

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

**Федеральное государственное образовательное
учреждение высшего профессионального образования**

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
(ТУСУР)**

А.М. ГОЛИКОВ

**ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ МЕТОДОВ
МОДУЛЯЦИИ PSK И QAM**

Учебно-методическое пособие по лабораторной работе

Томск 2019

Голиков, А. М. Исследование цифровых методов модуляции PSK и QAM: Учебно-методическое пособие по лабораторной работе [Электронный ресурс] / А. М. Голиков. — Томск: ТУСУР, 2019. — 23 с.

В лабораторной работе проводится исследование цифровых методов модуляции PSK и QAM на базе LabVIEW. Лабораторная работа предназначена для направления подготовки магистров 11.04.02 "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" по магистерским программам подготовки: "Радиоэлектронные системы передачи информации", "Оптические системы связи и обработки информации", "Инфокоммуникационные системы беспроводного широкополосного доступа", "Защищенные системы связи", для направления подготовки магистров 11.04.01 "Радиотехника" по магистерской программе подготовки: "Радиотехнические системы и комплексы", "Радиоэлектронные устройства передачи информации", "Системы и устройства передачи, приема и обработки сигналов", "Видеоинформационные технологии и цифровое телевидение" и специалитета 11.05.01 "Радиоэлектронные системы и комплексы" специализации "Радиолокационные системы и комплексы", "Радиоэлектронные системы передачи информации", "Радиоэлектронные системы космических комплексов", а также бакалавриата направления 11.03.01 "Радиотехника" (Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов), бакалавриата 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи (Системы мобильной связи, Защищенные системы и сети связи, Системы радиосвязи и радиодоступа, Оптические системы и сети связи) и может быть полезна аспирантам.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1 ВВЕДЕНИЕ	4
2.Теоретическая часть PSK..	4
3. Практическая часть PSK.....	13
4. Теоретическая часть QAM.....	18
5. Практическая часть QAM.....	20
ЛИТЕРАТУРА.....	23

1 ВВЕДЕНИЕ

В лабораторной работе производится исследование цифровых методов модуляции M-PSK и M-QAM программные комплексы (ПК) разработаны на базе LabVIEW и MATLAB. В разработанном ПК можно исследовать такие виды манипуляции как BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK, 32-PSK, 64-PSK и M-QAM от QAM до 1024-QAM. ПК позволяет проводить визуализацию диаграмм созвездий, глазковых диаграмм, исследовать спектры сигналов и оценить влияние фильтров, а также провести измерения зависимости вероятности битовой ошибки BER на отношение сигнал/шум SNR.

2 Теоретическая часть

Наиболее часто используют QPSK манипуляцию. Она имеет преимущество, поскольку может работать при мощности транспондера, близкой к насыщению, то есть эффективной отдачей энергии. В таблице 1 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 применения 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. 1.43 представлена векторная диаграмма QPSK.

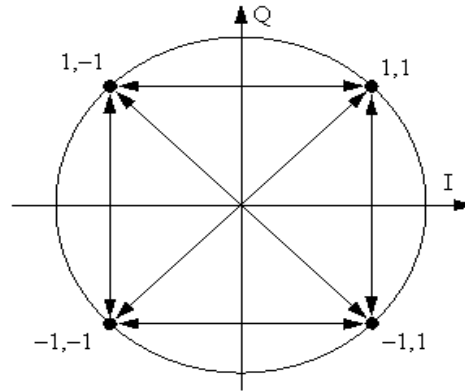


Рис. 1- Векторная диаграмма QPSK

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 рисунке 2 - для информационного потока «1100101101100001».

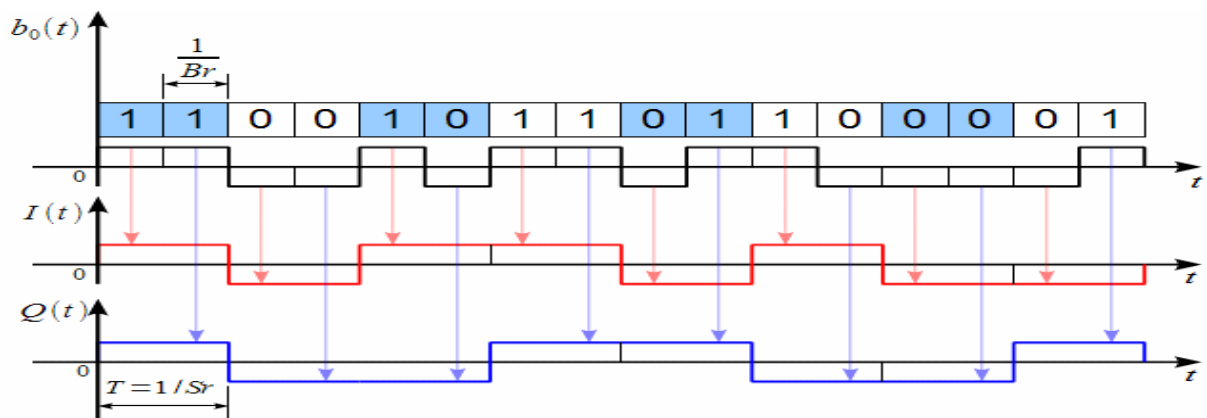


Рис. 2 - Синфазная и квадратурная составляющие QPSK сигнала

На верхнем графике входной поток разделен на пары бит, соответствующих одной точке созвездия QPSK, показанного на рисунке 1. 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 $T = 1/S_r$ в два раза больше длительности одного бита исходной информации. Устройство выполняющее такое кодирование $I(t)$ и $Q(t)$ согласно созвездию, QPSK условно показано на рисунке 3.

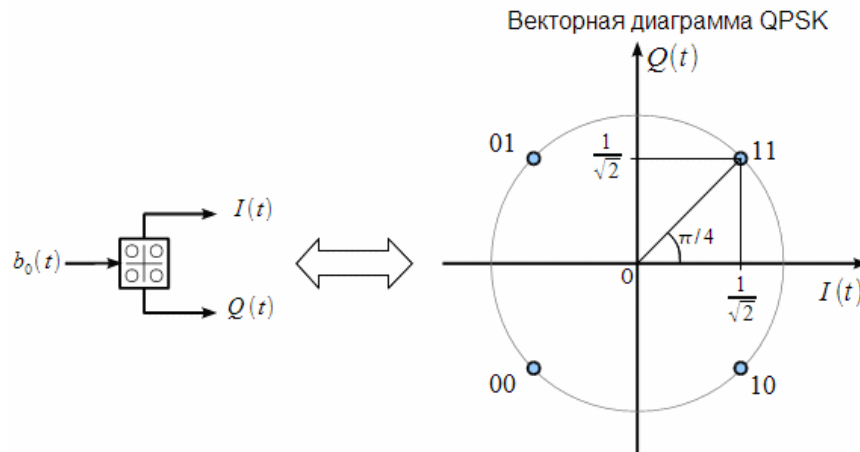


Рис. 3 - Устройство кодирования синфазной и квадратурной составляющих на основе созвездия QPSK

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.

Структурная схема QPSK модулятора.

Структурная схема QPSK модулятора на основе универсального квадратурного модулятора показана на рисунке 4.

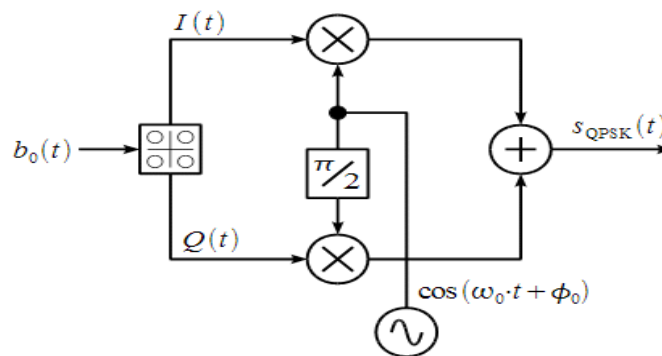


Рис. 4 - Структурная схема QPSK модулятора

Сигнал $S_{QPSK}(t)$ имеет вид:

$$S_{QPSK}(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

Синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие это ничто иное, как реальная и мнимая части комплексной огибающей QPSK сигнала $Z(t) = I(t) + j \cdot Q(t)$, которые являются входными сигналами квадратурного модулятора. Тогда можно представить $S_{QPSK}(t)$ через его комплексную огибающую $Z(t)$: $S_{QPSK}(t) = R|Z(t) \cdot \exp(j\omega_0 t)|$. Из комплексной огибающей можно выделить фазовую огибающую как:

$$\varphi(t) = \arctan\left(\frac{j[Z(t)]}{R[Z(t)]}\right) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \quad (2)$$

Важно отметить, что арктангенс должен вычисляться с учетом четверти комплексной плоскости (функции арктангенс 2). Вид фазовой огибающей $\varphi(t)$ для информационного потока «1100101101100001» показан на рисунке 5.

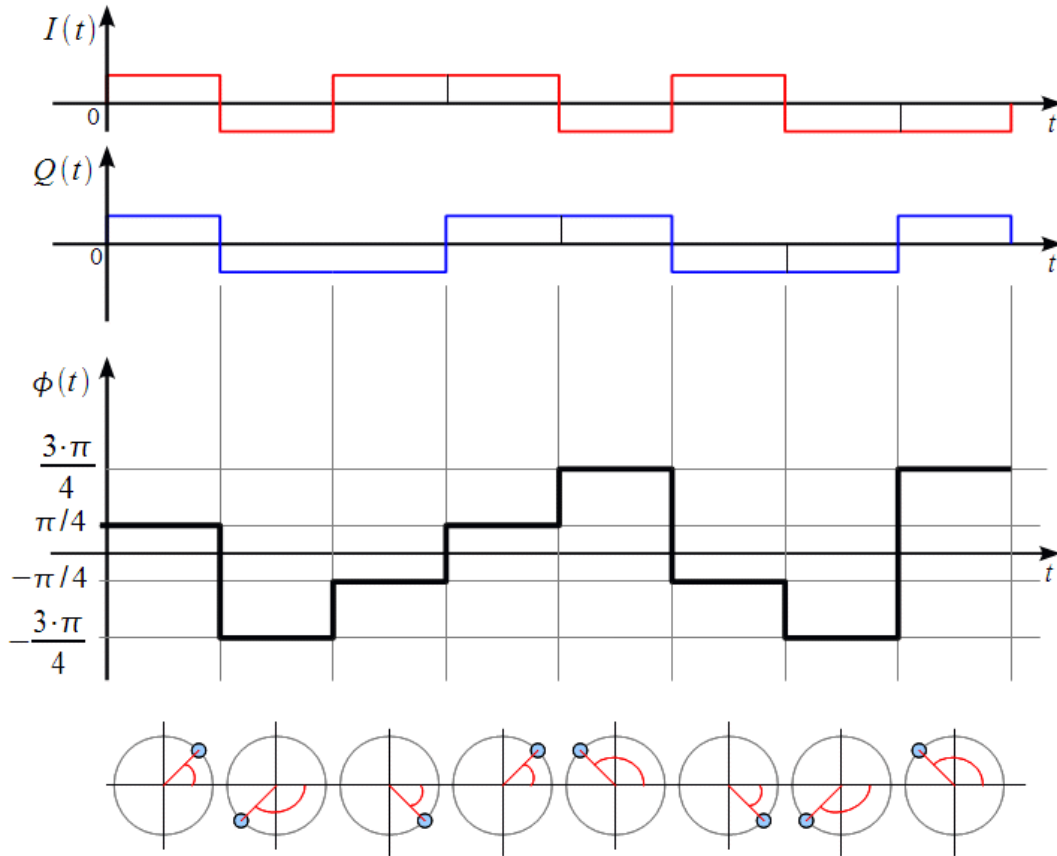


Рис. 5 - Фазовая огибающая QPSK сигнала

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 соответствующую следующему символу. Поскольку у QPSK всего четыре точки в созвездии, то фазовая огибающая может принимать всего четыре значения: $\mp \frac{\pi}{4}$ и $\mp \frac{3\pi}{4}$.

Амплитудная огибающая QPSK сигнала $a(t)$ также может быть получена из комплексной огибающей $Z(t)$:

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (3)$$

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 $V_r=10$ кбит/с и несущей частоте 20 кГц показан на рисунке 6.

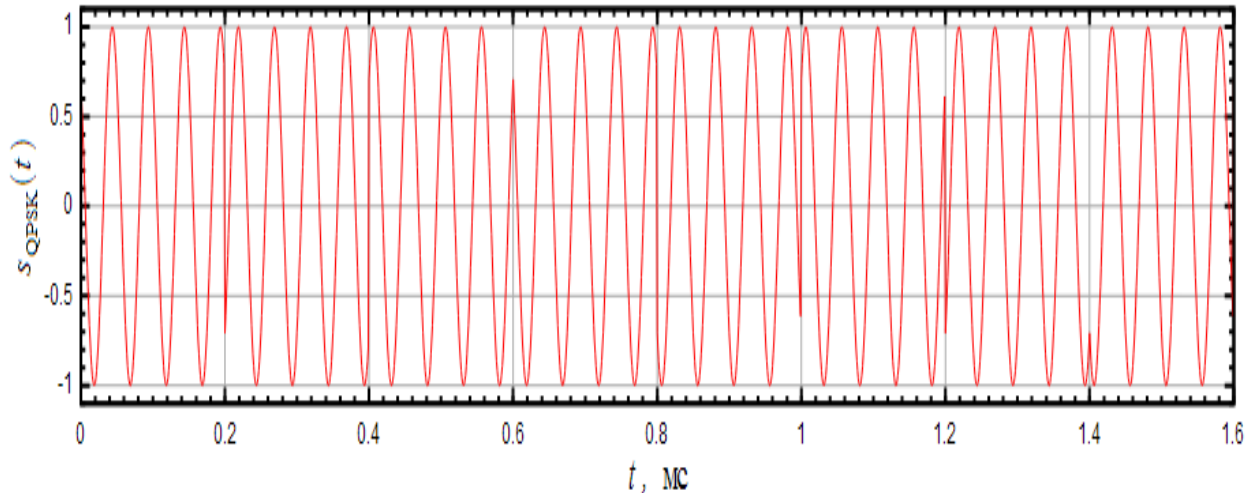


Рис. 6 - Осциллограмма QPSK сигнала

Фаза несущего колебания может принимать четыре значения: $\mp \frac{\pi}{4}$ и $\mp \frac{3\pi}{4}$ радиан. При этом фаза следующего символа относительно предыдущего может не измениться, или измениться на $\mp \frac{\pi}{2}$ или на $\mp \pi$ радиан. Также отметим, что при скорости передачи информации $V_r=10$ кбит/с мы имеем символьную скорость $S_r=V_r/2=5$ кбит/с, и длительность одного символа $T=1/S_r=0.2$ мс, что отчетливо видно на осциллограмме (скачок фазы происходит через 0.2 мс).

Формирование спектра QPSK сигнала с помощью фильтров Найквиста

На рисунке 7 показан спектр QPSK $|S_{QPSK}(f)|^2$ сигналов при $V_r=10$ кбит/с и несущей частоте 100 кГц. 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 V_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.

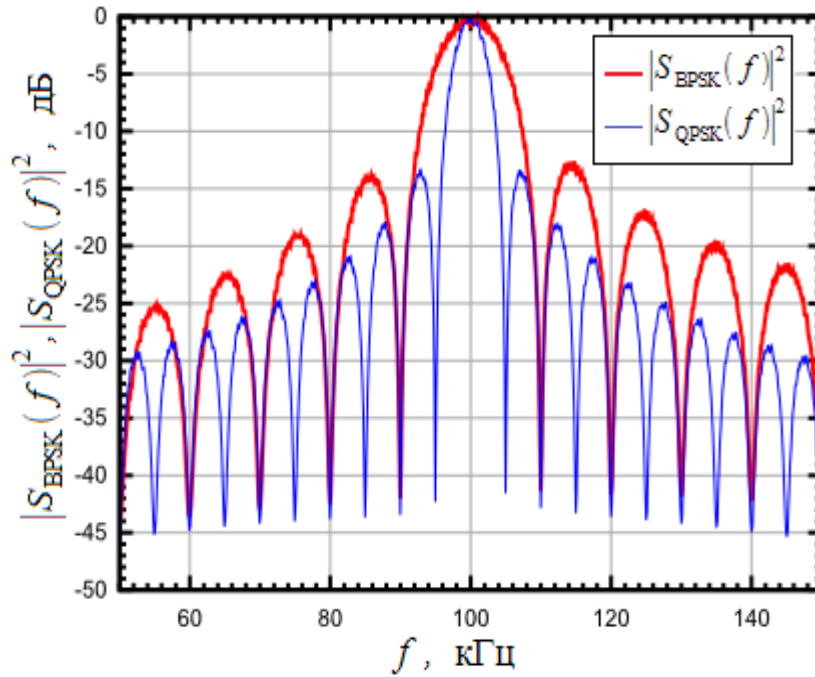


Рис. 7 - Спектр QPSK сигнала

На рисунке 8 черным 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 рисунке 8.

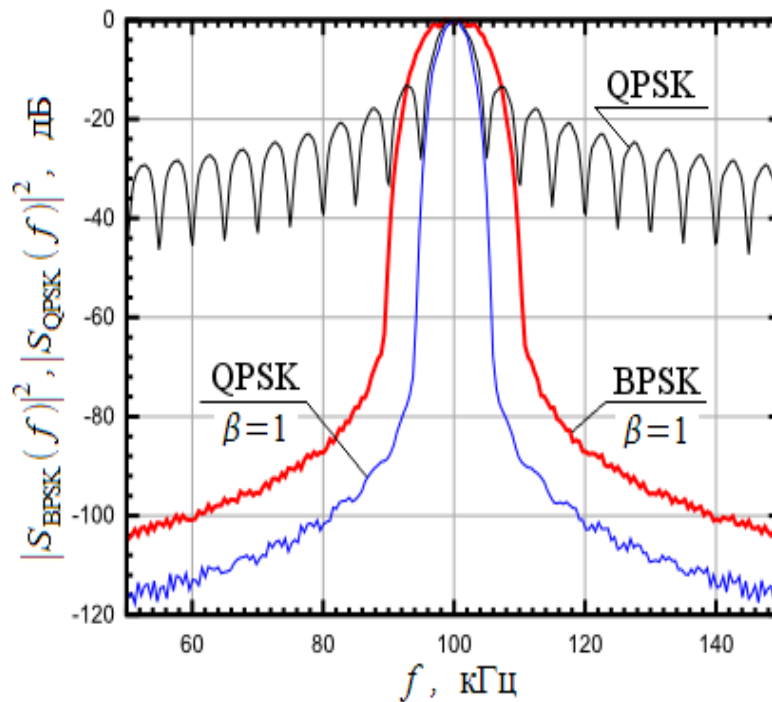


Рис. 8 - Спектр QPSK сигнала с формирующим фильтром Найквиста

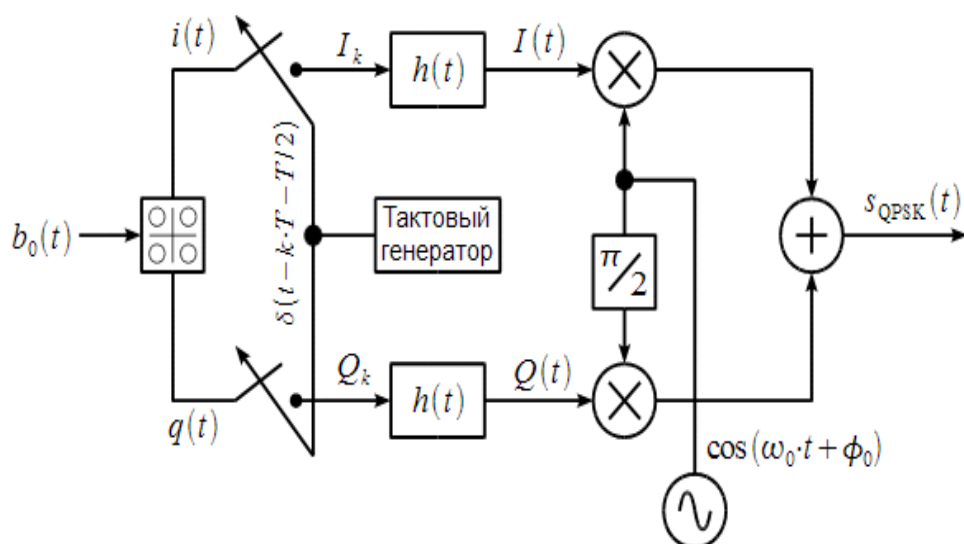


Рис. 9 - Структурная схема QPSK модулятора с использованием формирующего фильтра

Графики, поясняющие работу QPSK модулятора показаны на рисунке 10.

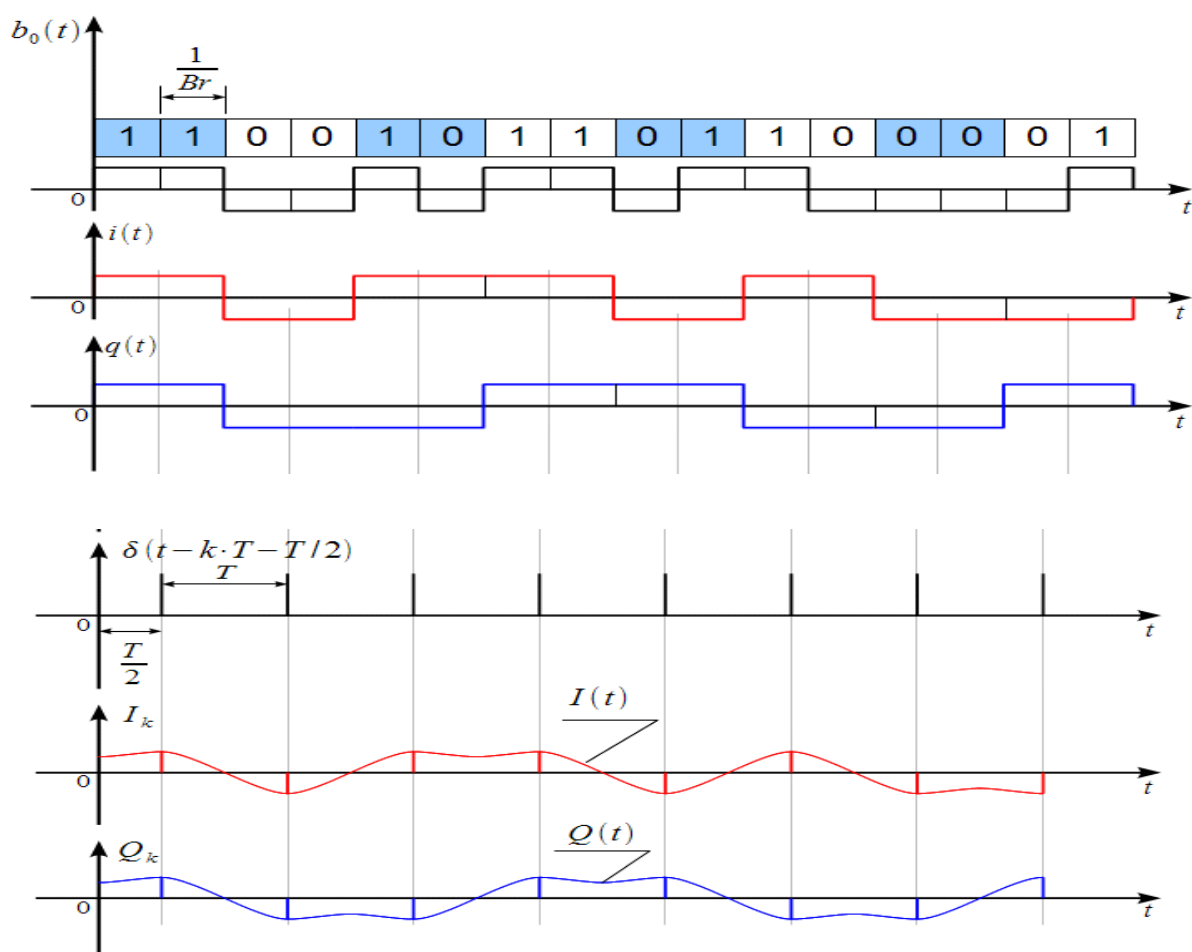


Рис. 10 - Работа QPSK модулятора

Цифровая информация поступает со скоростью V_r и преобразуется в символы $i(t)$ и $q(t)$ в соответствии с созвездием QPSK, длительность одного передаваемого символа равна $T=1/S_r=2/V_r$. 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 I_k и Q_k , 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 комплексной плоскости как это показано на рисунке 11 при использовании фильтра приподнятого косинуса с различными параметрами β .

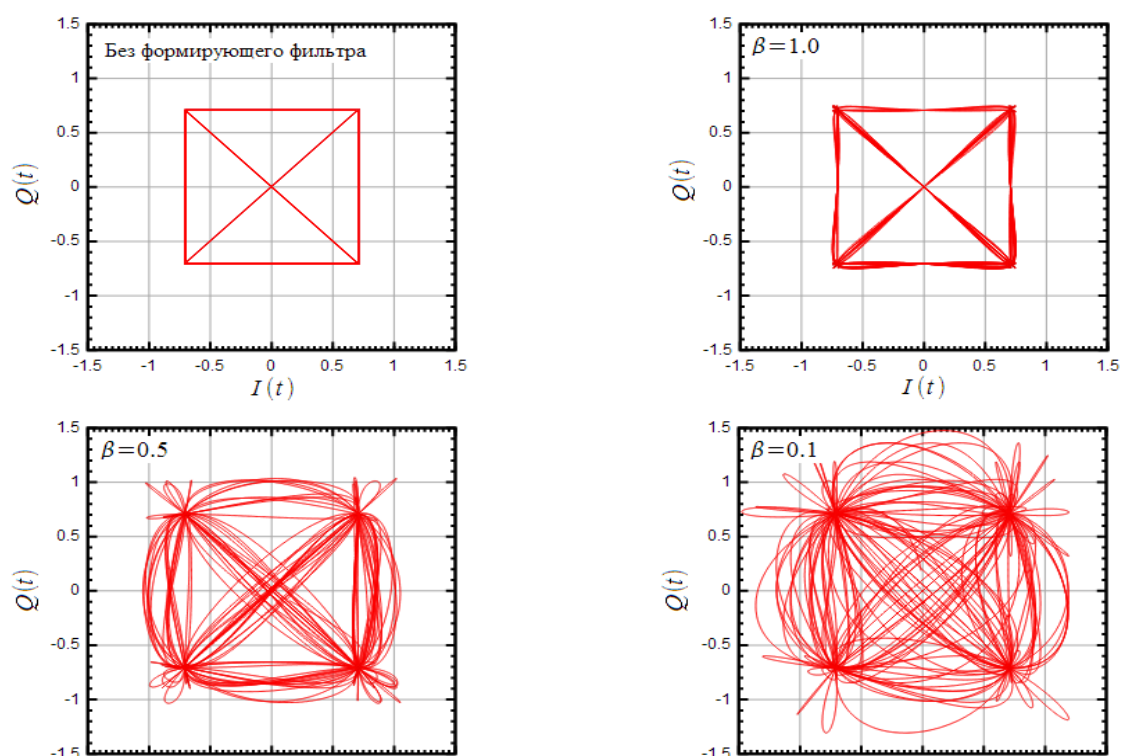


Рис. 11 - Траектории движения вектора комплексной огибающей QPSK сигнала при различных параметрах формирующего фильтра Найквиста

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

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}, \quad (4)$$

что наглядно демонстрируется осциллограммой QPSK сигнала, показанной на рисунке 12.

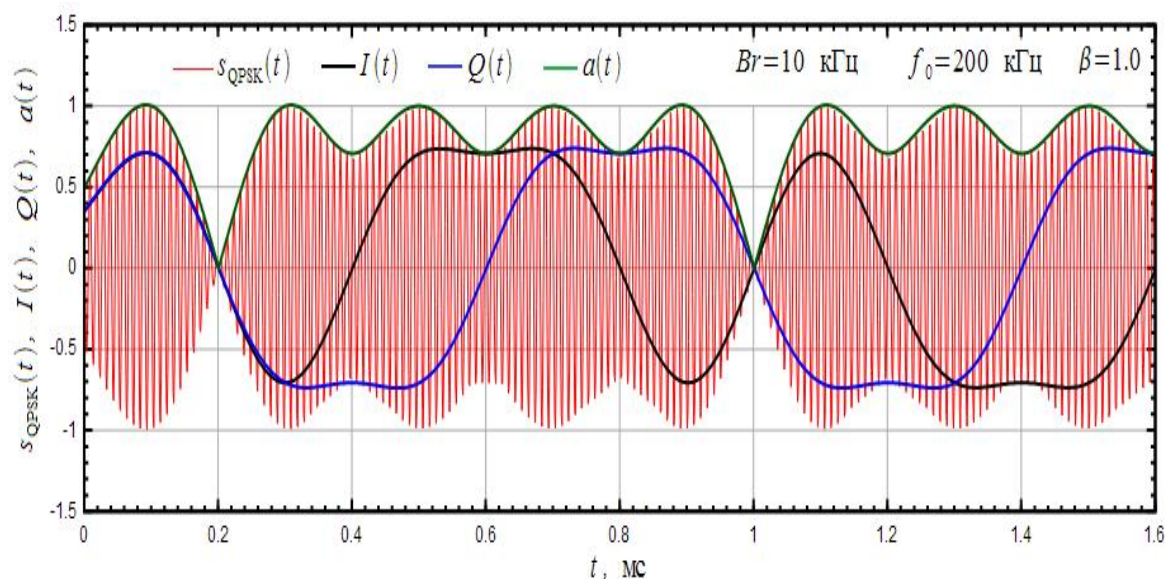


Рис. 12 - Осциллограмма QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра Найквиста

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 π 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.

3. Практическая часть

Внешний вид разработанного программного обеспечения представлен на рисунке 13.

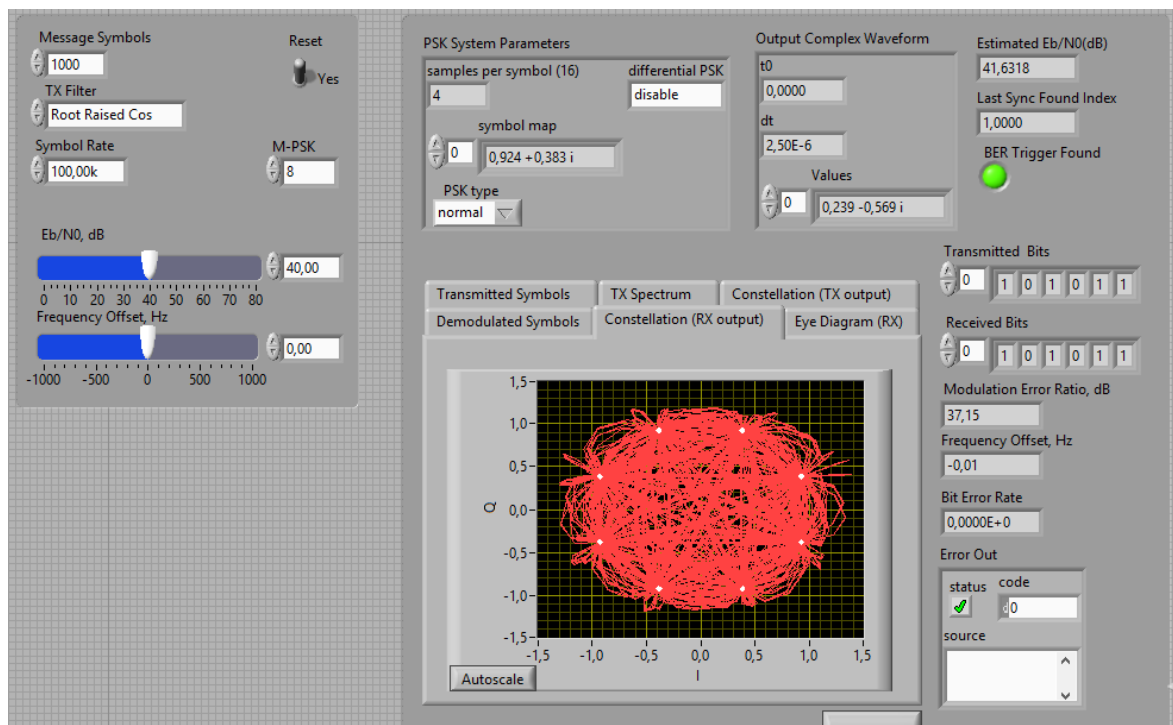


Рис. 13 - Внешний вид разработанного ПО для исследования QPSK

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 рисунке 1.65 показано как меняется диаграмма QPSK снятая с приемника в зависимости от количества символов сообщения.

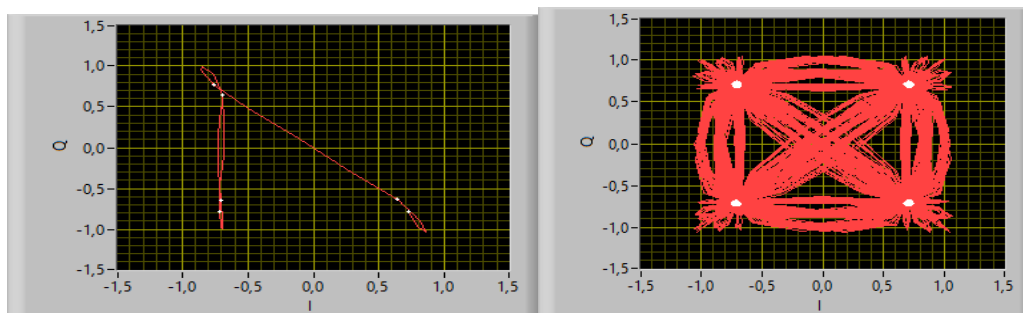


Рис. 14 - Диаграмма QPSK. 10 символов в сообщении (слева), 1000 символов в сообщении (справа).

Можно задать значение отношения сигнал/шум (поле E_b/N_0 , dB). На рисунке 16 представлена диаграмма QPSK для разных значений сигнал/шум.

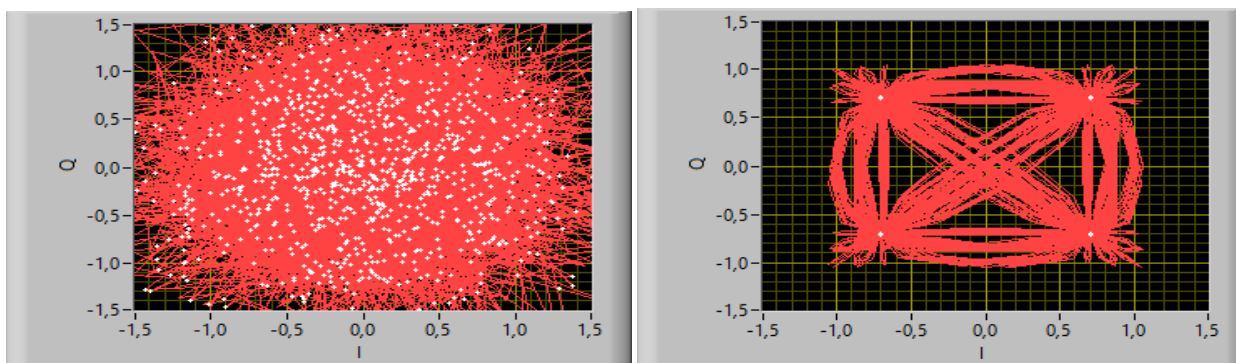


Рис. 15 - Диаграмма QPSK. Отношение сигнал/шум 0 дБ (слева),
Отношение сигнал/шум 60 дБ (справа)

Из рисунка 15 видно, что чем больше отношение сигнал/шум, тем четче выглядит диаграмма QPSK.

Так же 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).

4. Последовательность передаваемых бит (поле Transmitted Bits).

5. Последовательность принимаемых бит (поле Received Bits).

6. Скорость передачи (поле Symbol Rate).

На рисунке 16 показано как изменяется диаграмма QPSK в зависимости от выбранного значения M .

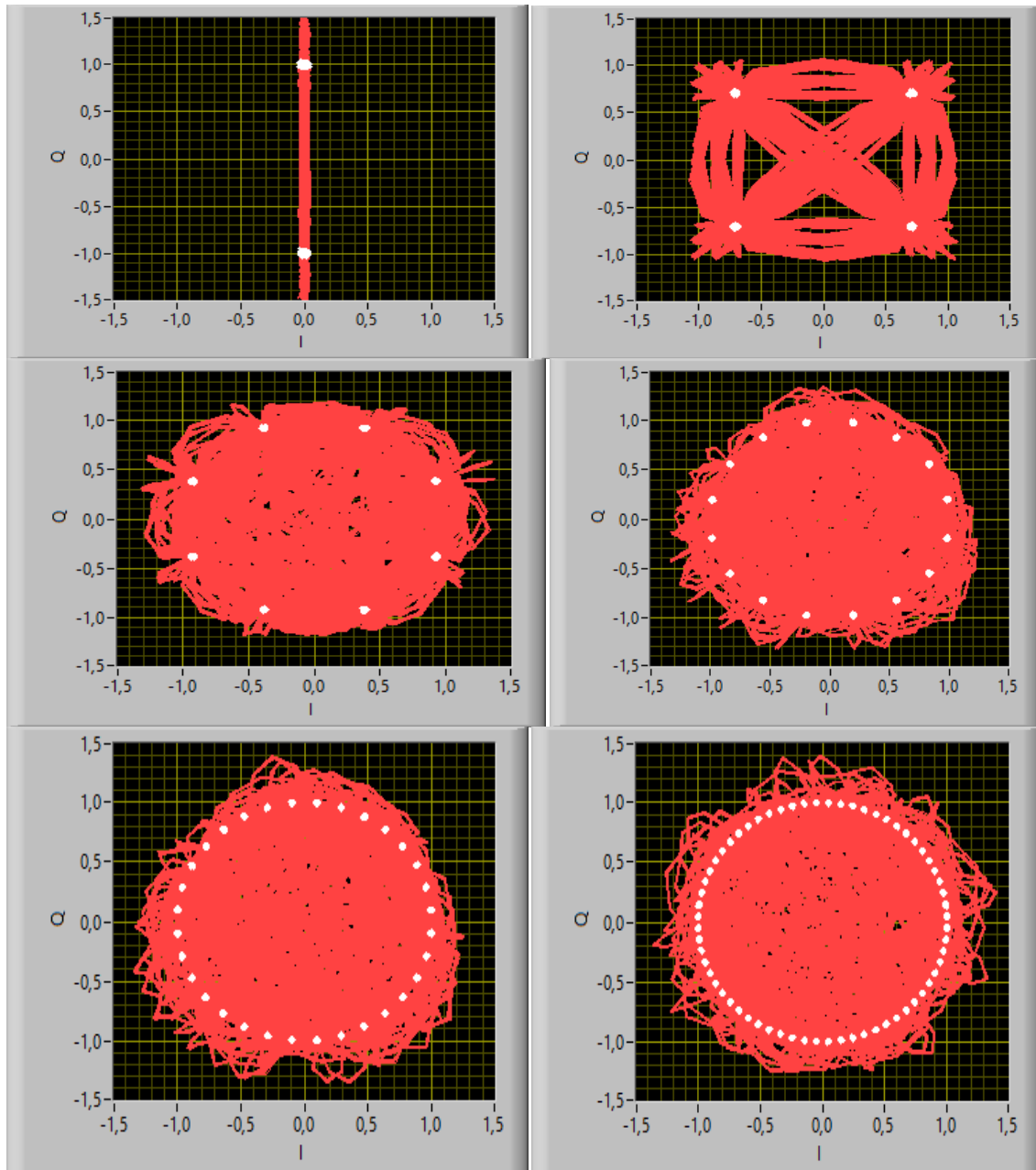


Рис. 16 - Диаграмма QPSK. Слева на право сверху вниз - 2,4,8,16,32,64

В разработанном программном обеспечении можно снимать спектр передатчика (вкладка TX Spectrum). На рисунке 17 представлены спектрограммы QPSK для разных фильтров.

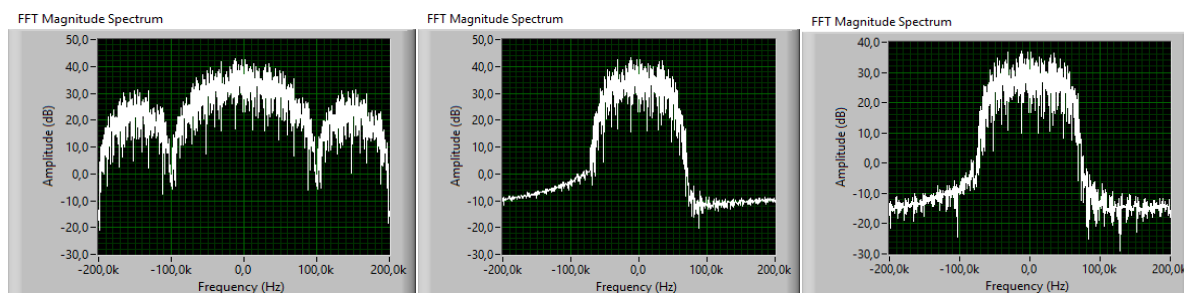


Рис. 17 - Спектрограммы QPSK с выставленными значениями фильтра (слева на право - сверху вниз): без фильтра, приподнятый косинус, Root Raised Cos

В разработанном программном обеспечении можно снимать глазковую диаграмму с приемника (вкладка Eye Diagram(RX)). На рисунке 1.68 представлены глазковые диаграммы при разных значениях M для оси Q , а на рисунке 18 представлены глазковые диаграммы при разных значениях M для оси I

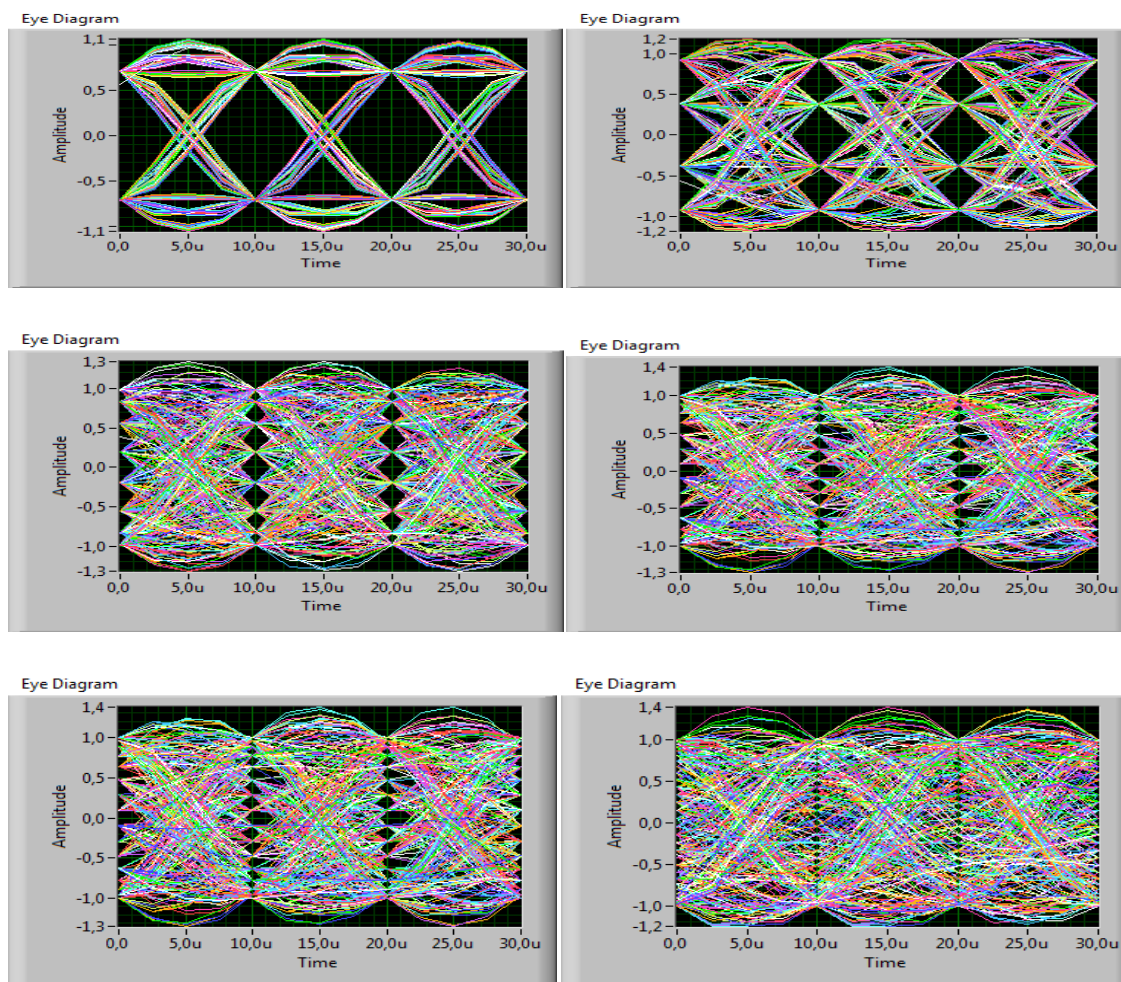


Рис. 18 - Глазковые диаграммы для разных значений M на оси Q (слева на право – сверху вниз): 2,4,8,16,32,64

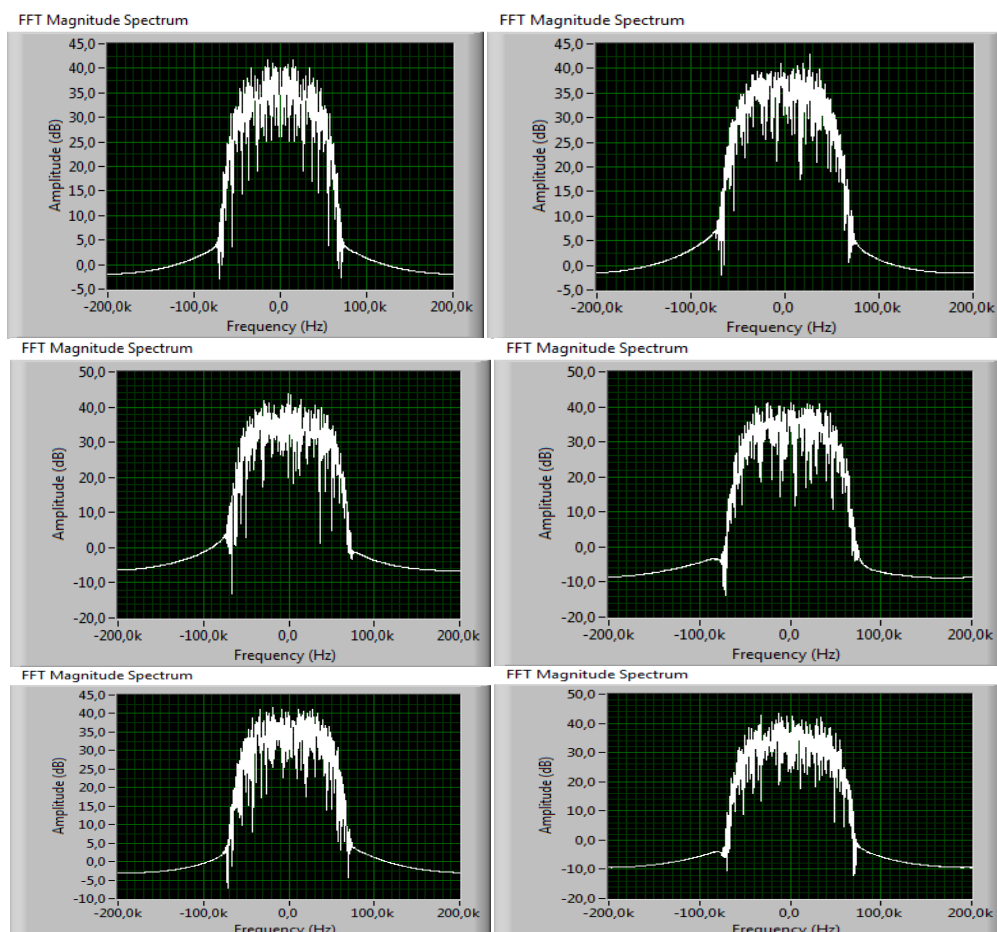


Рис. 19 – Спектр принятого сигнала для разных значений M (слева на право – сверху вниз): 2,4,8,16,32,64

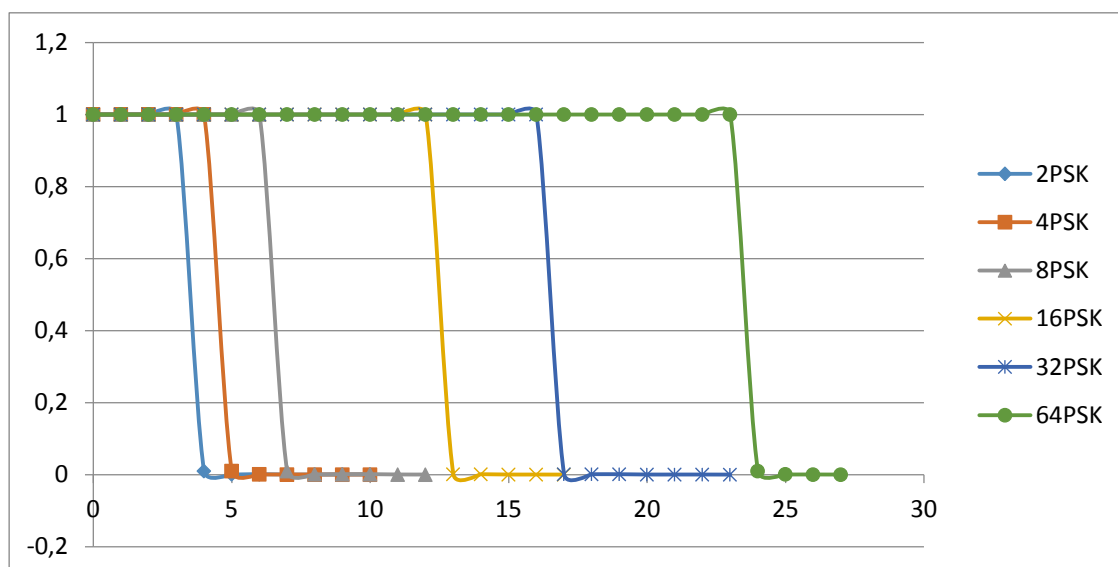


Рис. 20 – Зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум SNR для разных значений M

В результате выполнения лабораторной 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.

4 Теоретическая часть QAM

Квадратурно-амплитудная модуляция - QAM (QAM – Quadrature Amplitude Modulation) может рассматриваться как расширенная многоуровневая PSK, 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 рисунке 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 модулятор – демодулятора 16-QAM представлена на рисунке.

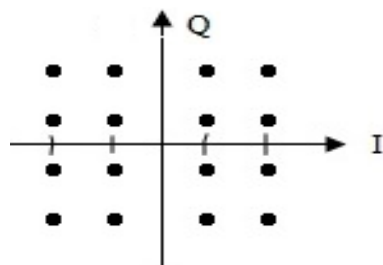


Рис. 21 - Сигнально-точечное пространство модуляции - "созвездие" для 16-QAM

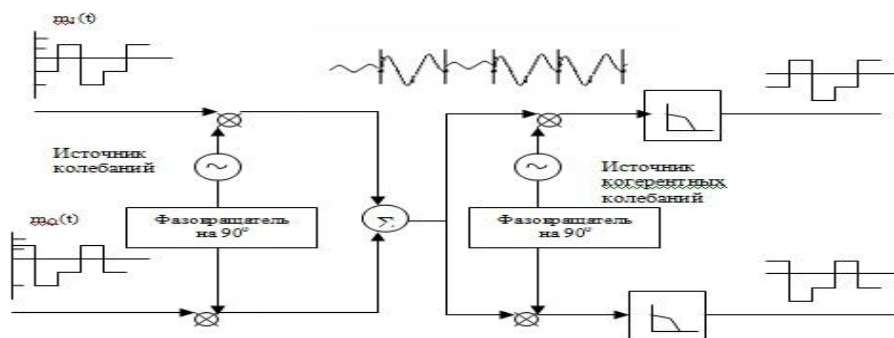


Рис. 22 - Схема модулятора-демодулятора QAM

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 может быть представлено в виде:

$$d = \frac{\sqrt{2}}{L-1} \quad (4)$$

На рисунке представлено сравнение систем 16-QAM и 16-PSK работающих на одинаковой пиковой мощности, по расстоянию между точками.

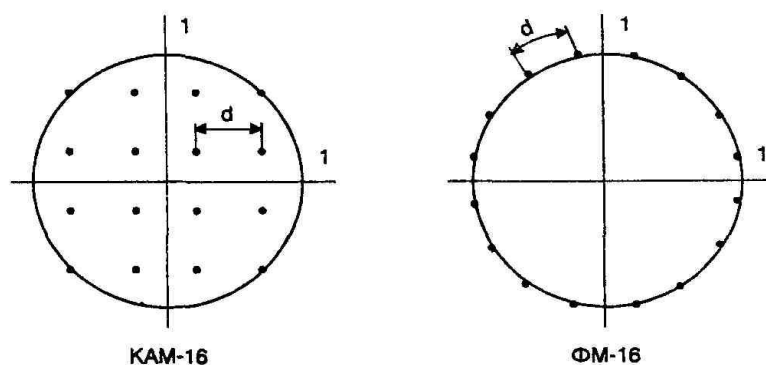


Рис.23 - Сравнение систем 16-QAM и 16-PSK работающих на одинаковой пиковой мощности, по расстоянию между точками

QAM имеет преимущество над системой PSK при той же пиковой мощности. В настоящее время для передачи пользуются системами 256-QAM. Надо отметить, что надежное функционирование высокоплотных форматов модуляции, таких как 256-QAM требует строгой линейности усилителей, для возможности обработки широкого диапазона амплитуд сигналов. Соотношения для характеристик ошибок методов 4- QAM, 16- QAM, 64- QAM и 256 -QAM в зависимости от отношения функции $\frac{E_b}{N_0}$ приведены на рисунке.

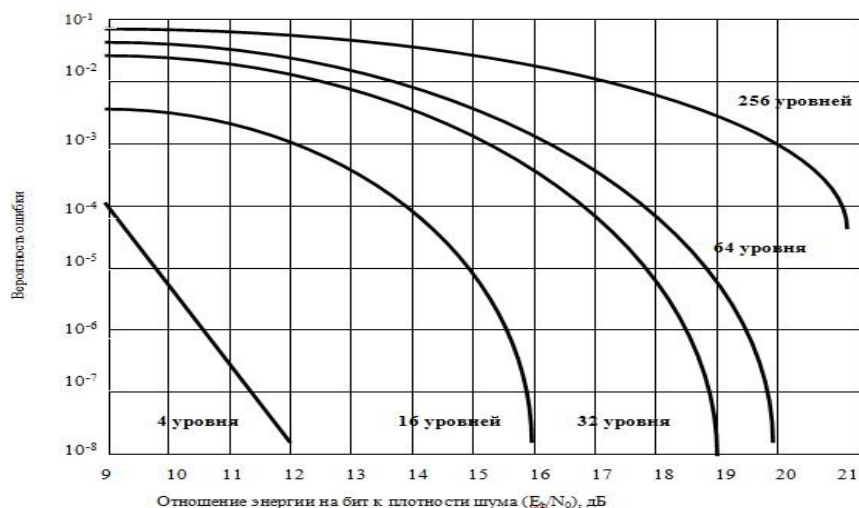


Рис. 24 - Вероятности ошибок в системах QAM

Достоинство высоких значений номера QAM – это повышенная скорость передачи данных, поскольку таким образом большее количество битов информации может быть передано в течении 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).

5. Практическая часть QAM

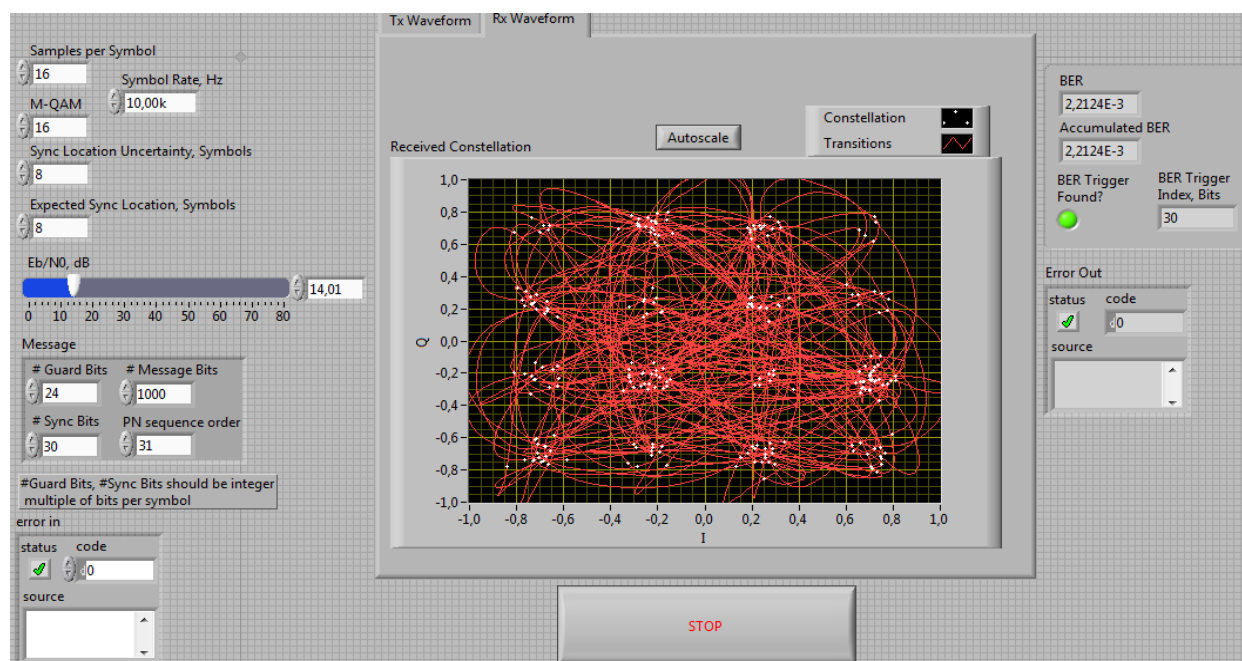


Рис. 25 - Внешний вид разработанного ПО для исследования QAM
Число посылок 2000 и различные отношения сигнал/шум

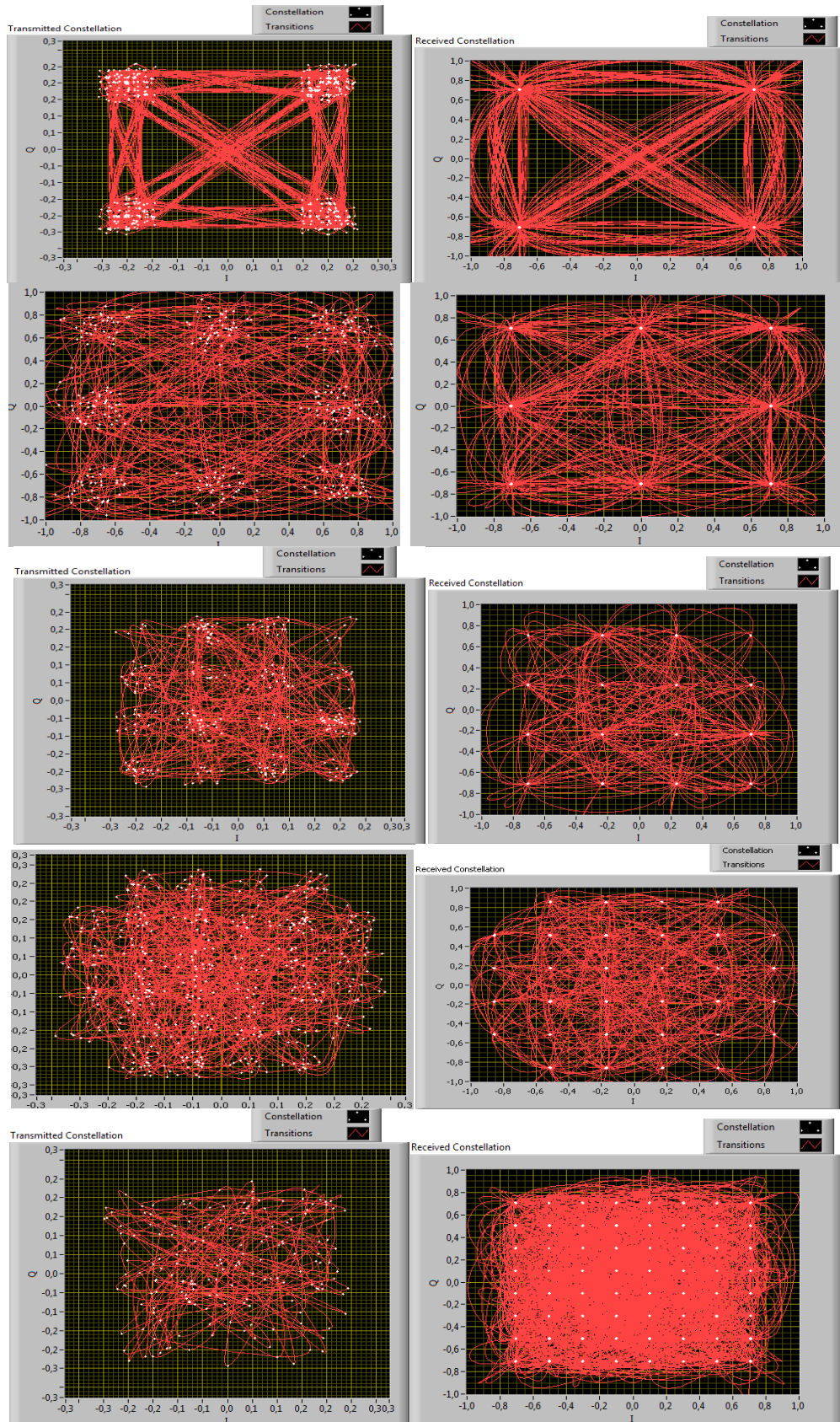


Рис. 26 - Сигнальные созвездия передаваемого и демодулированного сигнала (SNR=10dB) для QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM и 64-QAM (справа налево, сверху вниз)

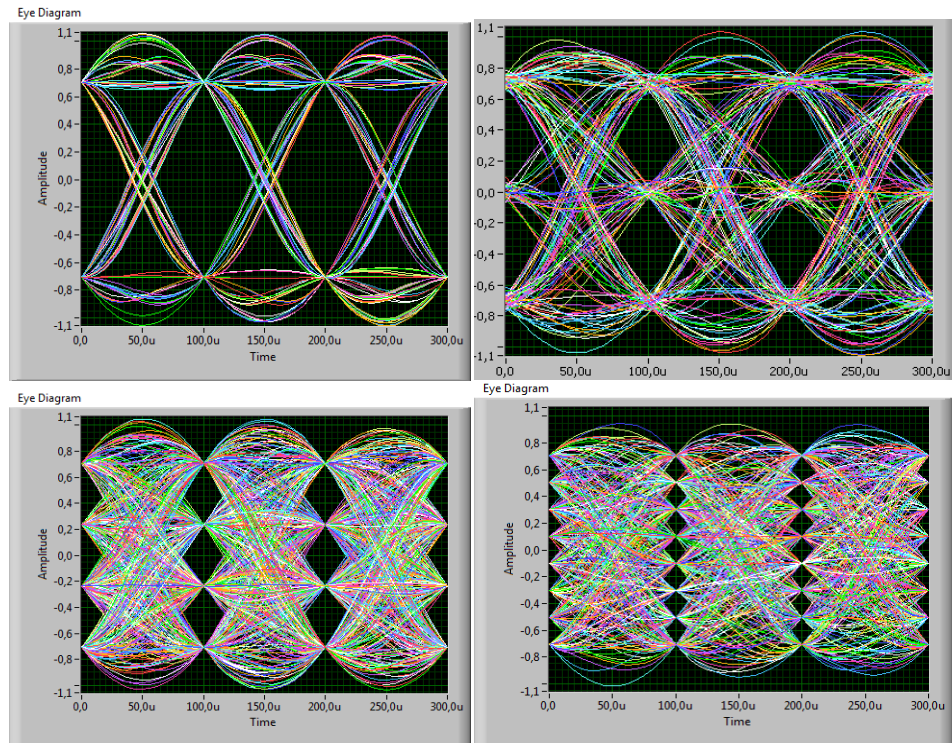


Рис. 27 - Глазковые диаграммы при малом SNR для QAM, 8-QAM, 16-QAM и 64-QAM

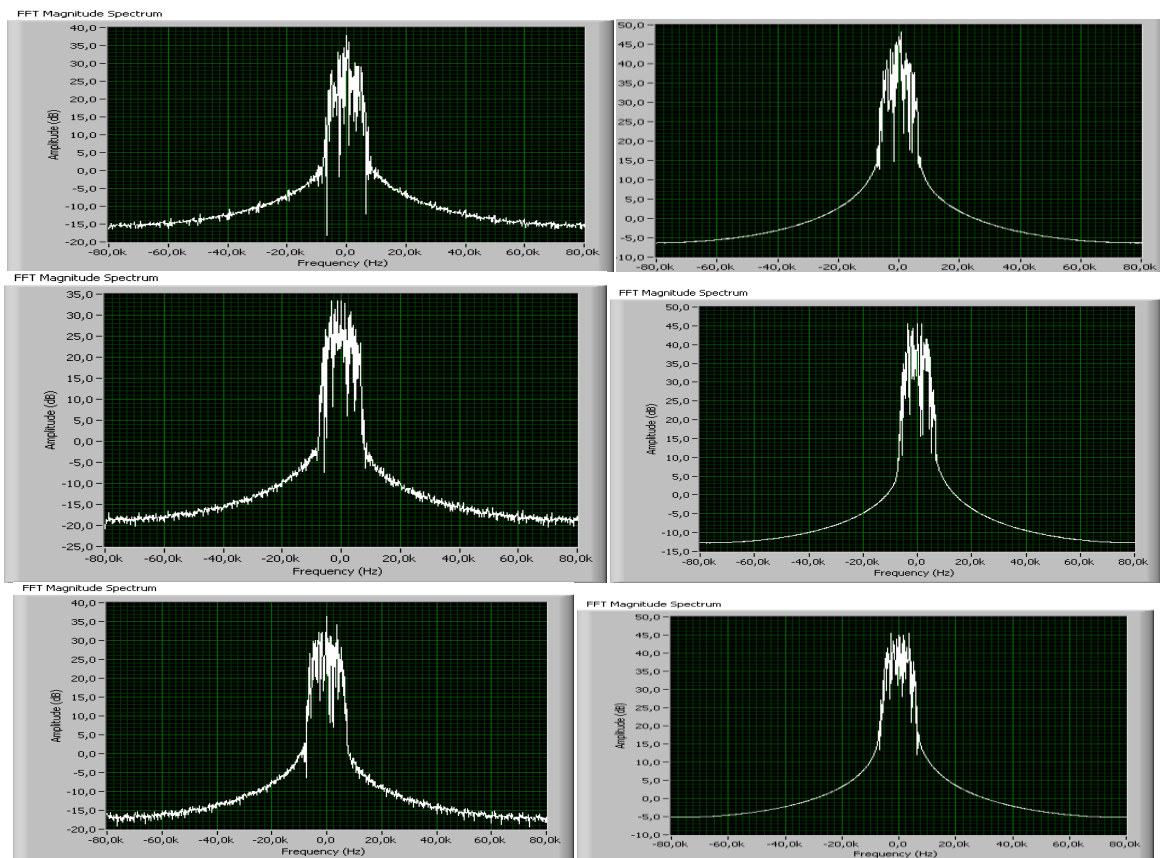


Рис. 28 - Спектрограммы на входе и на выходе канала для QAM, 16-QAM 64-QAM

Ползунком E_b/N_0 устанавливается уровень отношения сигнал/шума, в поле BER отображается количество обнаруженных ошибок при передаче. Из полученных данных можно построить график зависимости, сравнить показатели у различных видов модуляции и подтвердить/опровергнуть теорию, описанную выше.

Для каждого вида модуляции были сняты зависимости BER от SNR, которые приведены на рисунке 29.

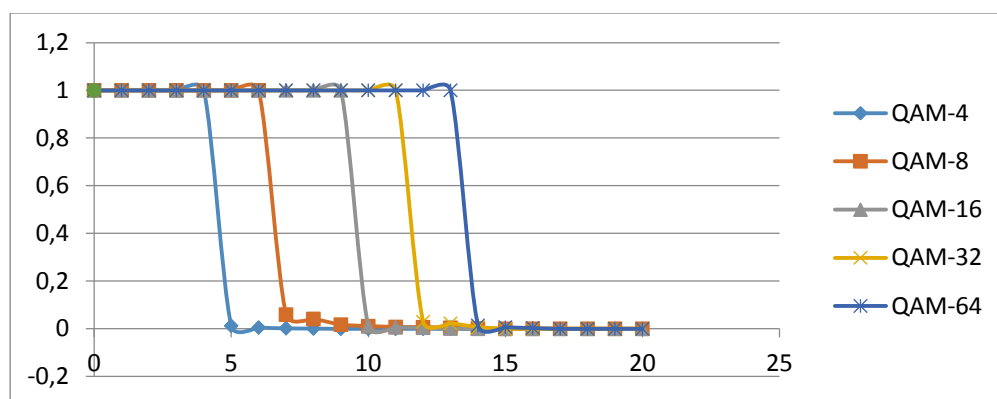


Рис. 29 – Зависимость вероятности битовой ошибки от SNR для QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM

Для сравнения помехоустойчивости, сравним зависимость вероятности битовой ошибки от с/ш для M-QAM с M-QPSK. На рисунке 30 изображены зависимости вероятности битовой ошибки для всех видов модуляций M-PSK ($M=4,16,64$) от SNR.

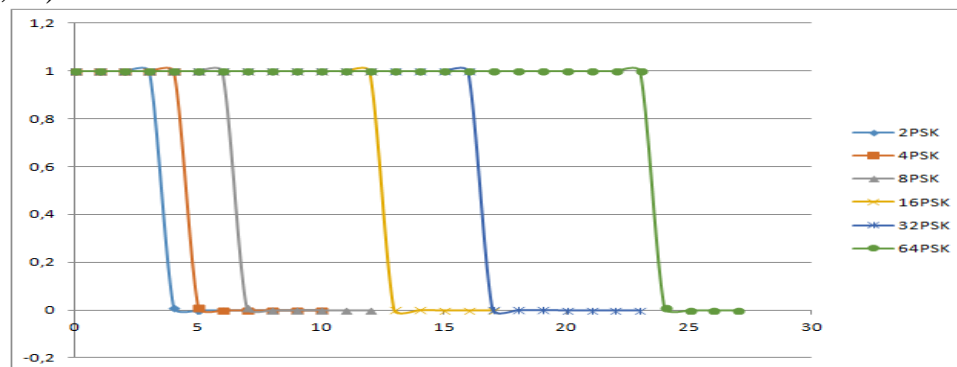


Рис. 30 – Зависимость вероятности битовой ошибки от SNR для всех видов модуляции M-PSK

По рисункам 29 и 30 видно, что помехоустойчивость у модуляции M-QAM выше, чем у M-PSK.

ЛИТЕРАТУРА

1. Голиков А.М. Модуляция, кодирование и моделирование в телекоммуникационных системах. Теория и практика: Учебное пособие / А.М. Голиков. - СПб.: Издательство «Лань», 2018. – 452с.