

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

Кологривов В. А.
Куулар А.А.

**МОДЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕМА НА КВАДРАТУРНЫХ НЕСУЩИХ
ОДНОЙ ЧАСТОТЫ ПО ТЕХНОЛОГИИ СУЖЕНИЯ СПЕКТРА**

Методические указания по лабораторной работе в среде функционального моделирования
Simulink системы MatLab для студентов радиотехнических специальностей

Томск 2025

УДК 621.396.2
ББК 32.884
К 61

Рецензент:

Мещеряков А.А., доцент кафедры радиотехнических систем ТУСУР, канд. техн. наук

Кологривов В. А., Куулар А.А.

К 61 Модельное исследование модема на квадратурных несущих одной частоты по технологии сужения спектра: методические указания по лабораторной работе для студентов радиотехнических специальностей / Кологривов В. А., Куулар А.А. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2025 – 32 с.

Настоящие методические указания по лабораторной работе составлены с учетом требований федерального государственного образовательного стандарта высшего образования (ФГОС ВО).

Лабораторная работа «Модельное исследование модема на квадратурных несущих одной частоты по технологии сужения спектра» с использованием пакета функционального моделирования **Simulink** системы для инженерных и научных расчетов **MatLab**.

Работа «Модельное исследование модема на квадратурных несущих одной частоты по технологии сужения спектра» относится к циклу лабораторных работ по разделу «Модуляция/Демодуляция», входящему в дисциплины радиотехнических специальностей.

В описании сформулирована цель лабораторной работы, приведены краткие теоретические сведения о технологии сужения спектра (**SNT**), **PSK** модуляциях и особенностях их реализации, краткая характеристика пакета **Simulink** системы **MatLab**, описание виртуального лабораторного макета и используемых блоков библиотеки **Simulink**, а также требования к модельному исследованию и контрольные вопросы, ответы на которые необходимы для успешной защиты лабораторной работы.

Одобрено на заседании каф. РТС протокол № 8 от 07.02.25

УДК 621.396.2
ББК 32.884

© Кологривов В. А., Куулар А. А., 2025
© Томск. гос. ун-т систем упр. и
радиоэлектроники, 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

1 ЦЕЛЬ РАБОТЫ. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ О ТЕХНОЛОГИИ СУЖЕНИЯ СПЕКТРА И PSK-МОДУЛЯЦИИ	4
1.1 Краткие теоретические сведения о технологии сужения спектра (SNT)	4
1.2 Краткие теоретические сведения о PSK модуляциях.....	5
2 ОПИСАНИЕ SIM-МОДЕЛЕЙ BPSK МОДЕМОВ ПО ТЕХНОЛОГИИ СУЖЕНИЯ СПЕКТРА.....	9
3 ПРИНЦИП РАБОТЫ SIM-МОДЕЛЕЙ BPSK МОДЕМОВ ПО ТЕХНОЛОГИИ СУЖЕНИЯ СПЕКТРА.....	16
4 КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ПАКЕТА SIMULINK И ИСПОЛЬЗУЕМЫХ БЛОКОВ	23
4.1 Запуск и работа с пакетом <i>Simulink</i>.....	23
4.2 Описание используемых блоков библиотеки <i>Simulink</i>.....	25
5 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ	30
6 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ.....	31
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	32

1 ЦЕЛЬ РАБОТЫ. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ О ТЕХНОЛОГИИ СУЖЕНИЯ СПЕКТРА И PSK-МОДУЛЯЦИИ

Цель работы: модельное исследование модема на квадратурных несущих по технологии сужения спектра – помехоустойчивости, энергетической и спектральной эффективности, сравнение способов приёма и установление её основного достоинства с использованием пакета функционального моделирования *Simulink*.

1.1 Краткие теоретические сведения о технологии сужения спектра (SNT)

Экономное использование частотного ресурса радиодиапазона является в настоящее время актуальной проблемой. Разработчиками систем радиосвязи и передачи данных постоянно решается компромиссная задача выбора минимального частотного диапазона, позволяющего решить поставленную задачу в заданных условиях.

К расширению спектра используемых частот приводит ряд объективных обстоятельств: возрастание скорости передачи, увеличение числа каналов многоканальных систем и так далее. Наконец технология расширения спектра иногда используется целенаправленно, например, для преодоления последствий многолучевого распространения радиоволн в условиях городской застройки. Если не учитывать случаи целенаправленного расширения спектра, то постоянно приходится решать задачи по сокращению спектра используемых частот.

В какой-то степени задачи сокращения спектра используемых частот могут быть решены, например, за счет увеличения порядка **PSK** модуляции. Однако при таком подходе, кроме сокращения спектра, происходит снижение относительной скорости передачи, что в конечном итоге приводит к дополнительному снижению помехоустойчивости.

Первые попытки в направлении сокращения спектра обозначились с появлением **QPSK** модуляции, когда исходный поток разбивается на дибиты, организуется два квадратурных параллельных потока управляющих символов, длина которых вдвое превышает бит, что и приводит к сокращению спектра формируемого сигнала. Здесь относительная скорость передачи не меняется - исходный поток разбивается на два медленных потока.

Последующие виды **PSK** модуляций: **8PSK**, **16PSK**, **32PSK**, **64PSK** и так далее увеличивают исходные наборы битов (три-бит, тетра-бит, пента-бит, гекса-бит и т.д.) из которых организуется два квадратурных параллельных потока управляющих символов, длина которых ещё больше превышает исходный бит, что ведёт к дополнительному сокращению относительной скорости передачи и приводит не только к сокращению спектра формируемого сигнала, но и заметному снижению помехоустойчивости.

Другими словами, требуется технология, обеспечивающая передачу широкополосного сигнала, в более узкой полосе частот при приемлемой помехоустойчивости. Выходом из подобной ситуации, предлагается технология сужения спектра (spectrum narrowing technologies **SNT**). Для обеспечения постоянства относительной скорости передачи предлагается блок из n битов разбивать на n битовых потоков. При таком подходе можно ожидать, что при сужении спектра не будет происходить резкого снижения помехоустойчивости. Суть этой технологии заключается в разбиении исходного битового потока на несколько параллельных потоков, пропорционального при этом увеличения длительности битов образованных потоков, раздельной их модуляции и использовании ортогональных несущих для обеспечения приема. Так, если исходный поток разбивается на два потока, то в качестве несущих можно использовать квадратурные несущие колебания одной частоты, либо ортогональный разнос несущих частот. При разбиении исходного потока на большее число параллельных потоков остается использовать ортогональный разнос несущих частот. Ортогональный разнос несущих при этом оказывается меньшим

исходного, что обеспечивает сужение требуемого диапазона приема и обработки.

Технология сужения спектра делает акцент на распараллеливании исходного потока на несколько, что позволяет увеличивать исходную длину битов, осуществлять их раздельную модуляцию несущими с ортогональным разносом. Увеличение длительности исходных битов сокращает ширину спектра, величину ортогонального разноса несущих, что и соответствует сужению спектра. Обеспечение постоянства относительной скорости передачи позволяет сохранять при этом помехоустойчивость на приемлемом уровне.

1.2 Краткие теоретические сведения о PSK модуляциях

PSK модуляция относится к узкополосной технологии формирования и использования радиосигналов.

Наиболее простой является **BPSK** модуляция. Информационный битовый поток одновременно является модулирующим, то есть бит является управляющим символом. Модулятор **BPSK** представляет собой перемножитель биполярного информационного потока и гармонического колебания несущей частоты, то есть **BPSK** модуляция — это манипуляция фазы несущего колебания.

Демодуляция **BPSK** представляет собой приёмник прямого преобразования частоты, при котором принятый модулированный сигнал умножается на опорное колебание несущей частоты. В результате образуется разностный продукт нулевой частоты, содержащий модулирующий сигнал и суммарный продукт второй гармоники несущего колебания. Суммарный продукт преобразования отфильтровывается с помощью **ФНЧ**, а разностный продукт регенерируется по форме до передаваемого битового потока. Иногда прямое преобразование частоты принимаемого сигнала называют синхронным детектированием.

Вторым возможным способом приёма и обработки **BPSK** модулированного сигнала является корреляционный приём. При этом в буферах плеч коррелятора накапливаются отсчеты опорного гармонического колебания и отсчеты принятого в шумах **BPSK** модулированного сигнала. Далее накопленные в течении бита отсчеты скалярно перемножаются (то есть скалярно перемножаются и суммируются) и нормируются к ± 1 . Это соответствует вычислению автокорреляционной функции при нулевом смещении $\tau = 0$.

Биполярная версия информационного битового потока соответствует состояниям $\pm E$ и межсигнальному расстоянию $2E$, где E — энергия сигнала. Это максимальное межсигнальное расстояние соответствует наибольшей помехоустойчивости **BPSK** или энергетической эффективности.

Спектральная эффективность **BPSK** определяется длительностью бита или скоростью передачи битового потока. В первом приближении спектр псевдослучайного информационного потока приравнивается к спектру биполярного меандра (последовательность прямоугольных импульсов со скважностью 2). Это означает, что при длительности бита τ_b ширина основного лепестка спектра составляет $2\pi/\tau_b$ радиан/сек. Величины фазовых переходов при **BPSK** модуляции составляют 0 и π радиан, что приводит к заметным переходным процессам в полосовом фильтре (провале огибающей радиосигнала) и предъявляет повышенные требования к линейности используемых усилителей мощности.

Математическое описание BPSK. Дадим простое математическое описание **BPSK** модуляции/демодуляции, используя структуру модема [1-5].

Обозначим текущее значение бита $d_k = \pm 1$, который является управляющим сигналом модулятора. В модуляторе (смесителе) управляющая последовательность перемножается с опорным гармоническим колебанием $x_k = d_k \cos(\omega t)$.

В модели канала распространения к переданному сигналу аддитивно добавляются шумы $y_k = d_k \cos(\omega t) + n_k$.

В демодуляторе зашумленный сигнал умножается на опорное колебание

$$\begin{aligned} z_k &= \langle d_k \cos(\omega t) + n_k \rangle \cos(\omega t) = d_k \cos^2(\omega t) + n_k \cos(\omega t) = \\ &= \frac{d_k}{2} (1 + \cos(2\omega t)) + n_k \cos(\omega t). \end{aligned}$$

На выходе **ФНЧ** после фильтрации высокочастотных составляющих имеем последовательность с точностью до постоянного коэффициента совпадающую и передаваемой информационной последовательностью $z_k \sim d_k/2$.

При использовании в качестве несущего колебания $\sin(\omega t)$ получаем следующее. В модуляторе (смесителе) управляющая последовательность перемножается с опорным гармоническим колебанием $x_k = d_k \sin(\omega t)$.

В модели канала распространения к переданному сигналу аддитивно добавляются шумы $y_k = d_k \sin(\omega t) + n_k$.

В демодуляторе зашумленный сигнал умножается на опорное колебание

$$\begin{aligned} z_k &= \langle d_k \sin(\omega t) + n_k \rangle \sin(\omega t) = d_k \sin^2(\omega t) + n_k \sin(\omega t) = \\ &= \frac{d_k}{2} (1 - \cos(2\omega t)) + n_k \sin(\omega t). \end{aligned}$$

На выходе **ФНЧ** после фильтрации высокочастотных составляющих имеем последовательность с точностью до постоянного коэффициента совпадающую и передаваемой информационной последовательностью $z_k \sim d_k/2$.

Следующей версией **PSK** модуляции является квадратурная фазовая манипуляция **QPSK** модуляция. В этом случае текущие биты группируются в пары (дибиты) $\tau_s = 2 \cdot \tau_b$. Скорость передачи при **QPSK** такая же как у **BPSK**, так дибит передается в два раза дольше. Дибиты могут принимать значения **00**, **01**, **10** и **11**. Каждому дибиту приписывается фазовое состояние, например, $\varphi_k = (\pm \pi/4, \pm 3\pi/4)$, при этом используется так называемое кодирование по Грея (соседние состояния отличаются одним битом), что способствует равномерному распределению ошибок. При **QPSK** модуляции возможны и фазовые состояния: **0**, $\pm \pi/2$ и π радиан. Фазовое кодирование обычно выполняется программно. Далее от фазовых состояний вычисляются значения $\cos(\varphi_k)$ и $\sin(\varphi_k)$ и тем самым образуются квадратурные модулирующие импульсы длиной τ_s и амплитудой $\pm 1/\sqrt{2}$, которые подаются на квадратурный модулятор.

Квадратурный модулятор состоит из двух умножителей (преобразователей) на первые входы которых поступают модулирующие импульсы, а на вторые входы опорные квадратурные колебания несущих $\cos(\omega_0 \cdot t)$ или $\sin(\omega_0 \cdot t)$. На выходе квадратурного модулятора стоит сумматор квадратурных составляющих смодулированных несущих.

Демодулятор **QPSK** также имеет квадратурную структуру. Принятый смодулированный сигнал разветвляется на первые входы умножителей (преобразователей), а на вторые входы подаются синхронизированные квадратурные опорные колебания несущих $\cos(\omega_0 \cdot t)$ или $\sin(\omega_0 \cdot t)$. На выходах умножителей **ФНЧ** пропускают только низкочастотные разностные продукты преобразования и подавляют суммарные высокочастотные продукты преобразования. Низкочастотные разностные продукты преобразователей, представляющие собой квадратурные проекции фазовых состояний поступают на вход программного блока фазового декодера, в котором определяется квадрант комплексной плоскости, определяемой проекциями. По квадранту восстанавливается принадлежащее ему фазовое состояние и соответствующий дибит как вектор. Далее следует

преобразователь параллельного представления потока в последовательное на основе двух портового переключателя, который выдаёт текущие биты принятого дибита.

Вторым возможным способом приёма и обработки **QPSK** модулированного сигнала является корреляционный приём. При этом для каждого квадратурного канала реализуется свой коррелятор. На первом плече коррелятора в пределах принимаемого дибита накапливаются отсчеты синхронизированного опорного генератора, а на втором плече накапливаются отсчеты принятого в помехах **QPSK** модулированного сигнала. Скалярно перемножая накопленные отсчеты как вектора, восстанавливаем соответствующую квадратурную проекцию. Далее восстановленные квадратурные проекции фазового состояния подаём на программный блок фазового декодера и преобразователь параллельного представления в последовательное и на выходе получаем последовательный поток принятых битов.

Так как при **QPSK** модулирующие символы в два раза длиннее чем у **BPSK** ширина основного лепестка спектра сокращается вдвое. Четыре фазовых состояния, равномерно расположенные на окружности радиусом E дают межсигнальное расстояние $E\sqrt{2}$, а значит и меньшую помехоустойчивость.

Смена фазовых состояний вызывает переходные процессы в полосовом фильтре, что выражается в кратковременном изменении уровня огибающей модулированного сигнала и чревато появлением нелинейных искажений в усилителях мощности работающих в нелинейном режиме. Чем больше перепад фаз, тем больше провал огибающей и больше уровень нелинейных продуктов. В связи с этим желательно ограничить перепад фаз.

Математическое описание QPSK. Дадим простое математическое описание **QPSK** модуляции/демодуляции, используя структуру модема [1-4]. Информационный поток битов поступает на фазовый кодер, который формирует из них дибиты и, ставит им в соответствие фазовое состояние φ_k , используя функции $\cos$ и $\sin$, а затем преобразует их в управляющие символы модулятора. Управляющими символами, поступающими с фазового кодера на квадратурный модулятор являются $d_I = \cos(\varphi_k)$ и $d_Q = \sin(\varphi_k)$. Рассмотрим квадратурный модулятор.

Синфазный (*Inphase*) канал модулятора

$$I_k = \cos(\varphi_k) \cdot \cos(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \langle \cos(\varphi_k - \omega t) + \cos(\omega t + \varphi_k) \rangle.$$

Квадратурный (*Quadrature*) канал демодулятора

$$Q_k = \sin(\varphi_k) \cdot \sin(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \langle \cos(\varphi_k - \omega t) - \cos(\omega t + \varphi_k) \rangle.$$

После суммирования квадратур на выходе модулятора имеем

$$\begin{aligned} U_k &= d_I \cdot \cos(\omega t) + d_Q \cdot \sin(\omega t) = \\ &= \cos(\varphi_k) \cdot \cos(\omega t) + \sin(\varphi_k) \cdot \sin(\omega t) = \cos(\varphi_k - \omega t). \end{aligned}$$

На выходе модели канала распространения добавляем шумы канала

$$S_k = \cos(\varphi_k - \omega t) + n_k.$$

Рассмотрим квадратурный демодулятор.

Синфазный (*Inphase*) канал демодулятора

$$\langle \cos(\varphi_k - \omega t) + n_k \rangle \cdot \cos(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \langle \cos(\varphi_k) + \cos(2\omega t - \varphi_k) + n_k \cdot \cos(\omega t) \rangle.$$

Квадратурный (*Quadrature*) канал демодулятора

$$\langle \cos(\varphi_k - \omega t) + n_k \rangle \cdot \sin(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \langle \sin(\varphi_k) + \sin(2\omega t - \varphi_k) + n_k \cdot \sin(\omega t) \rangle.$$

После прохождения через **ФЧХ (LF)** отфильтровывающего высокочастотные составляющие и усиления на 2 на выходах квадратурных каналов обработки оказываются модулирующие символы $d_I = \cos(\varphi_k)$ и $d_Q = \sin(\varphi_k)$, которые фазовый декодер преобразует в дибиты, а преобразователь параллельного представления в последовательное выдает поток принятых информационных битов.

Квадратурные и ортогональные несущие колебания. В цифровых системах связи вводятся понятия квадратурных и ортогональных частот.

Под квадратурными несущими колебаниями одной частоты понимаем гармонические колебания вида $\cos(2\pi f t)$ и $\sin(2\pi f t)$.

Под ортогональными несущими колебаниями разных частот, понимаем гармонические колебания, удовлетворяющие условию ортогональности

$$\int_0^{\tau} \cos(2\pi f_1 t + \varphi) \cdot \cos(2\pi f_2 t) \cdot dt = \int_0^{\tau} \sin(2\pi f_1 t + \varphi) \cdot \sin(2\pi f_2 t) \cdot dt = 0,$$

где τ - длительность бита, f_1, f_2 частоты несущих колебаний; φ - начальная фаза колебания. При этом доказывается, что разнос частот несущих $\Delta f = f_1 - f_2$, обеспечивающий ортогональность колебаний, зависит от длительности бита и способа приема цифровых сигналов. Отметим, что $2\pi f t = \omega$, где f - линейная частота с единицей измерения Гц, ω - круговая частота с единицей измерения рад/сек.

При когерентном приеме, когда опорные генераторы приемника устанавливаются с точностью до частоты и фазы опорных генераторов передатчика разнос частот должен удовлетворять соотношению

$$\Delta f = k/2\tau,$$

где $k = 1, 2, \dots$ - любое целое число.

При некогерентном приеме, когда опорные генераторы приемника устанавливаются только с точностью до частоты опорных генераторов передатчика разнос частот должен удовлетворять соотношению

$$\Delta f = k/\tau.$$

2 ОПИСАНИЕ SIM-МОДЕЛЕЙ BPSK МОДЕМОВ ПО ТЕХНОЛОГИИ СУЖЕНИЯ СПЕКТРА

Функциональная модель модема на квадратурных несущих по технологии сужения спектра с приёмником прямого преобразования представлена на рис. 2.1.

Источник биполярной информационной последовательности реализован на основе генератора псевдослучайной последовательности с гауссовским распределением **Random Number** и блока двухстороннего ограничителя на основе функции **sign(x)**.

Подсистема разделения на потоки **flow separation** (см. рис. 2.2) реализована на основе блоков буфер **buffer** и демультимплексора **Demux**.

С выхода подсистемы **flow separation** потоки поступают на первые входы блоков умножителей **Product** квадратурного преобразователя. На вторые входы умножителей поступают опорные гармонические колебания **cos($\omega_0 t$)** или **sin($\omega_0 t$)** с частотой **$\omega_0 = 15 \cdot \pi$** радиан/сек. На выходе квадратурного модулятора стоит блок **Sum**.

Простейшая модель канала распространения собрана на основе блока **Sum**, на первый вход которого поступает передаваемый радиосигнал, а на второй вход поступает шумовая псевдослучайная последовательность с гауссовским распределением **Random Number**. Параметр генератора **Sample Time** позволяет реализовать необходимую широкополосность шумов канала распространения, а параметр **Variance** регулировать мощность шумов в процессе измерения помехоустойчивости (зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум **SNR**).

Квадратурный демодулятор представлен умножителями квадратурных каналов обработки. На первые входы умножителей **Product** разветвляется принятый зашумлённый радиосигнал, на вторые входы подаются синхронизированные квадратурные опорные колебания несущих **cos($\omega_0 t$)** или **sin($\omega_0 t$)** с генераторов **Sine Wave** с частотой **$\omega_0 = 15\pi$** радиан/сек. Система выделения и автоматической фазовой подстройки частоты опорного колебания в модели не представлена. На выходе умножителей установлены **ФНЧ (LF)** с полосой пропускания порядка **$\Delta\omega = 0.85\pi$** радиан/сек, для фильтрации высокочастотных продуктов преобразования. Блоки **Gain = 2** призван компенсировать коэффициент тригонометрических преобразований равный **1/2**. Блоки экстраполятора нулевого порядка **Zero Order Hold** с параметром **Sample time=2** в течение указанного интервала фиксируют значение поступающего сигнала и передают на преобразователь параллельного потока в последовательный.

Преобразователь параллельного потока в последовательный выполнен на блоках **Switch** и **Pulse Generator**. На выходе преобразователя для масштабирования значений битов к значениям **± 1** включен блок двухстороннего ограничителя на основе функции **sign(x)**.

Подсистема **Subsystem Calc Err**, блоки **Display** и **Scope** призваны отображать число ошибок передачи и фиксировать моменты их возникновения.

Подсистема **Subsystem Measuring Power** и блок **Scope** призваны вычислять и отображать изменение уровня мощности сигнала или смеси сигнал+шум в процессе измерения помехоустойчивости. Точка подключения измерителя мощности обусловлена блоком принятия решений, который соответствует блоку **Zero Order Hold**.

Блок **Spectrum Scope** призван отображать спектры сигнальных и шумовых потоков.

Блок **Constellation Diagram** отображает диаграммы фазовых состояний и фазовых переходов.

Variant_Spectrum_Narrowing_Technology_SNT_Modem_2 2_potoka

$SNR=S/(SN-S)=0.198/(0.218-0.198)=9.9000$ (9.9564 dB) $N_c=2.52$ $dw=2\pi$ $dW=1.25\pi$ $\tau=1$ $n=1000$ $n_{err}=1$ Class_BPSK_Modem_1
 $SNR=S/(SN-S)=0.396/(0.45-0.396)=7.3333$ (8.6530 dB) $N_c=4.15$ $dw=2\pi$ $dW=1.25\pi$ $\tau=1$ $n=1000$ $n_{err}=1$ Quadrature_BPSK_Modem_1
 $SNR=S/(SN-S)=0.56/(0.65-0.56)=6.2222$ (7.9395 dB) $N_c=4.25$ $dw=\pi$ $dW=\pi$ $\tau=1$ $n=1000$ $n_{err}=1$ Class_QPSK_Modem_1
 $SNR=S/(SN-S)=0.515/(0.62-0.515)=4.9048$ (6.9062 dB) $N_c=2.8$ $dw=\pi$ $dW=\pi$ $w=(10\pi, 20\pi)$ $\tau=1$ $n=1000$ $n_{err}=1$ Class_QPSK_Harmonic_Modem_1
 $SNR=S/(SN-S)=0.515/(0.595-0.515)=6.4375$ (8.0872 dB) $N_c=2.15$ $dw=\pi$ $dW=\pi$ $w=(10\pi, 11\pi)$ $\tau=1$ $n=1000$ $n_{err}=1$ Class_QPSK_Ortgon_Modem_1
 $SNR=S/(SN-S)=1/(1.09-1)=11.1111$ (10.4576 dB) $N_c=4.55$ $dw=\pi$ $dW=0.85\pi$ $w=(15\pi, 16\pi)$ $\tau=1$ $n=1000$ $n_{err}=1$ Variant_SNT_Modem_1
 $SNR=S/(SN-S)=0.868/(0.96-0.868)=9.4348$ (9.7473 dB) $N_c=5.55$ $dw=\pi$ $dW=0.85\pi$ $w=(15\pi, 16\pi)$ $\tau=1$ $n=1000$ $n_{err}=1$ Variant_SNT_Modem_2

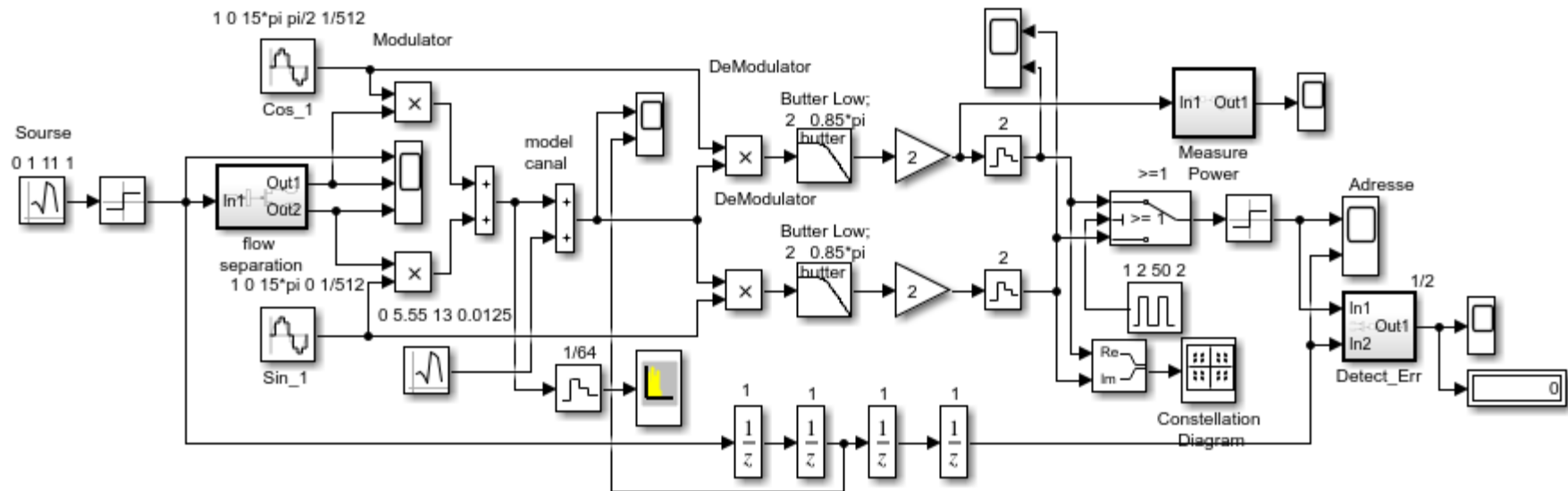


Рисунок 2.1 – Функциональная модель модема на квадратурных несущих по технологии сужения спектра с приёмником прямого преобразования

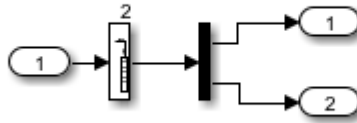


Рисунок 2.2 – Модель подсистемы разделения на потоки *flow separation*

Функциональная модель модема на квадратурных несущих по технологии сужения спектра с корреляционным приёмником представлена на рис. 2.3.

При корреляционном приеме определяется значение функции корреляции между принимаемым и опорным сигналом. Функция корреляции является функцией параметра смещения τ и обычно функция автокорреляции симметрична относительно $\tau = 0$ и может содержать боковые пики. Функция корреляции непрерывного сигнала определяется соотношением:

$$R(\tau) = \int x(\tau) * y(t - \tau) d\tau,$$

где $y(t) = x(t) + n(t)$;

$x(t)$ – полезный сигнал;

$n(t)$ – АБГШ.

При полном совпадении сигналов будет получен положительный максимум значения функции корреляции. Если сигналы находились в противофазе, то максимум станет отрицательным. При отсутствии похожести между сигналами значение функции корреляции будет равно нулю. При частичном совпадении и при наличии помех значение функции корреляции находится в диапазоне от нуля до значения ее максимума. Для дискретного и цифрового сигнала функция корреляции определяется через сумму произведения функций отсчетов

$$R(m) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{\infty} x(n) \cdot y(n - m).$$

Variant_Spectrum_Narrowing_Technology_SNT_Modem_Corr_2_2_potoka

$SNR = S / (SN - S) = 0.198 / (0.218 - 0.198) = 9.9000$ (9.9564 dB) $N_c = 2.52$ $dw = 2 \cdot \pi$ $dW = 1.25 \cdot \pi$ $\tau = 1$ $n = 1000$ $n_{err} = 1$ Class_BPSK_Modem_1
 $SNR = S / (SN - S) = 0.396 / (0.45 - 0.396) = 7.3333$ (8.6530 dB) $N_c = 4.15$ $dw = 2 \cdot \pi$ $dW = 1.25 \cdot \pi$ $\tau = 1$ $n = 1000$ $n_{err} = 1$ Quadrature_BPSK_Modem_1
 $SNR = S / (SN - S) = 0.56 / (0.65 - 0.56) = 6.2222$ (7.9395 dB) $N_c = 4.25$ $dw = \pi$ $dW = \pi$ $\tau = 1$ $n = 1000$ $n_{err} = 1$ Class_QPSK_Modem_1
 $SNR = S / (SN - S) = 0.515 / (0.62 - 0.515) = 4.9048$ (6.9062 dB) $N_c = 2.8$ $dw = \pi$ $dW = \pi$ $w = (10 \cdot \pi, 20 \cdot \pi)$ $\tau = 1$ $n = 1000$ $n_{err} = 1$ Class_QPSK_Harmonic_Modem_1
 $SNR = S / (SN - S) = 0.515 / (0.595 - 0.515) = 6.4375$ (8.0872 dB) $N_c = 2.15$ $dw = \pi$ $dW = \pi$ $w = (10 \cdot \pi, 11 \cdot \pi)$ $\tau = 1$ $n = 1000$ $n_{err} = 1$ Class_QPSK_Ortogonal_Modem_1
 $SNR = S / (SN - S) = 1.06 / (1.125 - 1.06) = 16.3066$ (12.1239 dB) $N_c = 4.55$ $dw = \pi$ $dW = 0.85 \cdot \pi$ $w = (15 \cdot \pi, 16 \cdot \pi)$ $\tau = 1$ $n = 1000$ $n_{err} = 1$ Variant_OSQ_Modem_1
 $SNR = S / (SN - S) = 1.055 / (1.125 - 1.055) = 15.0714$ (11.7815 dB) $N_c = 5.55$ $dw = \pi$ $dW = 0.85 \cdot \pi$ $w = (15 \cdot \pi, 16 \cdot \pi)$ $\tau = 1$ $n = 1000$ $n_{err} = 1$ Variant_SNT_Modem_2
 $SNR = S / (SN - S) = 4068 / (4400 - 4068) = 12.2530$ (10.8824 dB) $N_c = 5.45$ $dw = \pi$ $w = (15 \cdot \pi, 16 \cdot \pi)$ $\tau = 1$ $n = 1000$ $n_{err} = 1$ Variant_SNT_Modem_Corr_2

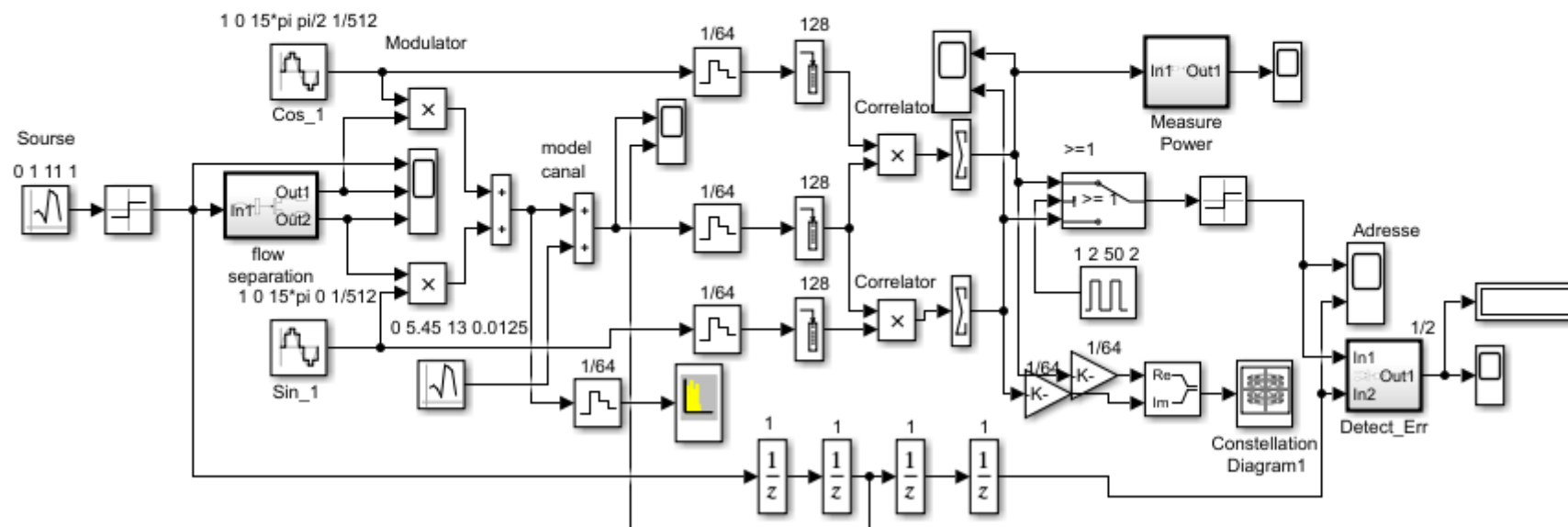


Рисунок 2.3 – Функциональная модель модема на квадратурных несущих по технологии сужения спектра с корреляционными приемниками

При описании модема на квадратурных несущих с корреляционными приёмниками целесообразно остановиться на реализации корреляционного приема и обработке сигнала, поскольку передающие части модемов совпадают.

Для каждой квадратурной составляющей реализуется свой корреляционный приёмник. Плечи корреляционного приёмника состоят из экстраполяторов нулевого порядка **Zero Order Hold** и блоков **Buffer**, которые накапливают в течение бита отсчеты одного из синхронизированных опорных колебаний и принятого в шумах модулированного радиосигнала. Накопленные отсчеты, как вектора скалярно перемножаются и суммируются блоками **Product** и **Sum**. В данном случае реализуется накопление **128** отсчетов с шагом **1/64** в течение расширенного бита (дибита).

Такая упрощенная реализация корреляционной обработки позволяет найти отсчет автокорреляционной функции опорного колебания и зашумленного радиосигнала при смещении $\tau = 0$ и, в зависимости от знака корреляции, принять решение о приеме **1** или **-1**.

С выходов корреляторов каналов сигнал поступает на преобразователь параллельного потока в последовательный.

Преобразователь параллельного потока в последовательный выполнен на блоках **Switch** и **Pulse Generator**. На выходе преобразователя для масштабирования значений битов к значениям ± 1 включен блок двухстороннего ограничителя на основе функции **sign(x)**.

Модель подсистемы детектора ошибок **Subsystem Calc Err** приведена на рис. 2.4.

В детекторе ошибок вычисляется интеграл от модуля разности входных последовательностей, т.е. площадь разностного процесса. Затем, в зависимости от длительности битов и одно- или биполярности подбирается множитель **Gain**, переводящий интеграл разности в эквивалентное количество битов (ошибок).

На первый вход подается сигнал, прошедший через всю схему, на второй вход поступает сигнал с генератора входной информационной последовательности с необходимой задержкой. К выходу подсистемы присоединены дисплей и осциллограф, на дисплее в случае наличия ошибок, будет указано их количество, а на осциллографе можно фиксировать время их возникновения.

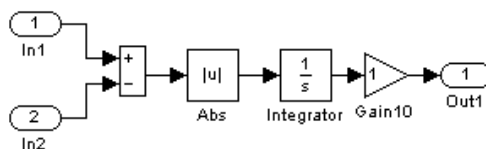


Рисунок 2.4 - Модель подсистемы детектора ошибок

Модель подсистемы измерителя мощности **Subsystem Measuring Power** приведена на рис. 2.5.

Подсистема позволяет измерить мощность как регулярных, так и случайных процессов, как вещественных, так и комплексных. С помощью блока **Dot Product** процесс умножается на сопряженный. Блоком **Complex to Real-Imag** выделяется вещественная часть. Блок **Integrator** вычисляет энергию процесса, а деление блоком **Product** энергии на время (блок **Clock**) вычисляет мощность как скорость поступления энергии.

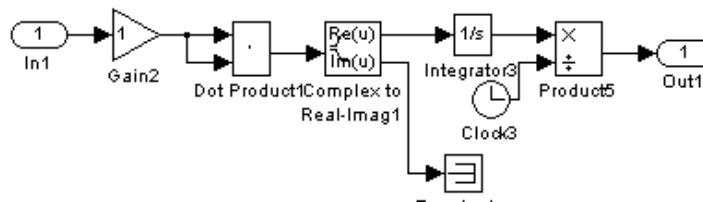


Рисунок 2.5 - Модель подсистемы измерителя мощности

Модель коррелятора. Корреляционный приемник реализован следующим образом (см. рис. 2.6):

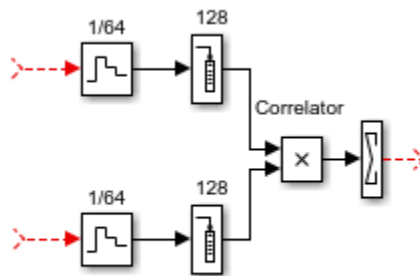


Рисунок 2.6 – Реализация корреляционного приемника

При реализации функциональной модели корреляционного приема решено ограничиться значением функции корреляции при $\tau = 0$.

Т.к. используются дискретные (цифровые) сигналы, то значение функции корреляции вычисляется через сумму произведений отсчетов принятого сигнала и колебаний опорного генератора соответствующей несущей. Модель коррелятора содержит два плеча накопления отсчетов. В каждом плече с помощью блоков **Zero-Order Hold** сигнал дискретизируется на отсчеты (в данном случае на **128** отсчетов с шагом **1/64**) и накапливается в блоках **Buffer**. Далее накопленные отсчеты попарно перемножаются в блоке **Product**. Затем вычисляется сумма этих произведений блоком **Sum**, т.е. реализуется скалярное произведение векторов накопленных отсчетов.

Измерение SNR. Отношение сигнал/шум (**SNR**) измеряется по следующей методике: для того чтобы определить мощность сигнала без шумовой составляющей **S** необходимо отсоединить генератор шума в модели канала распространения. Для того чтобы определить мощность смеси полезного сигнала с шумом **SN** генератор шумов должен быть подключен к каналу распространения. Изменение отношения сигнал/шум **SNR** достигается вариацией параметра дисперсии генератора псевдослучайной гауссовской последовательности модели канала распространения.

SNR рассчитывается по формуле, представленной ниже:

$$SNR = S / (SN - S).$$

Результаты измерений фиксируется в дБ.

При большом числе испытаний, частота появлений битовых ошибок, т.е. отношение числа ошибок к общему числу битов, стремится к вероятности битовых ошибок.

Рекомендации для проведения исследования помехоустойчивости. При отключенном генераторе шумов канала распространения на выходе преобразователя измеряется уровень мощности сигнала **S**. Подключив генератор шумов канала распространения, меняя параметр

Variance добиваемся скажем 1-ой ошибки на 1000 битов, получаем одну точку водопадоподобной кривой. Далее, постепенно увеличивая мощность шумов с помощью параметра **Variance**, добиваемся по очереди 3-х, 5-ти и 8-ми ошибок, получаем 4-е точки водопадоподобной кривой, которую строим в полулогарифмическом масштабе с помощью **MatLab**- функции **semilogy**.

Фрагмент примера **MatLab** программы отображения графиков водопадоподобных кривых в полулогарифмическом масштабе

```
clc; clear all; format compact; %clf;
SNR_dB_1=[8.1 6.1 4.1 3.1];
Pb_1=[1e-3 3e-3 5e-3 8e-3];
SNR_dB_2=[7.1 5.1 3.1 2.1];
Pb_2=[1e-3 3e-3 5e-3 8e-3];
figure(1);
semilogy(SNR_dB_1, Pb_1, SNR_dB_2, Pb_2, 'r*', SNR_dB_2, Pb_2, 'b+');
title('Zavisimost Pb ot SNR');
xlabel('SNR(dB)');
ylabel('Pb');
grid;
```

Таким образом, измерение **SNR** при соответствующем числе ошибок позволяет определить точки водопадоподобной кривой, для оценки помехоустойчивости модема.

Взаимосвязь отношения сигнал/шум с нормированным отношением сигнал/шум.

Такой показатель как помехоустойчивость системы передачи зависит от соотношения сигнал/шум **SNR**, определяемый как

$$SNR = S/N,$$

где **S**- мощность сигнала; **N**- мощность шума. **SNR**- измеряется в приемной части модема на выходе демодулятора, после блока **ФНЧ**, т.е. на входе блока **Zero Order Hold**.

Для цифровых систем передачи более распространено нормированное отношение сигнал/шум или энергетическая эффективность E_b/N_0 , где E_b - энергия бита; N_0 - односторонняя спектральная плотность шума приходящаяся на 1 Гц используемой полосы частот. Энергетическая эффективность определяет удельный расход энергии на передачу бита данных с заданной вероятностью ошибок.

Для установления связи **SNR** и энергетической эффективности распишем составляющие

$$SNR = S/N = E_b/T_b/(N_0 \cdot W) = (E_b \cdot R_b)/(N_0 \cdot W) = E_b/N_0 \cdot R_b/W,$$

где T_b - длительность бита; $R_b = 1/T_b$ - скорость передачи бита; **W**- используемая полоса частот. R_b/W - спектральная эффективность т.е. скорость передачи данных приходящаяся на 1 Гц используемой полосы частот (бит/сек/Гц). Спектральная эффективность характеризует скорость передачи данных в заданной полосе частот. Обратная величина спектральной эффективности $W/R_b = W \cdot T_b$ называется базой сигнала и представляет собой удельный расход полосы частот на передачу одного бита. Из развернутого выражения **SNR** следует

$$E_b/N_0 = S/N \cdot W/R_b = SNR \cdot W/R_b.$$

Помехоустойчивость цифровых систем принято характеризовать зависимостью вероятности битовой ошибки P_b от удельного расхода энергии на передачу одного бита данных E_b/N_0 .

3 ПРИНЦИП РАБОТЫ SIM-МОДЕЛЕЙ BPSK МОДЕМОВ ПО ТЕХНОЛОГИИ СУЖЕНИЯ СПЕКТРА

Опишем принцип работы модема на квадратурных несущих по технологии сужения спектра с приёмником прямого преобразования по функциональной модели представленной на рис. 2.1. Источник на основе генератора **Random Number** и блока **Sign** формирует псевдослучайный информационный биполярный битовый поток.

В подсистеме разделения на потоки **flow separation** исходный поток разделяется на два потока (четный/нечетный) и удлинняется вдвое.

Модуляторы потоков реализованы на основе блоков **Product**, на первые входы которых поступают символы потоков, а на вторые входы – опорные гармонические колебания, соответственно, $\cos(\omega_0 t)$ или $\sin(\omega_0 t)$ с частотой $\omega_0 = 15\pi$ радиан/сек. На выходе квадратурного модулятора сигналы суммируются.

Модель канала распространения реализуется на основе блока **Sum**, на второй вход которого поступает шумовая псевдослучайная последовательность с гауссовским распределением **Random Number** с параметрами **Sample Time** и **Variance** регулирующем ширину частотного диапазона и мощность шумов в процессе измерения помехоустойчивости.

Полосовой фильтр (**ПФ**) на основе блока **Analog Filter Design** с полосой пропускания $\Delta\omega = 2\pi$ соответствует формирующему фильтру на выходе передающей части и входному фильтру на входе приемной части (в данной функциональной модели **ПФ** не использован).

Демодулятор модема представлен умножителями квадратурных каналов обработки. На первые входы умножителей **Product** разветвляется принятый зашумлённый радиосигнал, на вторые входы подаются синхронизированные квадратурные опорные колебания несущих с частотой $\omega_0 = 15 \cdot \pi$ радиан/сек. На выходе умножителей установлены **ФНЧ** с полосой пропускания порядка $\Delta\omega = 0.85\pi$ радиан/сек, для фильтрации высокочастотных продуктов преобразования. Блок **Gain = 2** призван компенсировать коэффициент тригонометрических преобразований равный $1/2$. Блоки экстраполятора нулевого порядка **Zero Order Hold** фиксируют значение поступающего сигнала и передают на преобразователь параллельного потока в последовательный.

Преобразователь параллельного потока в последовательный выполнен на блоках **Switch** и **Pulse Generator**. На выходе преобразователя для масштабирования значений битов к значениям ± 1 включен блок двухстороннего ограничителя на основе функции **sign(x)**.

Блок **Scope**, установленный на выходе, позволяет наблюдать и сравнивать принятый информационный поток и подаваемый на второй вход передаваемый информационный поток.

Опишем принцип работы модема на квадратурных несущих по технологии сужения спектра с корреляционными приёмниками по функциональной модели, представленной на рис. 2.3. Поскольку передающая часть модемов совпадает, рассмотрим подробнее корреляционные приёмники. Корреляционные приёмники работают с отсчетами в пределах каждого бита.

Для каждой квадратурной составляющей реализуется свой корреляционный приёмник. Плечи корреляционного приёмника накапливают в течение бита отсчеты одного из синхронизированных опорных колебаний и принятого в шумах модулированного радиосигнала. Накопленные отсчеты, как вектора скалярно перемножаются и суммируются блоками **Product** и **Sum**. В данном случае реализуется накопление **128** отсчетов с шагом $1/64$ в течение расширенного бита (дибита).

Подразумевается, что генератор опорного колебания приёмника синхронизирован с генератором опорного колебания передатчика системой фазовой автоподстройки частоты

ФАПЧ с точностью до фазы. Результат этого скалярного произведения накопленных векторов представляет собой отсчет корреляционной функции при смещении $\tau = 0$. В зависимости от знака принимаемого бита и шумов канала распространения значение отсчета корреляционной функции может быть, как положительным так и отрицательным.

С выходов корреляторов сигналы поступают на вход преобразователя параллельного потока в последовательный. Применение блока двухстороннего ограничителя на основе функции **sign(x)** нормирует принятые значения к ± 1 , что эквивалентно восстановлению биполярной формы принятого информационного потока.

Измерение отношения сигнал/шум **SNR** может быть осуществлено как на входе так и на выходе коррелятора, что позволяет оценить влияние коррелятора на **SNR** в зависимости от конкретных условий.

Для иллюстрации работы модема на рис. 3.1 приведены фрагменты осциллограмм исходного информационного потока и двух параллельных потоков, полученных при его делении.

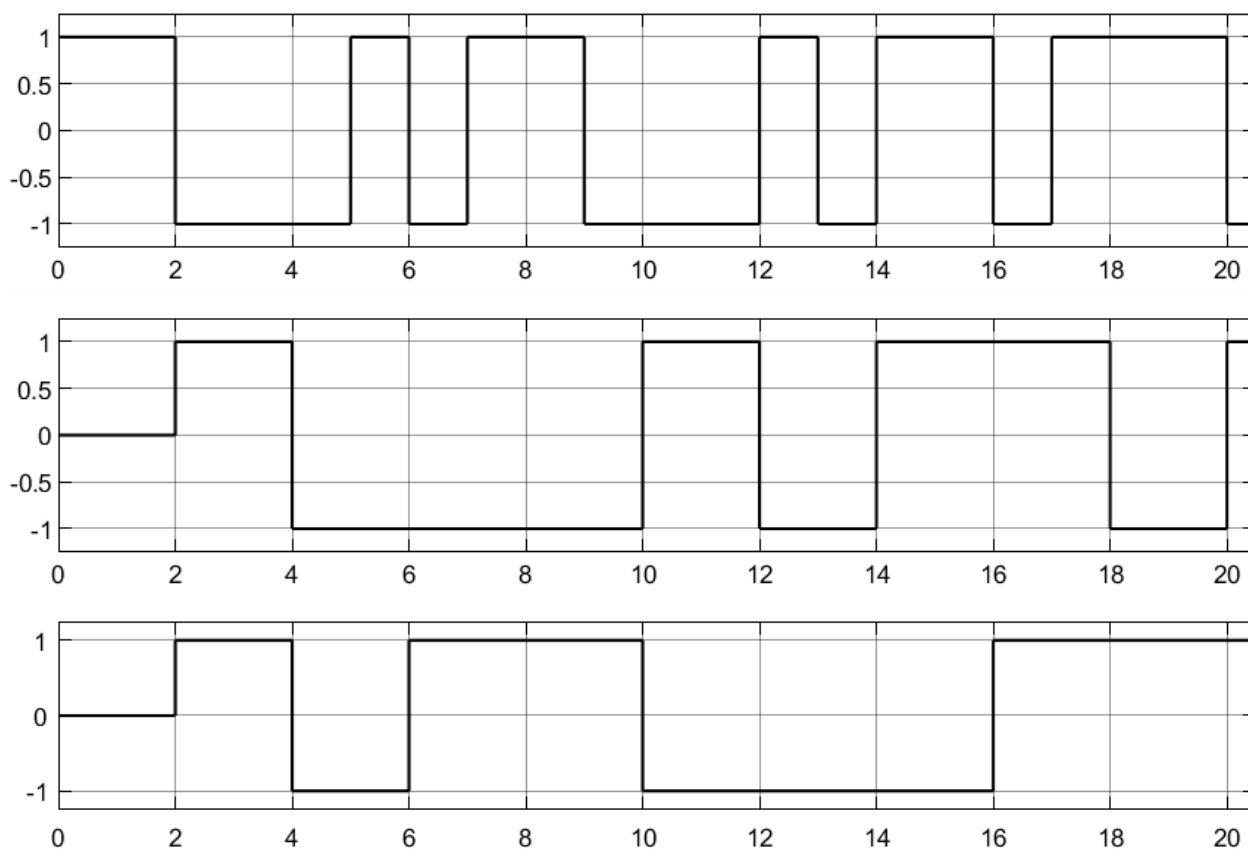


Рисунок 3.1 - Фрагменты осциллограмм исходного информационного потока и двух параллельных потоков, полученных при его делении

На рисунке 3.2 приведены фрагменты сформированного радиосигнала по технологии сужения спектра в отсутствии шумов канала распространения и входного информационного потока.

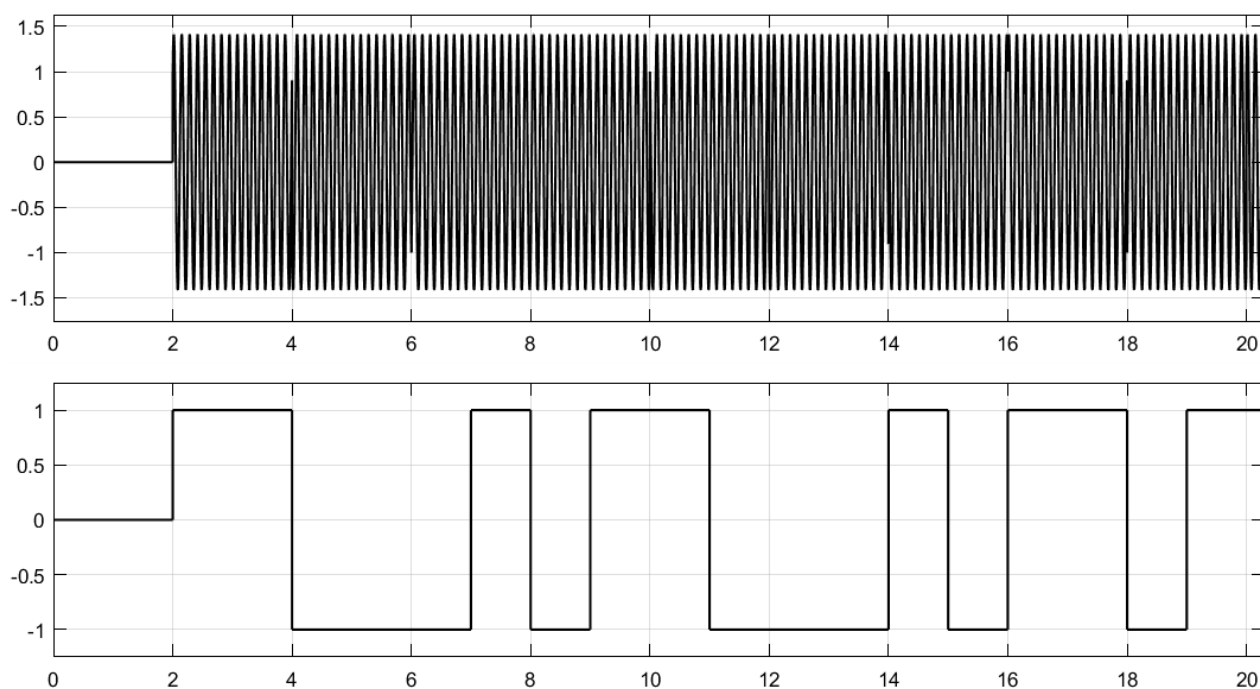


Рисунок 3.2 - Фрагмент сформированного радиосигнала по технологии сужения спектра в отсутствии шумов канала распространения и входного информационного потока

На рисунке 3.3 приведен фрагмент спектра сформированного по технологии сужения спектра в отсутствии шумов канала распространения. Ширина основного лепестка спектра составляет примерно **1 Гц**, что согласуется с теорией.

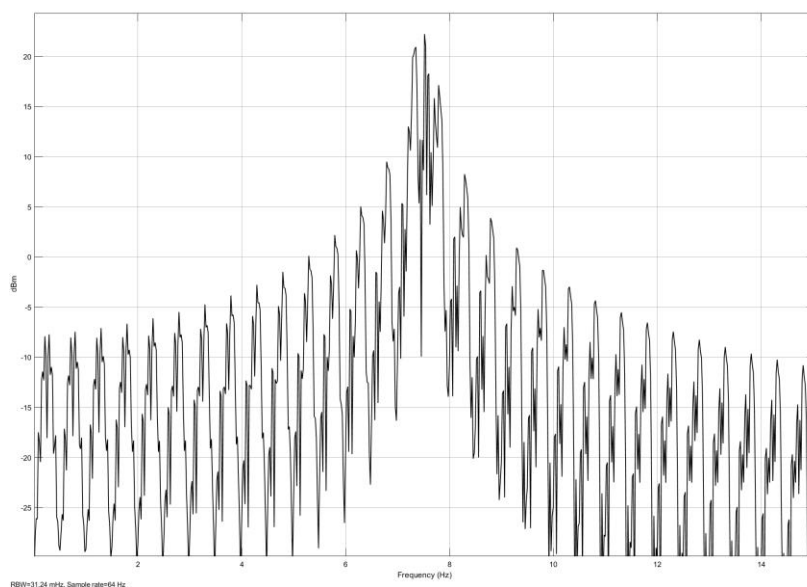


Рисунок 3.3 - Фрагменты спектра сформированного по технологии сужения спектра в отсутствии шумов канала распространения

На рисунке 3.4 приведены фрагменты сформированного радиосигнала по технологии сужения спектра в присутствии шумов канала распространения и входного информационного потока.

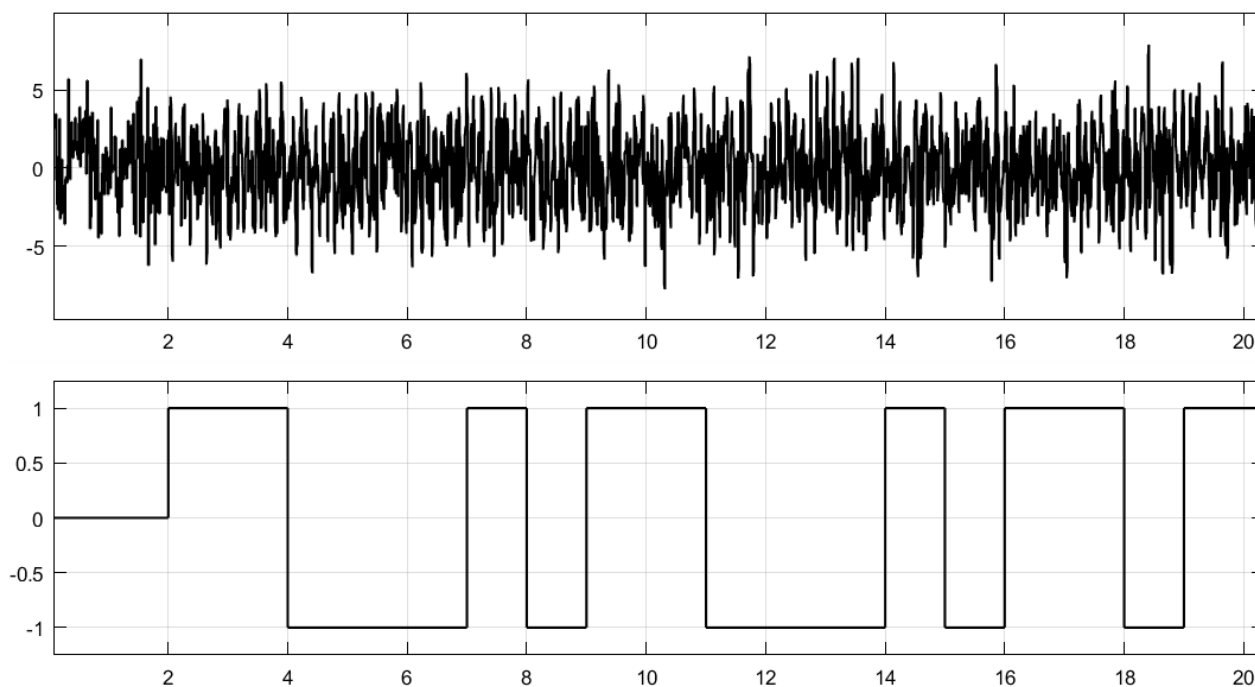


Рисунок 3.4 - Фрагмент сформированного радиосигнала по технологии сужения спектра в присутствии шумов канала распространения и входного информационного потока

На рисунке 3.5 приведен фрагмент спектра сформированного по технологии сужения спектра в присутствии шумов канала распространения. Ширина основного лепестка спектра составляет примерно 1 Гц, что согласуется с теорией.

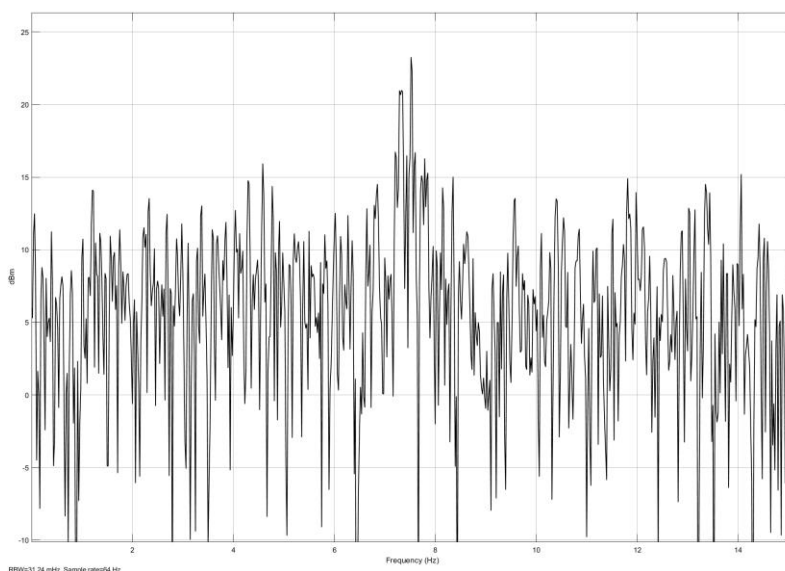


Рисунок 3.5 - Фрагменты спектра сформированного по технологии сужения спектра в присутствии шумов канала распространения

На рисунке 3.6 приведены фрагменты осциллограмм принятых расширенных битов (поток) перед преобразователем параллельного представления в последовательное при отсутствии шумов канала распространения.

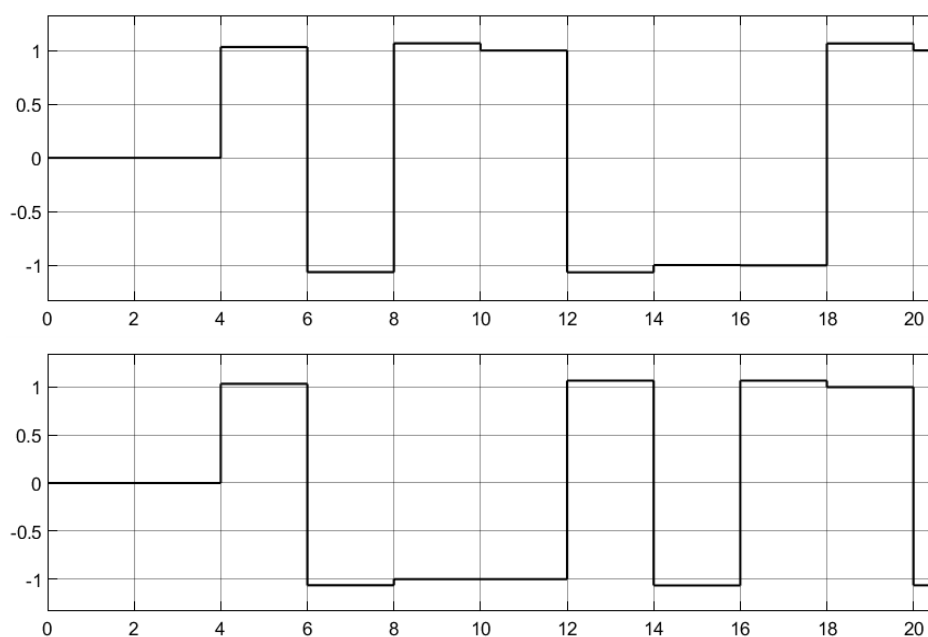


Рисунок 3.6 – Фрагменты осциллограмм принятых расширенных битов (поток) при отсутствии шумов канала распространения

На рисунке 3.7 приведены фрагменты осциллограмм принятых расширенных битов (поток) перед преобразователем параллельного представления в последовательное в присутствии шумов канала распространения.

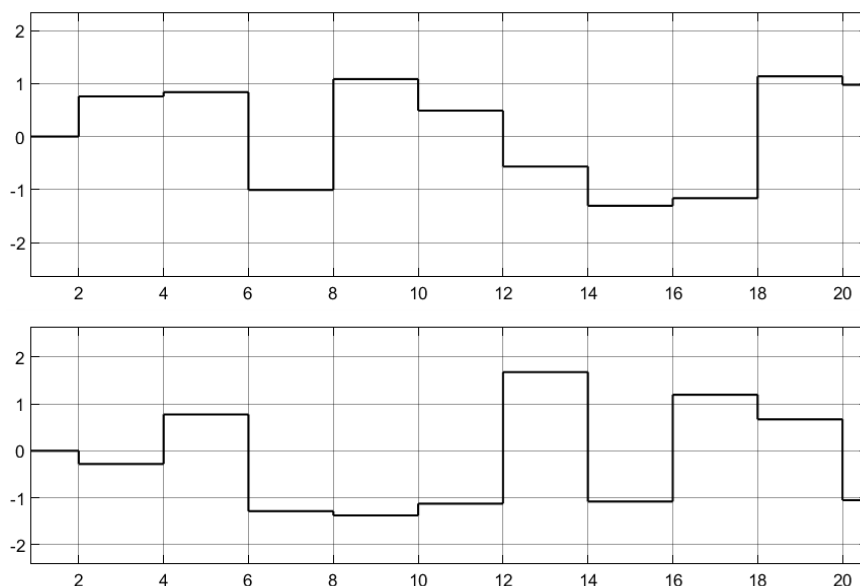


Рисунок 3.7 – Фрагменты осциллограмм принятых расширенных битов (поток) в присутствии шумов канала распространения

На рисунке 3.8 приведена диаграмма фазовых состояний перед преобразователем параллельного представления в последовательное в отсутствии шумов канала распространения. Как видим диаграмма фазовых состояний соответствует использованию квадратурных несущих.

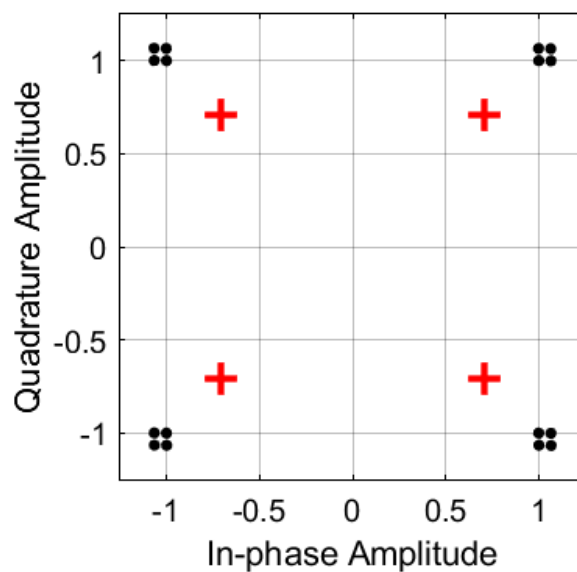


Рисунок 3.8 - Диаграмма фазовых состояний перед преобразователем параллельного представления в последовательное в отсутствии шумов канала распространения

На рисунке 3.9 приведены фрагменты осциллограмм принятого и переданного информационного битового потока.

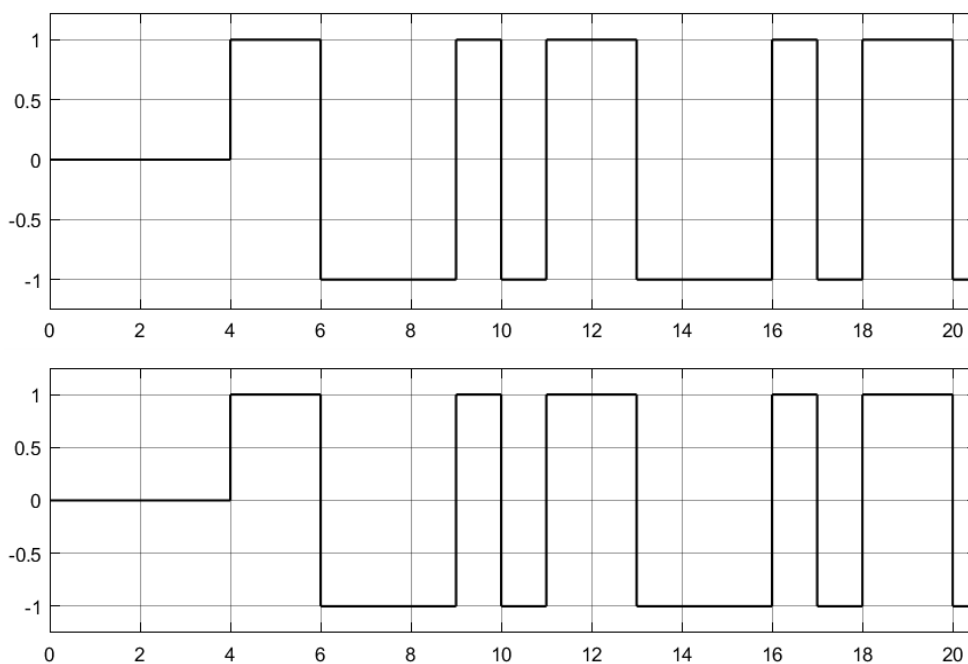


Рисунок 3.9 - Фрагменты осциллограмм принятого и переданного информационного битового потока

Как видим принятый битовый поток совпадает с переданным.

Приведем несколько осциллограмм модема с корреляционным приемом (см. рис. 2.3).

На рисунке 3.10 приведены фрагменты осциллограмм на выходах корреляторов каналов в отсутствии шумов канала распространения. Как видим значения автокорреляций достигают максимальных значений ± 64 .

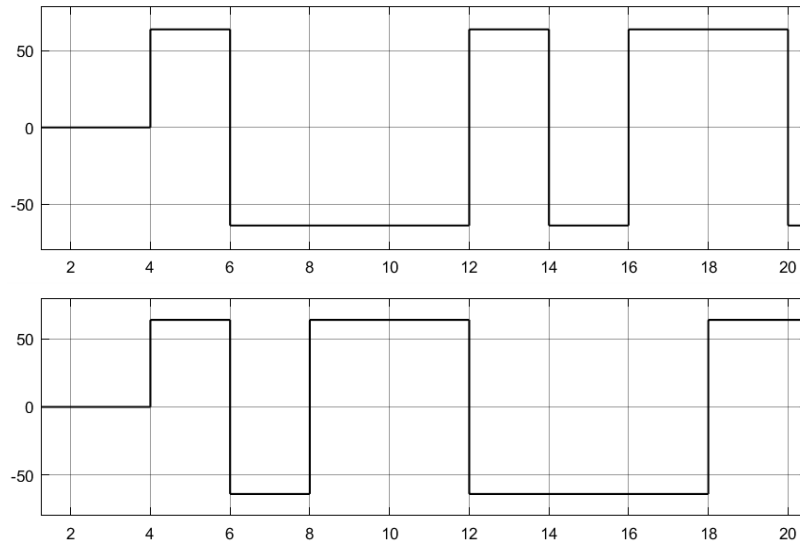


Рисунок 3.10 - Фрагменты осциллограмм на выходах корреляторов квадратурных каналов обработки в отсутствии шумов канала распространения

На рисунке 3.11 приведены фрагменты осциллограмм на выходах корреляторов каналов в присутствии шумов канала распространения. Как видим значения автокорреляций под действием шумов канала распространения принимают более широкий спектр значений.

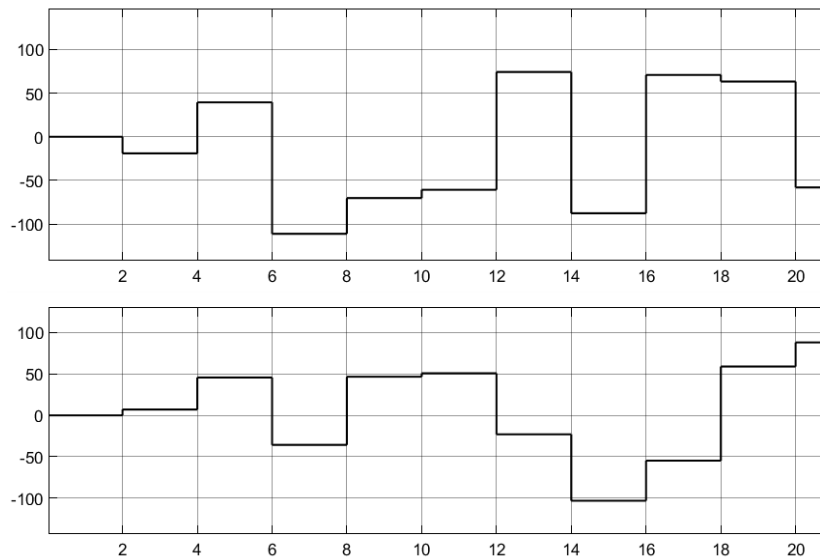


Рисунок 3.11 - Фрагменты осциллограмм на выходах корреляторов квадратурных каналов обработки в присутствии шумов канала распространения

Результаты модельного измерения помехоустойчивостей модемов показали: для модема с приемниками на основе прямого преобразования частоты $SNR \approx 9.75$ дБ при вероятности битовой ошибки $P_b = 10^{-3}$, а для модема с корреляционным приемом $SNR \approx 10.88$ дБ при вероятности битовой ошибки $P_b = 10^{-3}$.

Приведённые осциллограммы и результаты модельного исследования модемов по технологии сужения спектра призваны ориентировать студента в процессе выполнения лабораторной работы.

4 КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ПАКЕТА SIMULINK И ИСПОЛЬЗУЕМЫХ БЛОКОВ

Пакет **Simulink** разработан компанией **Mathworks** и распространяется в составе математического пакета **MatLab**. Пакет основан на графическом интерфейсе и является типичным средством визуально-ориентированного программирования. Он обладает обширной библиотекой готовых блоков с модифицируемыми параметрами для построения моделей рассматриваемых систем и наглядными средствами визуализации результатов моделирования [6 – 9].

4.1 Запуск и работа с пакетом *Simulink*

Для запуска пакета *Simulink* необходимо предварительно выполнить запуск системы **MatLab**. После открытия командного окна системы **MatLab** нужно запустить систему **Simulink**. Это можно сделать одним из трех способов:

- нажать кнопку  (**Simulink**) на панели инструментов системы **MatLab**;
- в строке командного окна **MatLab** напечатать **Simulink** и нажать клавишу **Enter**;
- выполнить опцию **Open** в меню **File** и открыть файл модели (**mdl**- файл).

Последний способ предпочтителен при запуске уже готовой и отлаженной модели, когда требуется лишь провести моделирование и не нужно добавлять новые блоки в модель. При применении двух первых способов открывается окно обозревателя библиотеки блоков (**Simulink Library Browser**) (рисунок 4.1).

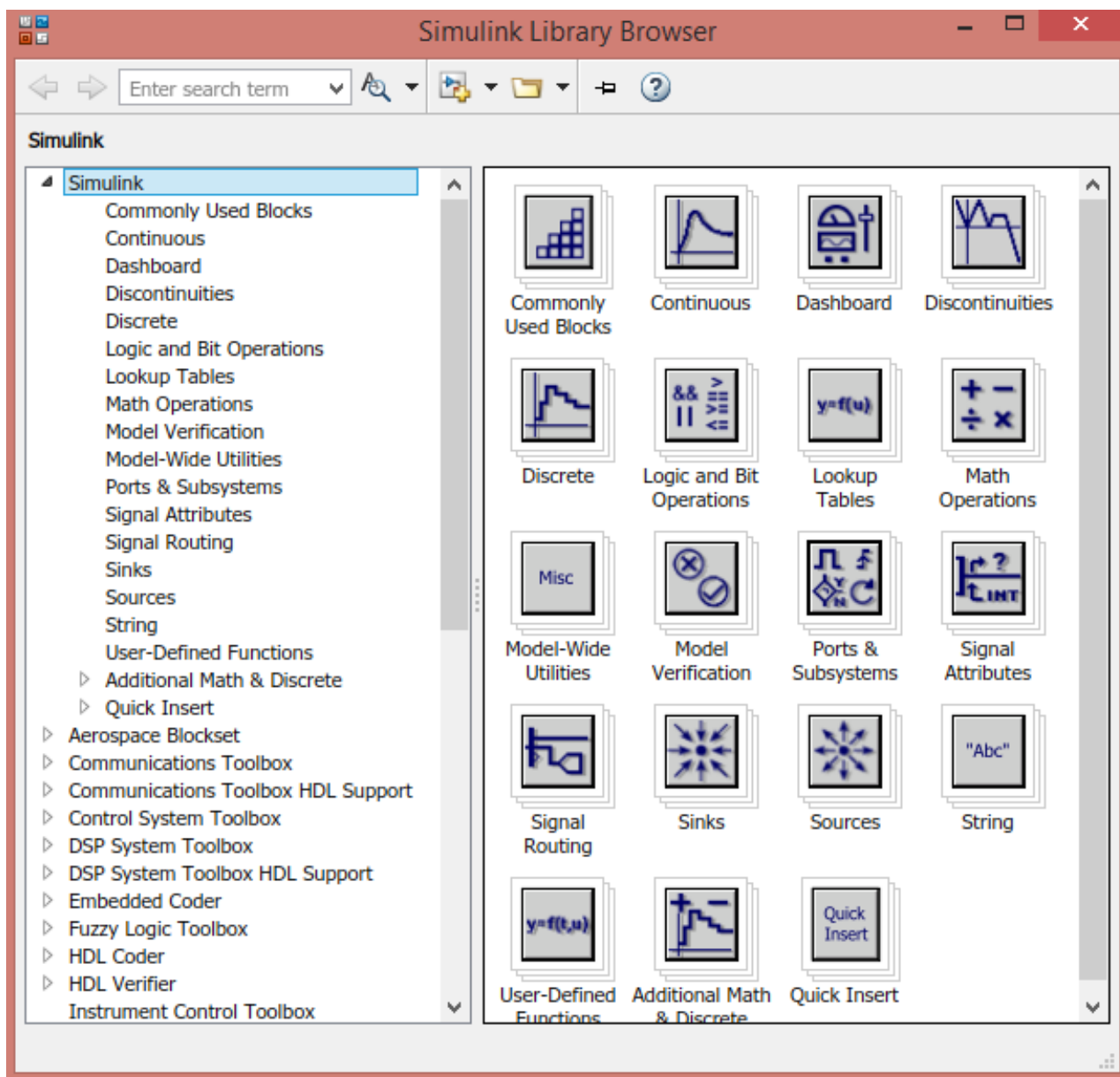


Рисунок 4.1 – Библиотека блоков *Simulink Library Browser*

На рисунке 4.1 выведена библиотека системы **Simulink** (в левой части окна) и показаны ее разделы (в правой части окна). Основная библиотека системы содержит следующие разделы:

- ***Continuous*** – блоки аналоговых элементов;
- ***Discontinuous*** – блоки нелинейных элементов;
- ***Discrete*** – блоки дискретных элементов;
- ***Look-Up Tables*** – блоки таблиц;
- ***Math Operations*** – блоки элементов, определяющие математические операции;
- ***Model Verification*** – блоки проверки свойств сигнала;
- ***Model-Wide Utilities*** – раздел дополнительных утилит;
- ***Port & Subsystems*** – порты и подсистемы;

- **Signal Attributes** – блоки маршрутизации сигналов;
- **Signal Routing** – блоки маршрутизации сигналов;
- **Sinks** – блоки приема и отображения сигналов;
- **Sources** – блоки источников сигнала;
- **User-Defined Function** – функции, определяемые пользователем.

4.2 Описание используемых блоков библиотеки *Simulink*

Ниже описаны основные блоки базовых разделов библиотеки *Simulink*, используемые в функциональной схеме **OQPSK**-модема:



Random Number

Random Number – блок источника случайного дискретного сигнала с нормальным распределением. Назначение: формирование случайного сигнала с нормальным распределением уровня сигнала. Параметры блока: **Mean** – среднее значение сигнала, **Variance** – дисперсия (среднеквадратическое отклонение), **Initial seed** – начальное значение.



Sign

Sign – блок определения знака сигнала. Назначение: определяет знак входного сигнала, при этом, если x – входной сигнал, то сигнал на выходе определяется выражением:

$$\text{sign} = \begin{cases} -1, & \text{где } x < 0; \\ 0, & \text{где } x = 0; \\ 1, & \text{где } x > 0. \end{cases}$$

Параметры блока: флажок **Enable zero crossing detection** позволяет фиксировать прохождение сигнала через нулевой уровень.



Product

Product – блок умножения и деления. Назначение: вычисление произведения текущих значений сигналов. Параметры блока: **Number of inputs** – количество входов, может задаваться как число или как список знаков. В списке знаков можно использовать знаки: * – умножить и / – разделить. **Multiplication** – способ выполнения операции, может принимать значения из списка: **Element-wise** – поэлементный; **Matrix** – матричный. Флажок **Show additional parameters** – показать дополнительные параметры. При выставленном флажке отображается окно списка **Output data type mode**, в нашем случае флажок не используется.



Sine Wave

Sine Wave – блок источника синусоидального сигнала. Назначение: формирование синусоидального сигнала с заданной частотой, амплитудой, фазой и смещением. Параметры блока: **Sine Type** – способ формирования сигнала реализуется двумя алгоритмами: **Time-based** – по текущему времени (для аналоговых систем) или по значению сигнала на предыдущем шаге и величине такта дискретности (для дискретных систем); **Sample-based** – по величине такта дискретности и количеству расчетных шагов на один период синусоидального сигнала. Вид окна задания параметров меняется в зависимости от выбранного способа формирования синусоидального сигнала.



Buffer

Блок **Buffer** запоминает ряд отсчетов сигнала для последующей обработки.

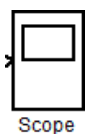
Параметры: **Ports** – порты: input- входной; output- выходной; **Output buffer size** – размер выходного буфера (по умолчанию 64); **Buffer overlap** – перекрытие буфера; **Initial condition** – начальные условия.



Блок **Demux** расщепляет сигнал-вектор на отдельные составляющие-скаляры или векторы меньшей размерности, которые поступают как общий сигнал.

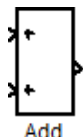
Параметры блока: **Number of output** – количество выходов; **Display option** – способ отображения выбирается из списка: **bar**- вертикальный узкий прямоугольник черного цвета; **none**- прямоугольник с белым фоном; **Bus Selection Mode** – режим разделения

векторных сигналов в шине.



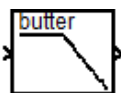
Scope

Scope – блок осциллографа. Назначение: построение графиков исследуемых сигналов как функций времени. Открытие окна осциллографа производится двойным щелчком ЛКМ на пиктограмме блока. В случае векторного сигнала каждая компонента вектора отображается отдельным цветом. Настройка окна осциллографа выполняется с помощью панелей инструментов, позволяющих: осуществить печать содержимого окна осциллографа; установить параметры, в частности, **Number of axes** – число входов осциллографа, **Time range** – отображаемый временной интервал и другие; изменить масштабы графиков; установить и сохранить настройки; перевести в плавающий режим и так далее.



Add

Add – блок сумматора. Назначение: вычисление алгебраической суммы текущих значений входных сигналов. Параметры блока: **Icon shape** – форма блока, выбирается из списка: **round** – круг; **rectangular** – прямоугольник. **List of sign** – список знаков из набора: + – плюс; - – минус, | – разделитель. Флажок **Show additional parameters** – показать дополнительные параметры, при выставленном флажке отображаются окна списка **Output data type mode**, в нашем случае не используется. Количество входов и соответствующие им операции определяются списком знаков **List of sign**. При этом метки входов обозначаются соответствующими знаками. В списке **List of sign** можно также указать число входов, при этом все входы будут суммирующими.



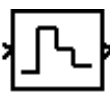
Analog Filter Design

Analog Filter Design – блок аналогового фильтра заданного метода проектирования и типа из подраздела **Filter Design**; подраздела **Filtering**, раздела **DSP Blockset**. Назначение: аналоговая фильтрация низкочастотных составляющих спектра входного сигнала. Параметры блока: **Design method** – метод проектирования, выбирается из списка: **Butterworth** – фильтр Баттерворта; **Chebyshev I** – фильтр Чебышева 1-го рода; **Chebyshev II** – фильтр Чебышева 2-го рода; **Elliptic** – фильтр эллиптический; **Bessel** – фильтр Бесселя. **Filter type** – тип фильтра, выбирается из списка: **Lowpass** – нижних частот; **Highpass** – верхних частот; **Bandpass** – полосно-пропускающий; **Bandstop** – полосно-заграждающий. Далее для каждого метода проектирования и типа фильтра выдается свой список параметров. Так для фильтра Баттерворта типа нижних частот параметрами являются: **Filter order** – порядок фильтра; **Passband edge frequency (rads/sec)** – нижняя граничная частота (радиан в секунду). Для других методов проектирования и типов фильтров определяемые параметры очевидны.



Gain

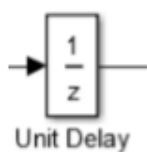
Gain – блок усилителя. Назначение: блок **Gain** умножает входной сигнал на постоянный коэффициент; Параметры блока: **Multiplication** – способ выполнения операции, значение параметра выбирается из списка: **Element-wise $K*u$** – поэлементный; **Matrix $K*u$** – матричный, коэффициент усиления является левосторонним оператором; **Matrix $u*K$** – матричный, коэффициент усиления является правосторонним оператором; **Matrix $K*u$ (u -вектор)** – векторный, коэффициент усиления является левосторонним оператором. Флажок **Show additional parameters** – показать дополнительные параметры, при выставленном флажке отображаются окна списков **Parameter data type mode**, **Output data type mode**. **Saturate on integer** – подавлять переполнение целого. При установленном флажке ограничение сигналов целого типа выполняется корректно.



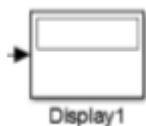
Zero-Order Hold

Zero-Order Hold – экстраполятор нулевого порядка. Назначение: экстраполяция входного сигнала на интервале дискретизации. Блок фиксирует значение входного сигнала в начале интервала дискретизации и поддерживает на выходе это значение до окончания интервала дискретизации. Затем выходной сигнал изменяется скачком до величины входного сигнала на следующем шаге дискретизации. Параметры блока: **Sample time** – такт дискретности. Блок экстраполятора нулевого порядка может использоваться также для согласования работы

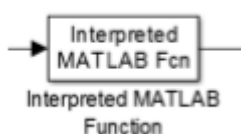
дискретных блоков, имеющих разные такты дискретности.



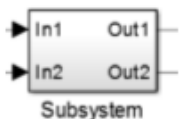
Unit delay – блок единичной дискретной задержки. Назначение: выполняет задержку дискретного сигнала на заданный шаг модельного времени. Параметры блока: **Initial conditions** – начальное значение выходного сигнала; **Sample time** – шаг модельного времени.



Display – блок цифрового дисплея. Назначение: отображает значение сигнала в виде числа. Параметры: **Format** – формат отображения данных. Параметр **Format** может принимать следующие значения: **short** – 5 значащих десятичных цифр, **long** – 15 значащих десятичных цифр, **short_e** – 5 значащих десятичных цифр и 3 символа степени десяти, **long_e** – 15 значащих десятичных цифр и 3 символа степени десяти, **bank** – "денежный" формат. Формат с фиксированной точкой и двумя десятичными цифрами в дробной части числа; **Decimation** – кратность отображения входного сигнала, при **Decimation** = 1 отображается каждое значение входного сигнала, при **Decimation** = 2 отображается каждое второе значение, при **Decimation** = 3 – каждое третье значение и т.д.; **Sample time** – шаг модельного времени. Определяет дискретность отображения данных; **Floating display** (флажок) – перевод блока в "свободный" режим. В данном режиме входной порт блока отсутствует, а выбор сигнала для отображения выполняется щелчком ЛВМ на соответствующей линии связи. В этом режиме для параметра расчета **Signal storage reuse** должно быть установлено значение **off** (вкладка **Advanced** в окне диалога **Simulation parameters...**).



MatLab Fcn – блок задания функции. Назначение: задает выражение в стиле языка программирования **MatLab**. Параметры: **MatLab function** – Выражение на языке **MatLab**. **Output dimensions** – размерность выходного сигнала. Значение параметра минус 1 предписывает блоку определять размерность автоматически. **Output signal type** – тип выходного сигнала. Выбирается из списка: **real** – действительный сигнал, **complex** – комплексный сигнал, **auto** – автоматическое определение типа сигнала; **Collapse 2-D results to 1-D** – преобразование двумерного выходного сигнала к одномерному.



Subsystem – виртуальная и монолитная подсистемы. Доступ к окну параметров подсистемы осуществляется через меню **Edit** командой **Block Parameters**. Параметры: **Show port labels** – показать метки портов, **Treat as atomic unit** (флажок) – считать подсистему монолитной. Таким образом, блоки виртуальной и монолитной подсистем – это один и тот же блок, отличающийся значением данного параметра. **Access** – доступность подсистемы для изменений. Выбирается из списка: **ReadWrite** – пользователь может открывать и изменять подсистему, **ReadOnly** – пользователь может открывать подсистему только для просмотра, **NoReadOrWrite** – пользователь не может открывать и изменять подсистему; **Name of error callback function** – имя функции используемой для обработки ошибок возникающих в данной подсистеме.



Переключатель. Назначение: Выполняет переключение входных сигналов по сигналу управления.

Параметры блока: **Criteria for passing first input:** Значение параметра выбирается из списка:

U2>= Threshold – входной сигнал больше или равен пороговому значению;

U2> Threshold – входной сигнал больше порогового значения;

U2~> Threshold – входной сигнал не равен пороговому значению.

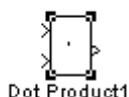
Threshold – порог.



Pulse generator – блок источника импульсного сигнала. *Назначение:* формирование сигнала в форме прямоугольных импульсов. *Параметры блока:* **Pulse Type** – способ формирования сигнала, может принимать два значения: **Time-based** – по текущему времени; **Sample-based** – по величине такта дискретности и количеству шагов моделирования. Вид окна параметров зависит от выбранного способа формирования сигнала. **Amplitude** – амплитуда; **Period** – период, задается в секундах при способе **Time-based** или количеством тактов при способе **Sample-based**; **Pulse width** – ширина импульса, задается в процентах от периода при способе **Time-based** или количеством тактов при способе **Sample-based**; **Phase delay** – фазовая задержка, задается в секундах при способе **Time-based** или количеством тактов при способе **Sample-based**; **Sample time** – такт дискретности; флажок **Interpret vector parameters as 1 - D** – интерпретировать вектор как массив скаляров.



Источник времени. *Назначение:* Формирует сигнал, величина которого на каждом шаге равна текущему времени моделирования. *Параметры блока:* **Display time:** Включение отображения времени на пиктограмме; **Decimation:** Шаг обновления времени.



Блок скалярного произведения. *Назначение:* Выполняет вычисление скалярного произведения двух векторов. *Параметров блока нет.* Блок выполняет вычисление выходного сигнала в соответствии с выражением

$$y = \text{sum}(\text{conj}(u1)) .* u2,$$

где $u1$ и $u2$ – входные векторы; conj – операция комплексного сопряжения; sum – операция суммирования.



Блок вычисления действительной и/или мнимой части комплексного числа. *Параметры блока:*

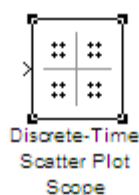
Output: Тип сигнала выбирается из списка:

Real – действительная часть;

Image – мнимая часть;

Real&Imag – действительная и мнимая часть.

Входной сигнал блока может быть скалярным, векторным или матричным.



Discrete-Time Scatter Plot Scope – блок отображения диаграммы рассеяния фазовых состояний сигнала из подраздела **Comm Sinks** раздела **Communication Blockset** библиотеки **Simulink** [6]. *Назначение:* отображение диаграммы рассеяния фазовых состояний за счет влияния полосы пропускания и помех тракта передачи. *Параметры блока:* Флажок **Show Plotting Properties** – показать графические установки; **Samples per Symbol** – шаг периода символа; **Offset (samples)** –

смещение шагов; **Points displayed** – число отсчетов сигнала, начиная с которого отображается диаграмма; **New points per display** – число отсчетов при обновлении отображения; флажки **Show Rendering Properties**, **Show Axes Properties**, **Show Figure Properties** – показать свойства отображения, осей и фигуры в нашем случае не используются.



Discrete-Time Signal Trajectory Scope – блок отображения диаграммы переходов фазовых состояний сигнала из подраздела **Comm Sinks** раздела **Communication Blockset** библиотеки **Simulink** [6]. *Назначение:* отображение диаграммы рассеяния фазовых состояний за счет влияния полосы пропускания и помех тракта передачи. *Параметры блока:* Флажок **Show Plotting Properties** – показать графические установки;

Samples per Symbol – шаг периода символа; **Offset (samples)** – смещение шагов; **Points displayed** – число отсчетов сигнала, начиная с которого отображается диаграмма; **New points per display** – число отсчетов при обновлении отображения; флажки **Show Rendering Properties**, **Show Axes Properties**, **Show Figure Properties** – показать свойства отображения, осей и фигуры в нашем случае не используются.

В нашем случае диаграммы блоков **Discrete-Time Scatter Plot Scope** и **Discrete-Time Signal Trajectory Scope** позволяют оценить влияние метода модуляции, полосы пропускания и шумов канала передачи на фазовую диаграмму состояний принятого сигнала.

Модельное исследование в среде функционального моделирования Simulink системы MatLab осуществляется в относительном масштабе времени и частоты. Так если длительность бита последовательности составляет одну компьютерную секунду $\tau_b = 1$, то ширина основного лепестка спектра составляет порядка $\Delta\Omega = 2\pi/\tau_b$ радиан в секунду или $\Delta F = 1$ Гц, если длительность бита принять за одну наносекунду, то ширина основного лепестка спектра соответствует одному ГигаГерцу и т.д.

5 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

Исходные данные.

Для исследования модемов по технологии сужения спектра с использованием квадратурных несущих одной частоты с приемником прямого преобразования частоты (см. рис. 2.1) и корреляционным приемником (см. рис. 2.3).

Передающая часть и модель канала распространения общая для модемов. Устанавливаем в генераторе **Random Number** с помощью параметра **Sample Time** длительность бита информационного потока $\tau_b = 1$, для обеспечения широкополосности шума в генераторе шума канала распространения параметр **Sample Time** задать равным **0.0125**; частоты опорных гармонических генераторов выставить равными $\omega_0 = 15 \cdot \pi$ радиан/сек; для корректной работы блока **Spectrum Scope** выбираем тип спектра односторонний и линейный, на входе блока устанавливаем блок **Zero Order Hold** с параметром **Sample time**=1/64; в подсистеме разделения на потоки **flow separation** для блока **Buffer** устанавливаем параметр **Output buffer size**=2, а для блока **Demux** устанавливаем параметр **Number of outputs**=2.

Приемная часть модема на основе прямого преобразования частоты. Для блоков **Analog Filter Design** устанавливаем параметры: **Design method**=Butterworth, **Filter type**=Lowpass, **Filter order**=2, **Pasband edge frequency**=0.85*pi. Для блока **Zero Order Hold** с параметр **Sample time**=2.

Приемная часть модема на основе корреляторов. Для корреляторов в блоках **Zero Order Hold** устанавливаем параметр **Sample time**=1/64. В блоках **Buffer** устанавливаем параметр **Output buffer size**=128.

Преобразователь параллельного представления потоков в последовательный поток общий для модемов. В блоке **Switch** устанавливаем параметры: **Criteria for passing first input**=u2>=Theshrhold, **Theresthold**=1.

Все основные параметры блоков, в качестве подсказок указаны на рис. 2.1 и 2.3 над блоками.

Экспериментальное задание.

1. Собрать **Sim**-модели модемов с приёмником прямого преобразования и корреляционным приёмником, показанные на рисунках 2.1 и 2.3. Параметры моделей задать, как показано на рис. 2.1 и 2.3. Отладку моделей вести при отключенных шумах канала распространения. Модели и параметры блоков подсистем детектора ошибок **Subsystem Calc Err** и измерителя мощности **Subsystem Measuring Power** приведены на рис. 2.4 и 2.5.

2. По спектрограмме блока **Spectrum Scope** определить ширину основного лепестка спектра сформированного радиосигнала в отсутствии шумов канала распространения и соотнести с теоретическими представлениями.

3. Определить при каком уровне шума в модели канала распространения N_c появляется вероятность появления битовой ошибки равная **0.001** для исследуемых моделей модемов. По результатам модельного эксперимента рассчитать **SNR** (в dB). Длину информационного потока установить порядка **1000** битов. Данные исследования занести в отчет.

4. В соответствии с методикой измерения **SNR** представленной в методических указаниях найти **SNR** и вероятности битовых ошибок P_b при 1-ой, 3-х, 5-ти и 8-ми ошибках и построить водопадоподобные кривые исследуемых схем в полулогарифмическом масштабе на одном графике для удобства сравнения.

5. Составить отчёт по проделанной работе (цели, задачи, функциональные схемы, принцип работы, наиболее важные осциллограммы и спектрограммы, выводы).

6 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как меняется ширина спектра при изменении порядка **PSK** модуляции?
2. Суть технологии сужения спектра (**SNT**).
3. Что означает словосочетание квадратурные несущие одной частоты?
4. Что означает сочетание ортогональный разнос несущих частот?
5. Принцип приёмника прямого преобразования (синхронного детектирования).
6. Принцип работы корреляционного приёмника.
7. Устройство **BPSK** модулятора.
8. Устройство **QPSK** модулятора.
9. Устройство **FSK** модулятора.
10. Назначение **ФНЧ (LF)** демодулятора.
11. Назначение полосового фильтра (**ПФ (RF)**) в радиомодемах.
12. От чего зависит вероятность появления битовых ошибок?
13. Понятие помехоустойчивости вида модуляции.
14. Понятие энергетической эффективности цифрового сигнала.
15. Понятие спектральной эффективности цифрового сигнала.
16. Чем определяется полоса пропускания псевдослучайного битового потока?

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Муравьёв В.В. Полосовая модуляция в системах телекоммуникаций: учеб.-метод. пособие / В.В. Муравьёв, С.А. Корневский, Т.М. Печень. — Минск: БГУИР, 2019.— 79 с.
2. Леонидов В.В. Конспект лекций «Модуляция и демодуляция цифровых сигналов». Учебно-методический комплект по дисциплине «Цифровая обработка». МГТУ имени Н.Э. Баумана. [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://leonidov.su/wp-content/uploads/2020/04/Modulation-and-Demodulation-of-Digital-Signals-Lecture-V.V.-Leonidov.pdf> (дата обращения 20.01.2025).
3. Фокин, Г.А. Принципы и технологии цифровой связи. Основы расчетов: учебное пособие. — СПб., СПбГУТ, 2014.— 151 с.
4. Кологринов, В.А. Модельное исследование сигнально-кодowych конструкций цифровой радиосвязи на основе BPSK и QPSK модуляций: Учебно-методическое пособие по лабораторной и самостоятельной работе и практическим занятиям [Электронный ресурс] / Кологринов В.А., Токбаева А.А. — Томск: ТУСУР, 2017.— 42 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/6999> (дата обращения 20.01.2025).
5. Кологринов В.А. Исследование BPSK модема с синхронным детектированием и корреляционным приёмом: Методические указания по лабораторной работе в среде функционального моделирования Simulink системы MatLab для студентов радиотехнических специальностей [Электронный ресурс] / В.А. Кологринов, Е.В. Суздальцева. — Томск: ТУСУР, 2022.— 26 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/10152> (дата обращения 20.01.2025).
6. Гульятёв А.К. MatLab 5.3. Имитационное моделирование в среде Windows: Практическое пособие / А.К. Гульятёв – СПб.: КОРОНА принт, 2001.— 400 с.
7. Черных И.В. Simulink: среда создания инженерных приложений. / Под общ. ред. В.Г. Потемкина — М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003.— 496 с.
8. Дьяконов В.П. MatLab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6. Основы применения. Сер. Библиотека профессионала / В. П. Дьяконов — М.: СОЛОН-Пресс, 2005.— 800 с.
9. Дьяконов В.П. MatLab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6 в математике и моделировании. Сер. Библиотека профессионала / В. П. Дьяконов - М.: СОЛОН-Пресс, 2005.— 576 с.