутниковой системы «СКИФ» и оценена производительность системы связи, а также способность системы принимать обоснованные решения по выбору метода модуляции и оптимальных значений SNR для обеспечения надежной передачи данных.

Представлено описание и проведены исследования характеристик многоспутниковой системы интернета вещей «МАРАФОН-IoT». Разработана модель для исследования LoRa-модуляции, данная модель позволяет исследовать помехоустойчивость LoRa-модулятора.

Представлена разработка и проведены исследование нисходящей линии системы связи для космических аппаратов на высокоэллиптической орбите. На базе SystemVue разработана модель нисходящей линии связи, исследованы характеристики системы и получены зависимости вероятности битовой ошибки от затухания сигналов на трассе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Голиков, А. М. Цифровые системы связи и передачи данных: учебное пособие [Электронный ресурс] / А. М. Голиков. — Томск: ТУСУР, 2022. — 422 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/10135> (дата обращения 18.01.2024 г.).
2. 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.).
3. Сфера (целевая программа) [Электронный ресурс]: статья на Википедии. URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Сфера_\(целевая_программа\)](https://ru.wikipedia.org/wiki/Сфера_(целевая_программа)) (дата обращения: 18.04.2023).
4. Скиф (спутниковая система) [Электронный ресурс]: статья на Википедии. URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Скиф_\(спутниковая_система\)](https://ru.wikipedia.org/wiki/Скиф_(спутниковая_система)) (дата обращения: 07.04.2023).
5. DVB-RCS2 System Level Specification [Электронный ресурс]: стандарт для спутниковой связи. URL: <https://dvb.org/?standard=dvb-rcs2-system-level-specification> (дата обращения: 05.04.2023).
6. Спутниковый интернет вещей (SIoT) [Электронный ресурс]. URL: <https://altegrosky.ru/media/satellite-industry-outlook/satellite-iot/> (дата обращения: 27.09.2022).
7. Обзор технологии LoRa [Электронный ресурс] URL: <https://itechinfo.ru/node/46> (дата обращения: 6.10.2022).
8. Сеть LoRaWAN: описание протокола, его характеристики [Электронный ресурс]. URL: <https://future2day.ru/set-lorawan/> (дата обращения: 7.10.2022).
9. Системы спутниковой связи с эллиптическими орбитами, разнесением ветвей и адаптивной обработкой / Камнев Е.Ф [и др.]. М.: Глобсатком, 2009. — 724 с.
10. Орбита Молния. [Электронный ресурс]: Сайт Wikipedia. URL: https://ru.frwiki.wiki/wiki/Orbite_de_Molnia (дата обращения: 02.09.2023).