

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**
(**Н И У « Б е л Г У »**)

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК

Кафедра информационно-телекоммуникационных систем и технологий

**РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РАДИОИНТЕРФЕЙСА ДЛЯ СИСТЕМ
СВЯЗИ НА БАЗЕ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО**

Выпускная квалификационная работа студента

очной формы обучения

направления подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи

4 курса группы 07001209

Сабынина Никиты Николаевича

Научный руководитель
канд. техн. наук, старший
преподаватель кафедры
Информационно-
телекоммуникационных
систем и технологий
НИУ «БелГУ» Ушаков Д.И..

Рецензент
Начальник отдела развития сети
филиала ПАО «МТС» Белгородской
области Кошталева С.С.

4 АНАЛИЗ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ OFDM.....	37
4.1 Принцип модуляции OFDM	38
4.2 Циклический префикс	40
5 РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РАДИОИНТЕРФЕЙСА ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ НА БАЗЕ ПРОГРАММНО- КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО	42
5.1 Описание лицевой панели радиointерфейса	42
5.2 Описание блок диаграммы имитационной модели радиointерфейса SDR	45
6 ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ РАДИОИНТЕРФЕЙСА С ПОМОЩЬЮ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ	49
6.1 Гауссовский канал связи	49
6.2 Райсовский канал связи	53
6.3 Исследование маски формирования спектра передаваемого сигнала ...	57
7 ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ	59
7.1 Планирование работ по исследованию	59
7.2 Расчет расходов на оплату труда на исследование	61
7.3 Расчет продолжительности исследования	62
7.4 Расчет стоимости расходных материалов	62
7.5 Расчет сметы расходов на исследование	63
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	67
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	68

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						3
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

ВВЕДЕНИЕ

Непрерывное увеличение спроса на предоставление различных видов информационных услуг пользователям независимо от места их положения привело к необходимости развития и внедрения систем беспроводного широкополосного доступа с обеспечением требуемых характеристик по скорости доведения информации и качеству сервиса. При такой тенденции количество радиосредств, работающих в разрешенных частотных диапазонах постепенно возрастало, и свободного частотного ресурса для них практически не осталось, что ухудшило электромагнитную совместимость радиосредств и сделало невозможным дальнейшее увеличение скорости передачи информации, согласно требованиям абонентов.

Таким образом, возникла проблема эффективного использования имеющегося частотного ресурса системами радиодоступа, для предоставления абонентам инфокоммуникационных услуг с высокой скоростью доведения информации и требуемым качеством.

Данную проблему частично решили системы с программно-конфигурируемым ядром или архитектура программно-конфигурируемого радио — Software Defined Radio (SDR), в которой функции физического уровня выполняются в программном виде. Основные параметры задаются при помощи программы, а устройство имеет небольшой размер и огромные функциональные возможности, но уместается на одном кристалле.

Программное управление аппаратурой обеспечивает кардинальное повышение функциональных возможностей системы радиосвязи путем поддержки адаптации (изменение скорости передачи информации, схемы кодирования, схемы модуляции и т.п.) к изменяющимся параметрам канала связи, использование спектрально-эффективных сигнально-кодовых конструкций, а также возможность перехода на другие разрешенные частотные каналы. Указанным особенностям удовлетворяют новейшие телекоммуникационные технологии, такие

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		4

как когнитивные системы радиосвязи стандарта IEEE 802.22, Wi-Fi, WiMAX, LTE-Advance, последних стандартов, которые в качестве базового метода передачи применяют метод OFDM и являются бесспорным лидером в предоставлении мультисервисных услуг с высоким качеством, посредством использования беспроводного широкополосного доступа.

Обеспечение высокой скорости передачи и устойчивости связи зачастую обеспечивается радиоинтерфейсом беспроводной системы передачи, который представляет собой набор схем модуляций, кодирования и методов адаптивной подстройки под изменяющиеся условия канала передачи. Таким образом, работа в которой разрабатывается и исследуется компьютерная модель радиоинтерфейса при передаче информации сигналами OFDM через многолучевые каналы связи представляется актуальной.

Целью дипломной работы является разработка и исследование имитационной модели радиоинтерфейса и оценка поведения систем SDR при передаче информации в условиях многолучевости.

Задачи, решаемые в дипломной работе.

1. Провести обзор и анализ архитектуры программно-конфигурируемого радио.
2. Оценка поведения систем SDR при передаче информации в условиях многолучевости.
3. Разработать имитационную модель радиоинтерфейса программно-конфигурируемого радио в программной среде LabView.
4. Провести оценку влияния многолучевого канала связи на передаваемые сигналы OFDM.
5. Провести экономическую оценку исследования.

Структура дипломной работы. Дипломная работа состоит из введения, (пяти разделов), заключения, списка литературы. Всего в дипломе 70 листов машинописного текста, из них 35 рисунков и 5 таблиц.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		5

1 АНАЛИЗ СИСТЕМ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОДОСТУПА НА БАЗЕ АРХИТЕКТУРЫ SDR

1.1 Основные особенности SDR

Конфигурация SDR происходит либо с помощью программного обеспечения, либо посредством аппаратных средств. Для этой цели в SDR используются DSP-процессоры или матрицы FPGA. Программно конфигурируется частота, скорость, количество поднесущих, используемая модуляция, полоса пропускания и другие параметры. Параметры, не заданные ранее, либо загружаются с использованием беспроводного канала или посредством подключения внешнего носителя. Так же, новые параметры могут быть введены напрямую. Такой метод ввода новых параметров позволяет изменять параметры системы без изменения схемы.

Программно-конфигурируемое радио конвертирует аналоговые радиочастотные сигналы, занимающие разные полосы в частотном спектре, в поток бит данных, переводящийся обратно в аналоговую форму после обработки.

Но, программно-конфигурируемое радио — это не всегда только программная реализация. На практике, только программная реализация не всегда эффективно использует предоставленные частотные ресурсы. Так, для передачи или усиление сигнала, в силу их природы, оптимальна аппаратная реализация процесса. К ключевым особенностям SDR можно отнести:

Одновременное использование нескольких полос. Для некоторых задач, необходимо использование ряда частот. В таких случаях, без использования SDR, используют несколько радиоприемников, работающих в разных диапазонах частот. Программируемое радио может сократить число приемников до минимума и работать на различных частотах.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		6

Многополосность. Программно-конфигурируемое радио способно одновременно использовать различные частоты для передачи данных различных типов, например, передавать фото и речь на различных частотах.

Возможность одновременного функционирования в различных стандартах (AM, FM, GMSK, CDMA и так далее).

Способность осуществлять обмен информацией с различной скоростью, например, при одновременной работе с двумя сигналами в разных стандартах или при обработке частей одного и того же сигнала (многоскоростной фильтр).

В SDR полоса пропускания задается фильтрами, что дает возможность менять полосу пропускания в любой момент меняя лишь фильтры. Так же, на цифровые фильтры не оказывают влияния некоторые помехи, а также могут гасить искажения, вносимые каналом связи.

1.2 Принцип работы и основные архитектуры

В технологии SDR используются методы цифровой обработки сигналов с помощью DSP-процессоров или матриц FPGA. Аналоговый сигнал, принятый антенной, конвертируется в цифровой, обрабатывается, и переводится, обратно, в аналоговую форму.

Известно несколько архитектур для программной части программно-конфигурируемого радио:

FGA (Fine-Grained reconfigurable Arrays) — мелкозернистые перепрограммируемые матрицы;

CCA Coarse-Grained reconfigurable Arrays) — крупнозернистые перепрограммируемые матрицы.

Мелкозернистые перепрограммируемые матрицы очень гибкая архитектура, но имеет большой недостаток — большое число соединений, увеличивающие энергетические потребности.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						7
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Вторая архитектура не имеет такого недостатка. Крупнозернистые пере-
программируемые матрицы, имеют в своем составе, меньшее число функцио-
нальных блоков, но сами блоки имеют более сложную структуру. Так же плю-
сом данной архитектуры являются уже готовые решения компиляторов C.

Архитектуры с командными словами очень большой длины VLIW;

Векторные архитектуры (много потоков данных SIMD и один командный
поток).

К достоинствам первых архитектур можно отнести хорошие компилято-
ры, благодаря которым возможно получение наиболее оптимальных программ.
Вторые выигрывают в использовании энергетических ресурсов.

Однако традиционные VLIW архитектуры, с общим файловым регистром,
не дают возможности выполнять много, например, больше восьми, одновре-
менных процедур, из-за высокой сложности структуры файла регистров и сети
пересылки операнд.

Приёмники и передатчики на основе программно-конфигурируемого ра-
дио бывают двух типов: супергетеродинные и с прямым преобразованием.
Наибольшее распространение получила супергетеродинная структура. В основ-
ном из-за того, что она позволяет получить почти оптимальные характеристики
в большом диапазоне частот. Супергетеродинные приемники имеют хорошую
селективность и чувствительностью во всём диапазоне частот.

Приёмники и передатчики, использующие прямое преобразование, имеют
более простую структуру и имеют малую степень интеграции. Они нашли
применение там, где требования к характеристикам системы не слишком жёст-
кие.

Общая структура супергетеродинного приёмника и передатчика с не-
сколькими несущими приведена на рисунках 1.1 и 1.2.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						8
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

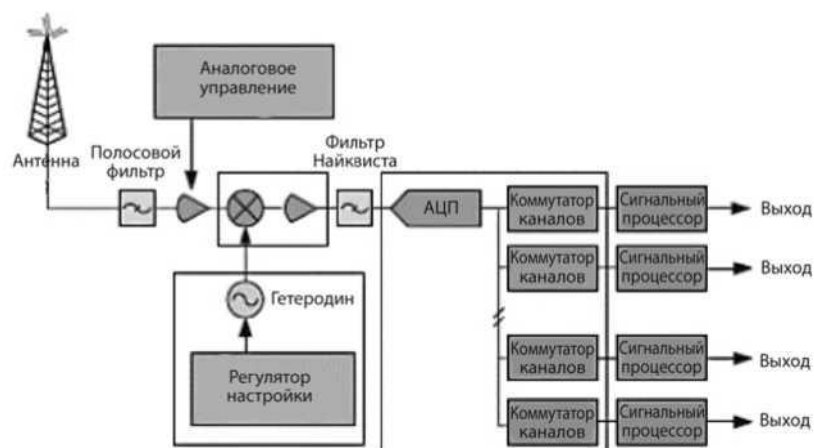


Рисунок.1.1 - Супергетеродинный приемник.

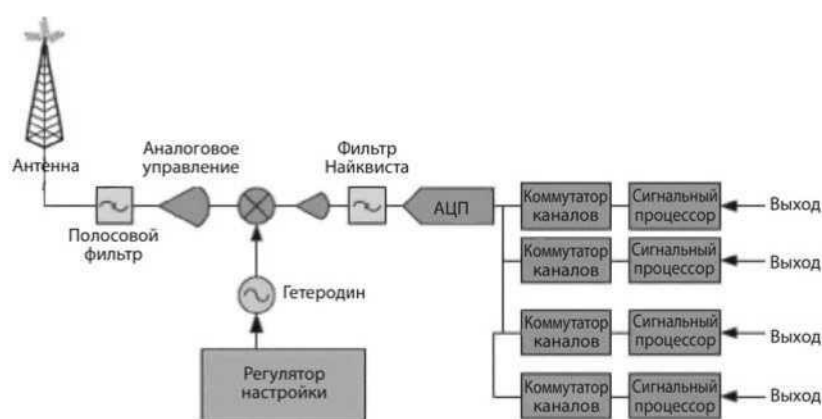
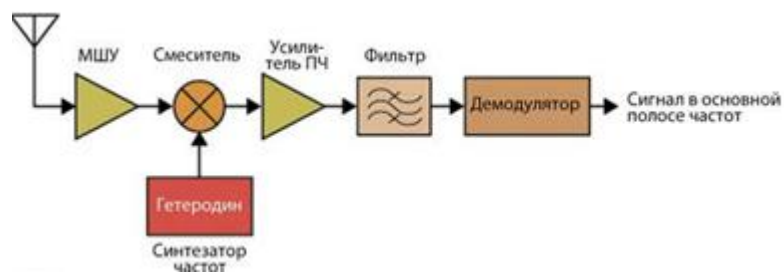


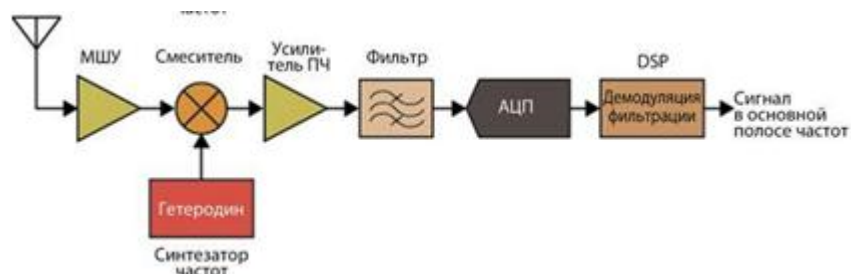
Рисунок.1.2- Супергетеродинный передатчик.

В оригинальном супергетеродинном приемнике обработка сигнала производится полностью на электронной схеме (см.рисунок 1.3а). Частота сигнала понижается до промежуточной частоты (ПЧ), после чего производится обработка.

В первых программно-конфигурируемых приемниках (см.рисунок 1.3б) использовался АЦП вместо демодулятора. А в сигнальном процессоре производилась демодуляция и частичная фильтрация.



а)



б)

Рисунок 1.3 - Структурная схема супергетеродинного приемника (а) и первых SDR (б).

Современные АЦП намного быстрее, поэтому DSP процессор способен выполнять больше задач. Для корректной работы DSP должна быть известна фаза и амплитуда сигнала. Принятый сигнал разделяется на две компоненты: синфазную (I) и квадратурную (Q), смещенную на 90° .

На рисунке 1.4 представлена схема современных SDR-приемников.

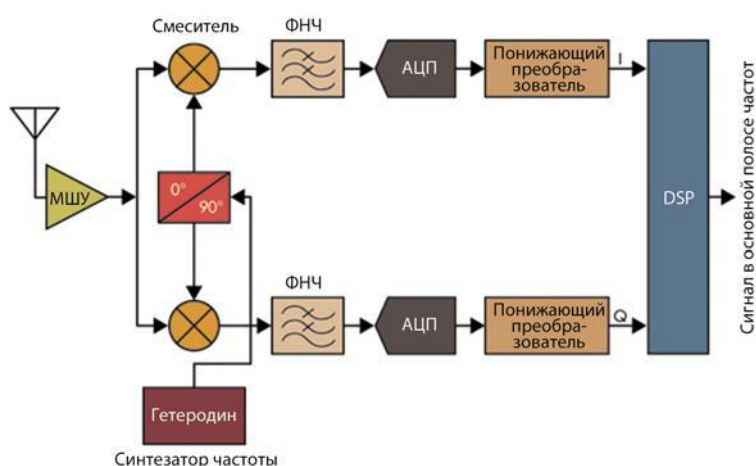


Рисунок 1.4 -Схема современного SDR-приемника.

Сигнал, полученный на входе приемника, усиливается малошумящим усилителем и разбивается на I и Q компоненты путем смешивания с сигналом, полученным на гетеродине, из синтезатора частот в ФАПЧ (квадратурную компоненту получают путем смещения на 90°). Для того, чтобы разность сигналов на выходе смесителей была равна нулю при отсутствии модуляции частоту гетеродина подстраивают под частоту сигнала. Для модулированного сигнала она равна сигналу основной полосы или исходному модулированному сигналу. Данная архитектура получила название прямое преобразование или преобразование с нулевой промежуточной частотой.

Отфильтрованный сигнал основной полосы в ФНЧ проходит процесс оцифровки в паре АЦП. После, сигнал понижается, до рабочего диапазона сигнального процессора, в цифровом преобразователе частоты.

Современные SDR-передатчики, при использовании DSP-модуляторов, разделяют передаваемые I и Q и отправляет их на повышающий преобразователь и цифро-аналоговый преобразователь (рисунок 1.5).

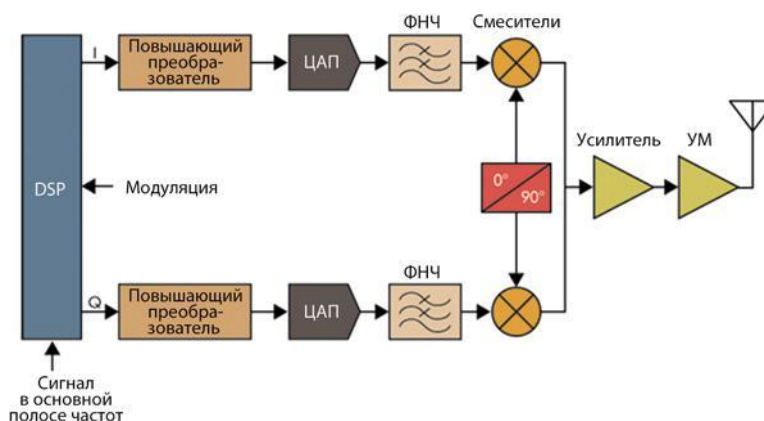


Рисунок 1.5 - Схема современного SDR-передатчика.

После, сигнал проходит процесс фильтрации и поступает на смеситель, где повышается частоты, до частоты передачи. Затем сигнал усиливается и отправляется на антенну. С увеличением быстродействия преобразователей

упрощается схема. Самые передовые модели включают в себя фильтр и МШУ(см.рисунок 1.6).

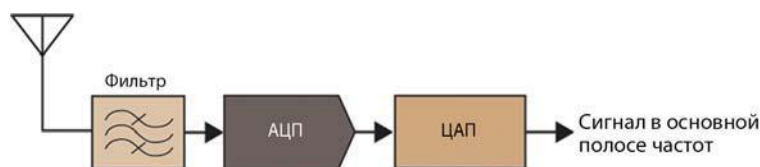


Рисунок 1.6 - Самая простая аппаратная реализация SDR.

В коммерческих приемниках используется полоса до 30 МГц. При помощи цифровых методов выполняются следующие функции: фильтрация (НЧ, ВЧ, полосовые и заграждающие фильтры), модуляция (АМ, FM, PM, FSKM, BPSK, QPSK, QAM, OFDM, др.), демодуляция, выравнивание, сжатие и восстановление, спектральный анализ, предискажение.

Используемые новые типы модуляции и процедуры, необходимые для их функционирования, имеют общий термин «форма сигнала»(waveform). При программной смене параметров радио настраивается на другую частоту и схему передачи.

Простота аппаратной части является одним из достоинств программно-конфигурируемого радио. Стандартные радиочастотные схемы сокращаются до минимума, их стоимость снижается. Радиочастотные схемы, используемые в стандартных радиоприемниках, упрощается до минимума, что положительно влияет на стоимость готового продукта. Большая часть функций, ранее выполняемых в аналоговых схемах, переходит к сигнальному процессору. Данный подход хорош, благодаря компенсации нежелательных эффектов, возникающих в аппаратной части. Так же, программная реализация позволяет избавляться от неисправностей, улучшать и дополнять функционал устройства и улучшать его характеристики с минимальными вложениями.

Однако программно конфигурируемое радио имеет и недостатки. Во-первых, сложное программное обеспечение, требующее больших затрат на разработку,

в том числе временные, большее энергопотребление и, в некоторых случаях, ограниченный частотный диапазон.

Основные элементы программно-конфигурируемого радио — АЦП, ЦАП и DSP процессоры. Частота выборки преобразователя повышается очень быстро и преодолела, уже, гигагерцевый рубеж. Например, частота выборки преобразователя ADC12Dxx00RF Texas Instruments достигает до 3,6 млрд выб/с.

Помимо скорости преобразования важный фактор — скорость выполнения операций процессора, который обязан обрабатывать огромные потоки данных в ограниченный промежуток времени. Так же, можно использовать вместо сигнального процессора возможно использование процессора общего назначения. Но, его работа не всегда будет оптимальна, из-за того, что встречаются алгоритмы, для реализации которых функционала обычного процессора будет недостаточно.

Существует и другой подход — применять заказной сигнальный процессор со специальной архитектурой, имеющий встроенную память и набор арифметико-логических инструментов, из-за которых он будет оптимально подходить для решения поставленных задач.

Современные DSP процессоры, все чаще, формируются на FPGA матрицах. Например, быстрое преобразование Фурье может быть выполнено на цифровых логических схемах и без проблем реализовано на FPGA. В связи с постоянным снижением стоимости FPGA матриц, перспектива использования матриц, для замены сигнальных процессоров очень перспективна.

Так же существует вариант использования логических элементов с жесткими соединениями, которые можно использовать для реализации функций, не требующих гибкости программирования, таких как протоколы связи. Логические схемы имеют высокое быстродействие и малое потребление энергии, имеют очень компактные размеры. Такие логические блоки часто называют аппаратными ускорителями.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						13
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

1.3 Проблемы SDR и пути их решения

Так как полоса частот принимаемого сигнала неизвестна заранее, то частота дискретизации аналогово-цифрового преобразователя должна быть максимально возможной, чтобы охватывать наибольший диапазон частот. Именно АЦП определяет характеристики всего радио, поэтому от его выбора многое зависит. АЦП является определяющим фактором характеристик всего радио, поэтому к его выбору подходят очень серьезно. Благодаря техническому прогрессу, в следствии которого появились быстродействующие, малозумящие аналого-цифровые преобразователи, например, ADS5463 имеющий 12 разрядов и способный выполнять 500 миллионов преобразований в секунду и имеющий соотношение сигнал/шум около 60 дБ, позволяет делать то, что раньше было невозможно.

Но существует еще одна проблема. Состоит она в том, что SDR должен быть функционально гибким, ведь необходима поддержка большого количества стандартов и энергопотребление должно быть минимальным, чтобы энергии батареи хватало на продолжительный промежуток времени.

Для решения этой проблемы необходимо вводить функциональную гибкость там, где это не повысит потребление энергии, либо в тех местах, где будет достигаться наибольшая эффективность данных доработок, то есть когда это обуславливается возможностью, впоследствии существенно оптимизировать или сделать проще схему.

На схемотехническом уровне необходимо повышать эффективность использования энергии. Можно, например, управлять энергией передачи так, чтобы потребление схемы было минимальным без ущерба качеству связи. Для этого в схему вводят специальные регулировочные узлы, которые меняют характеристики работы в соответствии с требованиями того или иного стандарта и контролируют потребляемую энергию; либо проводят схемотехническую оптимизацию. Другой подход - оптимизация протоколов, соотношение между

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		14

скоростью и мощностью передачи, такое, что потребление минимально.

1.4 Перспективы технологии SDR

Над разработкой SDR сейчас работают IMEC, Altera и BittWare, ESD, Nalatech, Samsung, NXP Semiconductors, T3G Technologies и другие компании.

В центре IMEC уже разработан прототип чипа SDR, который имеет всего одну полосу пропускания и поддерживает WiFi, WiMax, мобильное телевидение и 3GPP LTE. Переключение и настройка диапазонов передачи осуществляется только программным методом. Это не самое удачное решение, но уже первый шаг на пути к настоящему SDR.

В прошлом году появились специальные методы оптимизации программ, которые позволяют автоматически выбросить неиспользуемый код и подобрать оптимальный размер памяти для данной системы.

Чипы SDR заменяют многие другие устройства, обеспечивая гибкость и сохраняя скорость и удобство работы. Технология SDR не решает всех вопросов систем связи, однако предлагает разумный подход ко многим из них. Она, несомненно, будет развиваться и совершенствоваться.

По сути, программно определяемое радио (SDR) — это любое устройство передачи данных, в котором некоторые или все функции физического уровня являются программно определяемыми. В качестве примера можно привести современные смартфоны, поскольку если не вся, то большая часть обработки информационного сигнала производится в сигнальном процессоре (DSP). Благодаря программной настройке один приемопередатчик может быть приспособлен под множество различных форм сигнала. Такое устройство является основой для построения, например, универсально-совместимой национальной общественной системы безопасности.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		15

Технология SDR долгое время была привлекательной для производителей, операторов беспроводной связи и военных служб, поскольку одна аппаратная платформа может быть приспособлена к большому количеству форм сигналов, которые добавляются программно в процессе работы. В результате такие аппаратные элементы как фильтры, смесители, усилители, детекторы, модуляторы и демодуляторы, становятся, не нужны. В то же время мы получаем многофункциональную платформу, имеющую множество режимов работы и набор диапазонов частот, переключение между которыми осуществляется автоматически и динамически, в т.ч. удаленным способом.

1.5 Моделирование

Для оценки работы программно определяемого радио проводится моделирование. Для этого необходимо сформировать сигнал, соответствующий протоколу связи (WCDMA, WiMAX, LTE и др.), а также выполнить кодирование канала, перемежение и формирование импульса. После этого можно приступить к оценке воздействия частотных искажений. Для примера будем измерять величину вектора ошибок (EVM — error vector magnitude) или вероятность появления ошибочного бита (BER — bit error rate). Архитектура SDR должна поддерживать множество различных по сложности схем модуляции сигнала.

При настройке средств моделирования требуется задать следующие параметры: точность модуляции или EVM, режим вычислений с фиксированной точкой, частота квантования АЦП/ЦАП, отношение несущая шум (CNR), динамический диапазон, свободный от шумов (SFDR), коэффициент мощности в соседнем канале (ACPR), отношение несущей к интермодуляционным составляющим третьего порядка (C/IM3dBc), спектральная маска.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						16
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

2 ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ SDR

2.1 Модель радиоканала

Расчет достоверности приема цифровой информации производился численным методом по функциональной и программной модели радиоканала, приведенной на рисунке 2.1.

Расчет производится во временной области в дискретных отсчетах, количество которых на символьном интервале цифрового канала равно целому числу. В модели радиоканала отражены его основные составляющие части: передатчик, среда распространения радиоволн, приемник.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						17
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

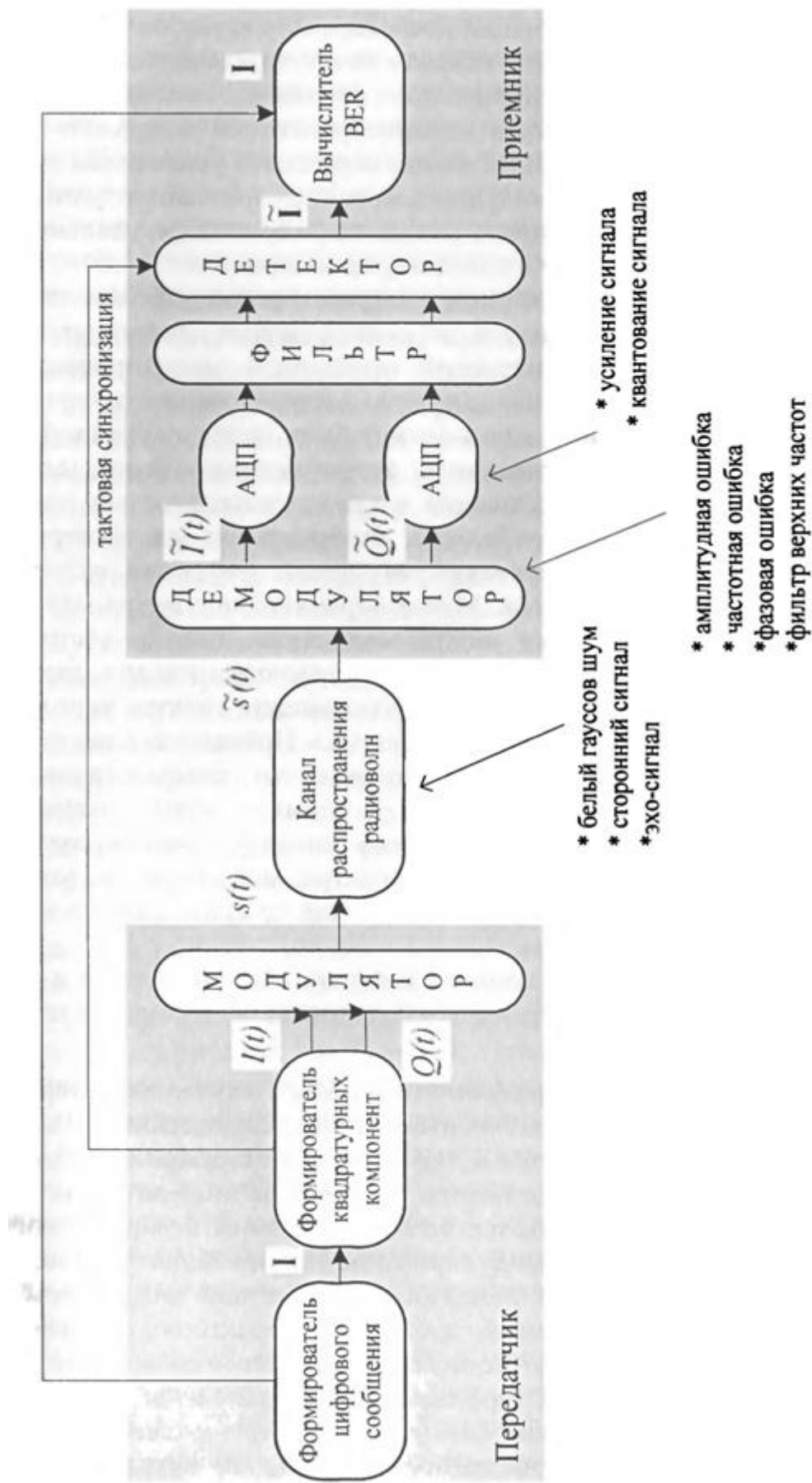


Рисунок 2.1 - Функциональная схема радиоканала

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

2.1.1 Передатчик

Аппаратная реализация типового передатчика включает формирователь цифрового сигнала, модулятор и усилитель мощности. В процессоре формируются ограниченные по спектру квадратурные компоненты комплексной огибающей модулированного сигнала, которые с помощью ЦАП преобразуются в реальный физический сигнал. Последующий аппаратный квадратурный модулятор выполняет техническую функцию преобразования спектра модулированного сигнала из baseband-диапазона в высокочастотную область. Усилитель мощности, как и квадратурный модулятор, выполняет техническую функцию обеспечения энергетического потенциала радиолинии.

Программная модель передатчика содержит формирователь тестового информационного сообщения и цифрового сигнала, формирователь квадратурных компонент комплексной огибающей модулированного сигнала с фильтром ограничения спектра модулированного сигнала. Тестовое сообщение заданной длины может быть псевдослучайной последовательностью бинарных символов, скремблированной последовательностью псевдослучайных символов и последовательностью одинаковых символов. Тестовое сообщение отображается на бинарный, трехуровневый или четырехуровневый полярный цифровой сигнал с прямоугольной формой импульсов. Метод ограничения спектра модулированного сигнала определяется видом модуляции. Спектр частотномодулированного сигнала ограничивается путем ограничения спектра цифрового модулирующего сигнала; для ограничения спектра используется фильтр Гаусса или «приподнятый косинус» Найквиста. Спектр фазомодулированного сигнала, как сигнала с линейным типом модуляции, ограничивается путем ограничения спектра комплексных огибающих, сформированных по идеальному цифровому сигналу с прямоугольной формой импульсов. Для ограничения спектра используется фильтр «приподнятый косинус» или «корень квадратный из приподнятого косинуса» Найквиста.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						19
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Предполагается, что последующий квадратурный модулятор и усилитель мощности не вносят погрешностей, которые бы влияли на достоверность приема.

2.1.2 Канал распространения радиоволн

В общем случае, канал распространения радиоволн, характеризуется вносимым шумом, широкополосными и узкополосными сигналами сторонних излучателей радиоволн и эхо-сигналами различной амплитудой, фазой и временем запаздывания. В принятой модели канал распространения радиоволн отражается белым гауссовым шумом, узкополосной модулированной или немодулированной помехой, которая может располагаться в полосе частот полезного сигнала или вне полосы, и единственным эхо-сигналом. Белый гауссовский шум характеризуется постоянной спектральной плотностью мощности по отношению к единичной амплитуде принятого сигнала. Сторонний мешающий сигнал характеризуется детерминированной амплитудой по отношению к единичной амплитуде принятого сигнала и частотной модуляцией, определенной в стандарте электромагнитной совместимости ETS 300 113. Эхо-сигнал характеризуется постоянной амплитудой по отношению к амплитуде принятого сигнала, постоянным временем задержки и постоянным значением фазы, неизменными на интервале стационарности радиоканала и случайным образом изменяющиеся на очередном интервале стационарности. Полезный информационный сигнал характеризуется постоянной амплитудой, фазой и временем задержки.

Сигнал на выходе канала распространения радиоволн является аддитивной смесью полезного модулированного сигнала, стороннего модулированного сигнала, эхо-сигнала и белого гауссовского шума.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						20
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Приемник с однократным преобразованием на нулевую промежуточную частоту включает входной фильтр-преселектор, МШУ, демодулятор, тракт усиления и ограничения спектра демодулированного *basenad*-сигнала (квадратурных компонент комплексной огибающей модулированного сигнала), АЦП, цифровой оптимальный фильтр основной селекции и цифровой детектор. Совместно все эти компоненты обеспечивают выделение полезного модулированного сигнала из общего радиоспектра и восстановление переданного цифрового сообщения. Программная модель приемника включает демодулятор, усилитель демодулированного сигнала, АЦП и детектор, совмещенный с оптимальным фильтром. Входной высокочастотный фильтр и МШУ приемника, как и усилитель мощности передатчика, выполняют техническую функцию обеспечения энергетического потенциала радиолинии, и в принятой модели не отражены. Шумы, вносимые высокочастотным фильтром, МШУ, как и шумы последующего демодулятора, отражаются в величине спектральной плотности мощности белого шума на входе приемника. Предполагается, что квадратурный демодулятор, как и модулятор приемника, не вносит в квадратурные компоненты комплексной огибающей ошибок, которые влияют на достоверность приема. Параметры реального демодулятора отображаются в принятой модели амплитудным и фазовым небалансом восстановленных квадратурных компонент комплексной огибающей, смещением центральной частоты квадратурных компонент относительно истинного нуля и фильтром верхних частот, подавляющим постоянную составляющую.

Аналого-цифровой преобразователь является полностью линейным устройством и в пределах собственного динамического диапазона не вносит искажений в преобразуемый сигнал. АЦП характеризуется коэффициентом усиления квадратурных компонент демодулированного сигнала и N-разрядным квантователем текущего значения преобразуемого сигнала.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						21
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Оптимальный фильтр (фильтр основной селекции) приемника может иметь характеристику Найквиста, корень квадратный из Найквиста, прямоугольную. Некогерентный оптимальный цифровой детектор осуществляет восстановление цифрового сообщения по квадратурным компонентам принятого бинарного частотно-модулированного сигнала, бинарного и четырехуровневого фазомодулированного сигнала с относительной фазовой модуляцией. Тактовая (временная) синхронизация детектора может осуществляться как внешняя от передатчика (идеальная), так и внутренняя непосредственно по информационному сигналу.

Измеритель битовых ошибок приема информации (вычислитель BER) сравнивает тестовую цифровую последовательность, использованную в передатчике, с детектированной последовательностью в приемнике. Программная модель приемника с однократным преобразованием частоты и нулевой промежуточной частотой позволяет определить достоверность приема цифровой информации по принятому модулированному сигналу в условиях белого гауссовского шума, сторонних мешающих сигналов, эхо-сигналов и неидеальных амплитудных и фазовых характеристиках линейной части приемника.

2.2.2 Достоверность приема

Достоверность приема информации является основным параметром приемника. Прием информации в условиях однолучевого канала, белого гауссовского шума и идеальных компонент приемника определяет граничное, предельно достижимое значение достоверности приема. Уменьшение достоверности приема при различных помехах в канале распространения радиоволн показывает степень устойчивости работы приемника в реальных условиях. Уменьшение достоверности приема при различных отклонениях

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						22
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

параметров приемника от идеальных позволяет определить требования к точности реализации тех или иных параметров компонент приемника.

Достоверность приема модулированных сигналов в белом гауссовом шуме. На рисунке 2.2., 2.3. показана достоверность некогерентного приема бинарного частотно-модулированного сигнала с непрерывной фазой 2CPFSK и четырехуровневого фазомодулированного сигнала л/4DOPSK.

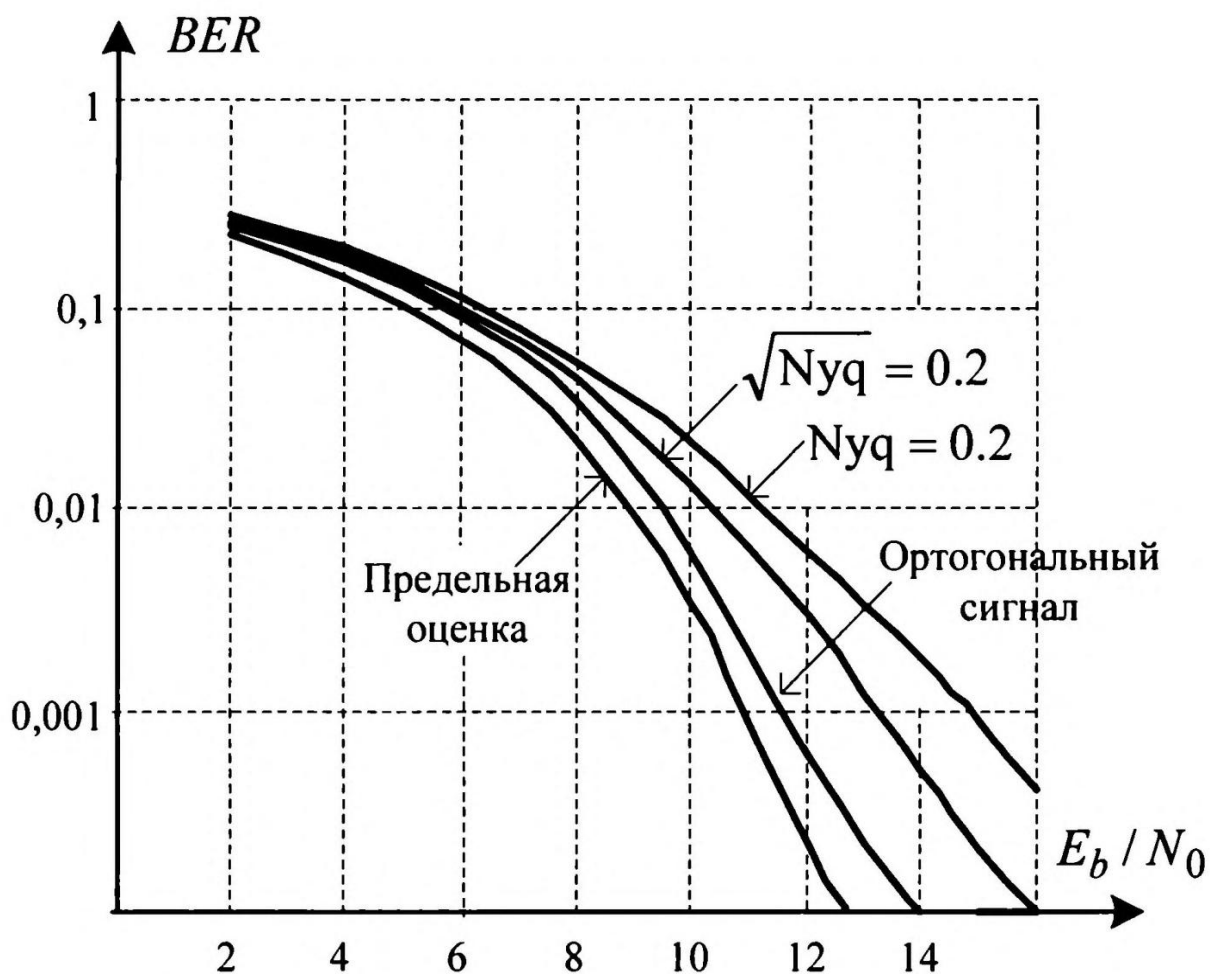


Рисунок 2.2 - Достоверность приема сигнала 2CPFSK в белом гауссовом шуме.

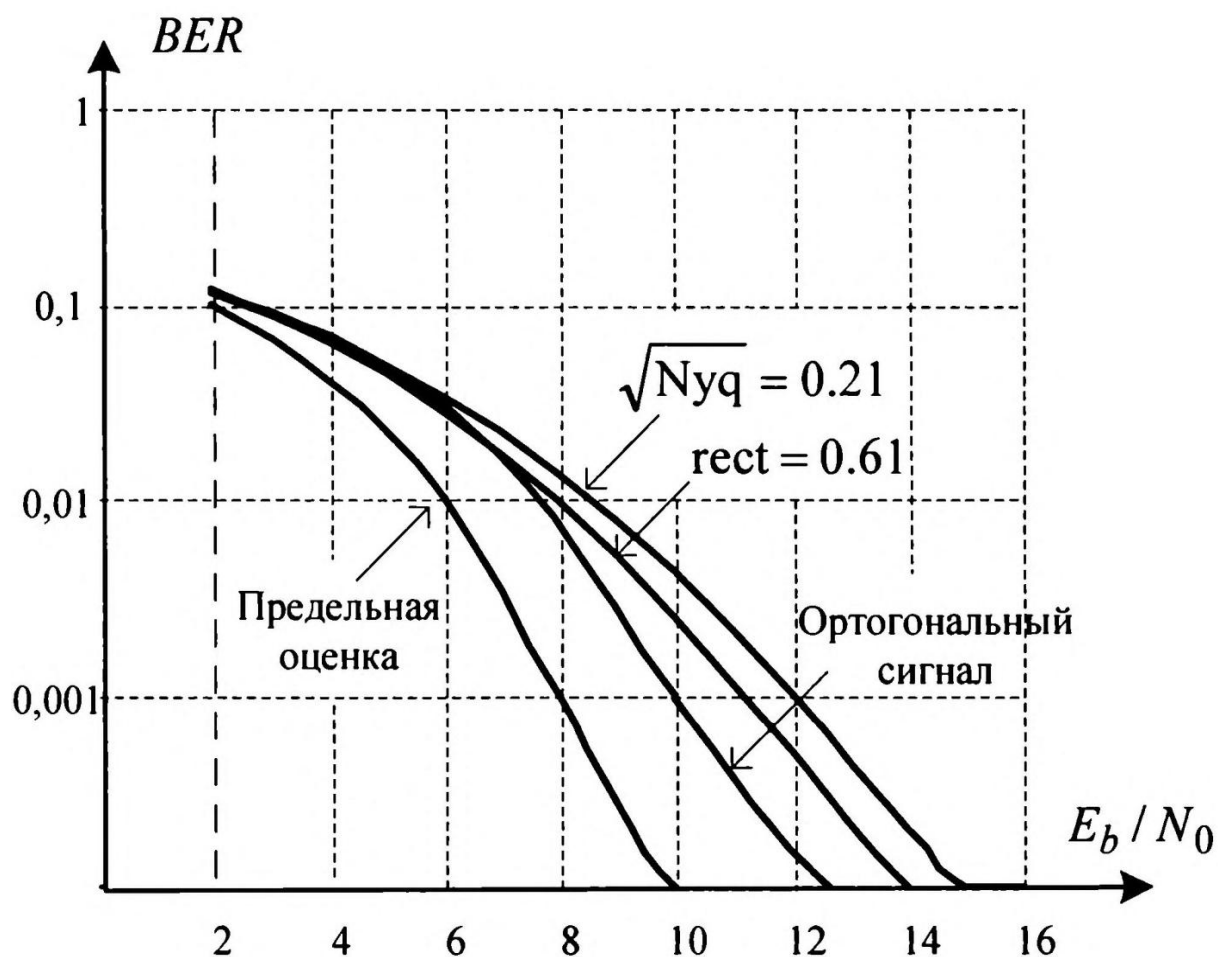


Рисунок 2.3 - Достоверность приема сигнала $\pi/4$ DQPSK в белом гауссовом шуме.

Предельная оценка, приведенная на рисунке 2.2, соответствует оптимистической оценке достоверности оптимального некогерентного приема бинарного частотно-модулированного сигнала:

$$BER = \frac{1}{2} e^{-E_b/N_0}, \quad (2.1)$$

где E_b/N_0 - отношение битовой энергии к спектральной плотности белого гауссовского шума.

Из приведенных зависимостей следует, что наибольшая достоверность приема достигается для ортогонального модулированного сигнала, спектр которого не ограничивается в передатчике. В приемнике максимальная

достоверность приема достигается при использовании фильтра «Найквиста корень квадратный» при параметре прямоугольности $\alpha = 0,2$. Ограничение спектра фазомодулированного сигнала в передатчике фильтром «Найквиста корень квадратный» с параметром прямоугольности $\alpha = 0,35$ не приводит к значительному уменьшению достоверности приема, несмотря на нарушение условия ортогональности модулированного сигнала. Возможно, это объясняется тем, что сквозная частотная характеристика радиоканала при одинаковых фильтрах «Найквиста корень квадратный» в приемнике и передатчике удовлетворяет критерию Найквиста, а, следовательно, способствует повышению достоверности приема.

Дополнительное влияние на достоверность приема фазомодулированного сигнала с ограниченным спектром оказывает неоднозначность величины отношения сигнал/шум E_b/N_0 . Ограничение спектра фазомодулированного сигнала в передатчике приводит к появлению в сигнале сопутствующей амплитудной модуляции. В результате, в отличие от частотно модулированного сигнала с постоянной огибающей, энергия фазомодулированного сигнала на символьном интервале не является постоянной величиной. Сигнал $\pi/4$ DQPSK имеет глубину амплитудной модуляции примерно 70%, что соответствует уменьшению средней энергии сигнала примерно на 1,5 дБ.

Достоверность приема обоих типов сигналов вычислена по отношению сигнал/шум в baseband-диапазоне при условии полного подавления паразитной постоянной составляющей и низкочастотных фликкер шумов и полностью симметричных 110 каналах без амплитудных и фазовых искажений. Следовательно, идеальный приемник с нулевой промежуточной частотой потенциально обеспечивает такую же достоверность приема сигналов с угловой модуляцией, как и типовой супергетеродинный приемник.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						25
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

3 РАДИОИНТЕРФЕЙС СИСТЕМ СВЯЗИ SDR ПРИ ПЕРЕДАЧЕ В КАНАЛАХ С МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ

Радиоинтерфейс- это совокупность протоколов и процедур, определяющих порядок установления соединений и организации связи по радиоканалу между двумя станциями. Спецификации радиоинтерфейса описывают механизмы управления и передачи информации на физическом уровне.

3.1 Аддитивный белый Гауссовский шум

Помехи будут присутствовать для всех частотных каналов и именно в этом заключается причина использования термина «белый». Эти помехи не входят в переданный сигнал и широко известны как шум.

3.1.1 Математическое представление

Модель беспроводного канала аддитивного белого гауссовского шума лучше всего можно описать с помощью рисунка 3.1, при этом $s(t)$ является передаваемой схемой модуляции с возможным усилением нелинейности.

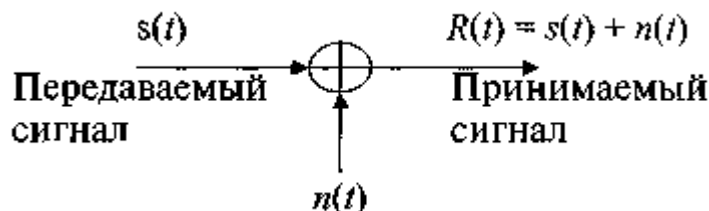


Рисунок 3.1 - Графическое представление канала аддитивного белого гауссовского шума.

Здесь $n(t)$ является случайной переменной и описывается следующей функцией плотности вероятности:

$$p_N(n) = \frac{1}{\sigma_N \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(n-m_N)^2}{2\sigma_N^2}}, \quad (3.1)$$

Где m_n - средняя величина и δ_N - среднеквадратическое отклонение шумового сигнала.

Как говорилось выше, данный шум имеет компоненты для всех частотных каналов и показан на рисунке 3.2, где N_0 - спектральная плотность мощности шума.

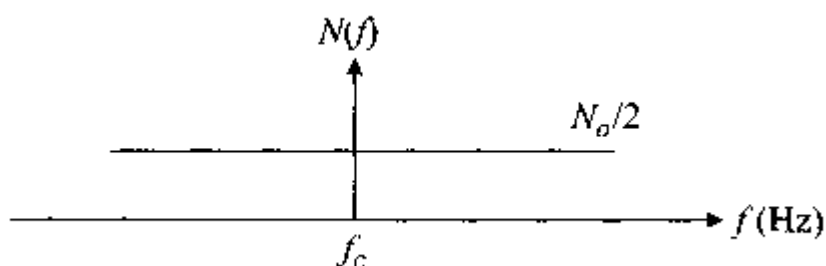


Рисунок 3.2 - Спектральная плотность мощности белого гауссовского шума.

3.1.2 Статистические свойства

Некоторые статистические свойства реализаций аддитивного белого гауссовского шума - это средняя величина и дисперсия, выражающиеся следующим образом:

$$E\{n\} = m_N, \quad (3.2)$$

$$\sigma_N^2 = E\{(n - m_N)^2\}. \quad (3.3)$$

При плоском графике спектральной плотности аддитивного белого гауссовского шума мы можем просто записать автокорреляцию как «обратное преобразование Фурье» рисунок 3.3.

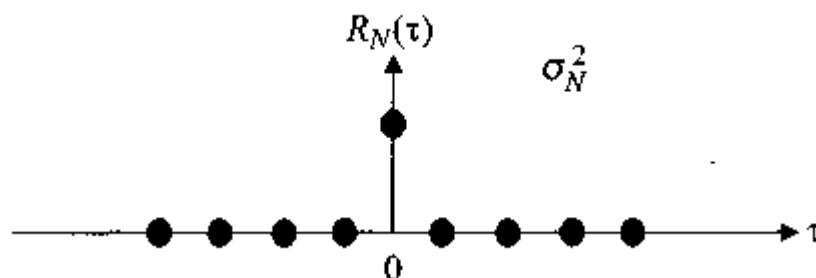


Рисунок 3.3 - Функция автокорреляции белого шума.

Другим способом объяснения дисперсии аддитивного гауссовского шума является определение корреляции в следующем виде:

$$R_N(\tau) = E\{n(t) \cdot \bar{n}(t + \tau)\}. \quad (3.4)$$

Отсюда мы видим, что образцы аддитивного белого гауссовского шума коррелируются сами собой и не коррелируются для временных сдвигов, кроме нуля.

3.2 Явление Рэлеевского многолучевого замирания

3.2.1 Математическое представление

Сигналы, передаваемые между антеннами передатчика и приемника, будут претерпевать различные флуктуации мощности сигнала. Эти флуктуации сигнала становятся видимыми в результате использования антенны, где будут суммироваться несколько лучей. Лучи входят в антенну разными путями, испытывая отражения и дифракции из-за окружающих препятствий. Принятый сигнал будет испытывать случайные флуктуации, как по амплитуде, так и по фазе. Случайные флуктуации амплитуды можно наблюдать путем записи огибающей сигнала, по мере того, как антенна физически перемещается как функция расстояния. Эти записи, как было показано, демонстрируют

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						28
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

распределение Рэлея. При условии, что r обозначает огибающую принятого сигнала или амплитуду, случайное явление описывается следующим образом:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad (3.5)$$

где σ^2 - средняя мощность сигнала.

Хорошо известно, что огибающая комплексного гауссовского сигнала имеет распределение Рэлея. Вероятность того, что огибающая принятого сигнала находится ниже заданного значения, скажем R , выражается посредством функции распределения, как показано ниже:

$$P(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr, \quad (3.6)$$

$$P(r \leq R) = 1 - e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}. \quad (3.7)$$

В целях предоставления более количественного анализа среднее значение случайной переменной Рэлея выражается следующими уравнениями:

$$E\{r\} = \int_0^{\infty} r \cdot p(r) dr, \quad (3.8)$$

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}. \quad (3.9)$$

Дисперсия для распределения Рэлея выражается как:

$$\sigma_r^2 = E\{r^2\} - [E\{r\}]^2, \quad (3.10)$$

$$\sigma_r^2 = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr - \sigma^2 \frac{\pi}{2}, \quad (3.11)$$

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						29
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

$$\sigma_r^2 = \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2} \right). \quad (3.12)$$

Модель многолучевого замирания может представляться в качестве мультипликативного искажения и показана на рисунке 3.4.

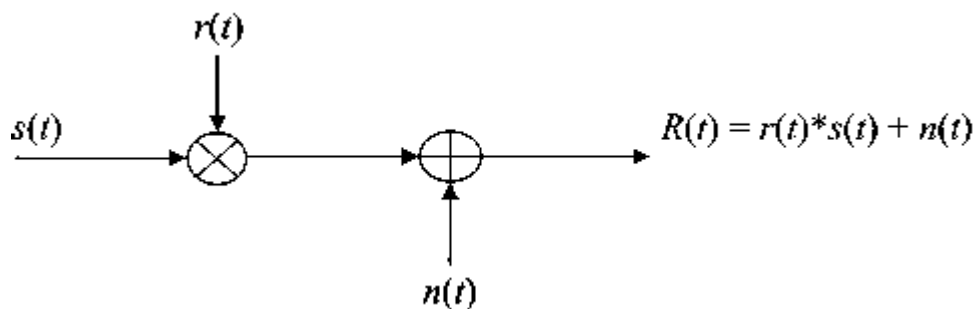


Рисунок 3.4 - Графическое представление многолучевого замирания под действием шума.

На рисунке 3.5. приведен график, отражающий широкие флуктуации сигнала.

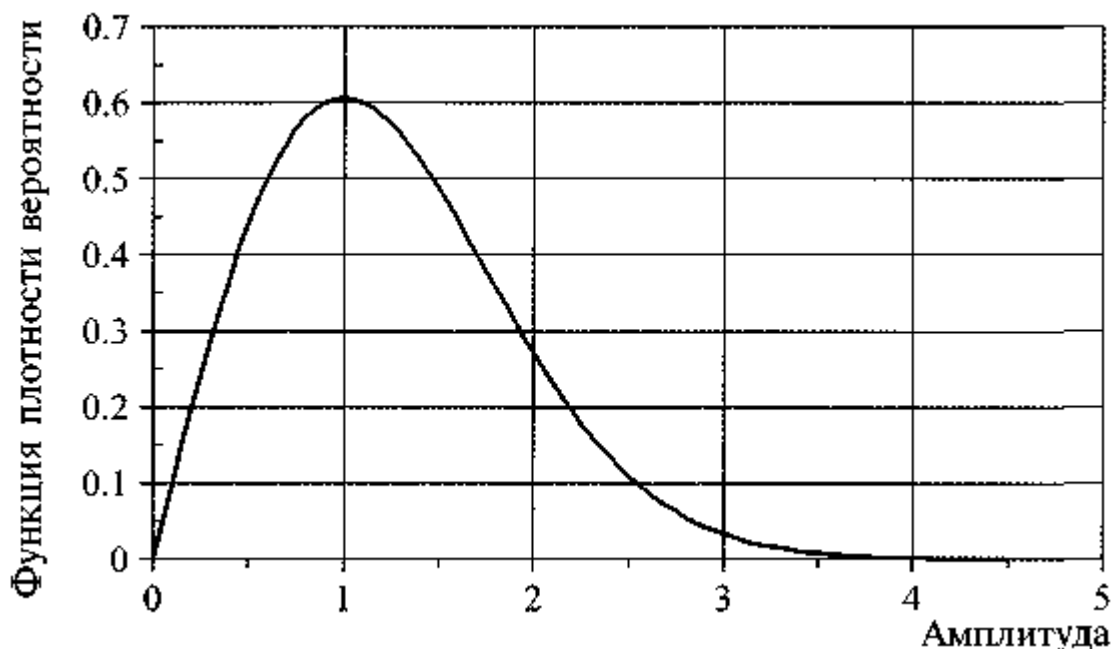


Рисунок 3.5 - График функции плотности вероятности Рэлея (нормированная мощность=1).

Это распределение часто использовалось для описания быстрых флуктуаций сигнала в среде многолучевого замирания. Термин «быстрый» используется, чтобы подчеркнуть широко изменяющееся явление на расстоянии доли длины волны несущей, в частности замирания могут происходить приблизительно на расстоянии каждой половины длины волны друг от друга. Эти флуктуации вызываются локальной окружающей средой приемника, а не флуктуациями сигнала, которые возникли на значительном расстоянии друг от друга.

3.2.2 Статистические свойства

Две количественные метрики, представляющие для нас интерес в конструкции беспроводной цифровой связи, имеют дело с пиками и замираниями. В частности, интересно знать количество раз в секунду, когда фактически встречается замирание с определенной глубиной (в ДБ). Как только эта скорость будет известна, следующей представляющей интерес величиной будет количество времени, которое сигнал фактически проводит ниже этого уровня.

Первая величина, упомянутая ранее, называется частотой пересечения уровня и определяется как ожидаемая частота, при которой огибающая пересекает заданный уровень сигнала R в положительном направлении. Математически она определяется следующим образом:

$$N_R = \int_0^{\infty} r p(R, r) dr, \quad (3.13)$$

где N_R - частота пересечений уровня, R - это заданный уровень сигнала, r - временная производная огибающей.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		31

$$N_R = \sqrt{2\pi} \cdot f_m \cdot \rho \cdot e^{-\rho^2}, \quad (3.14)$$

где $\rho = \frac{R}{R_{RMS}}$, f_m - максимальный доплеровский сдвиг или частота, которая определяется следующим образом:

$$f_D = f_m \cdot \cos(\theta) = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos(\theta), \quad (3.15)$$

Где v - скорость транспортного средства, λ - длина волны несущей волны, θ - угол прибытия относительно вектора скорости, перемещающегося в том же направлении, что и транспортное средство. Если исходить из всенаправленности антенны в приемнике, множество лучей прибытия могут иметь широкий диапазон углов. Это приводит к доплеровскому сдвигу частоты, поскольку каждый прибывающий луч будет иметь свой собственный сдвиг частоты, связанный с лучом. Однако совокупная сумма всего множества лучей будет характеризоваться поведением, как правило, называемым доплеровским сдвигом частоты.

Вторая упоминаемая выше величина называется средней длительностью времени замирания, она определяется как среднее время, в течение которого огибающая принятых сигналов находится ниже нормированного удельного уровня R . Математическое определение приводится ниже:

$$\bar{\tau} = \frac{1}{TN_R} \cdot \sum_i \tau_i, \quad (3.16)$$

$$\bar{\tau} = \frac{1}{N_R} \cdot P(r \leq R), \quad (3.17)$$

где T - общее рассматриваемое время. Результирующее выражение имеет следующий вид:

$$\bar{\tau} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho \cdot f_m \cdot \sqrt{2\pi}}. \quad (3.18)$$

Рассмотрение данного результата показывает, что средняя длительность времени замирания обратно пропорциональна доплеровской частоте.

3.3 Явление многолучевого замирания Райса

Здесь имеет место преобладающий стационарный сигнал, или луч, который усиливает мощность принятого сигнала, в частности такой, как луч, распространяющийся в направлении прямой видимости.

3.3.1 Математическое представление

Распределение Райса выражается следующим уравнением:

$$\rho(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}} \cdot I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad (0 \leq A), (0 \leq r), \quad (3.19)$$

где $I_0(x)$ - модифицированная функция Бесселя первой категории и нулевого порядка $A^2/2$ пропорционально мощности доминирующего сигнала.

Возникает вопрос, насколько доминирующим или значительным должен быть луч сигнала. Ответ дает вычисление коэффициента К:

$$K = 10 * \log \left[\frac{A^2}{2\sigma^2} \right] \text{ (дБ)}. \quad (3.20)$$

Этот коэффициент описывает соотношение между мощностью преобладающего сигнала и мощностью многолучевого сигнала. Например, если доминирующего сигнала нет, в этом случае $A=0$; $K=\infty$, и данное распределение

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		33

теперь принимает вид Рэлея. С другой стороны, примем, что многолучевой сигнал отсутствует, в этом случае $\sigma^2=0$ и $K=\infty$, здесь распределение приближается к виду импульса (или дельта-функции Дикара). График этого распределения приведен на рисунке 3.6. для различных значений коэффициента K .

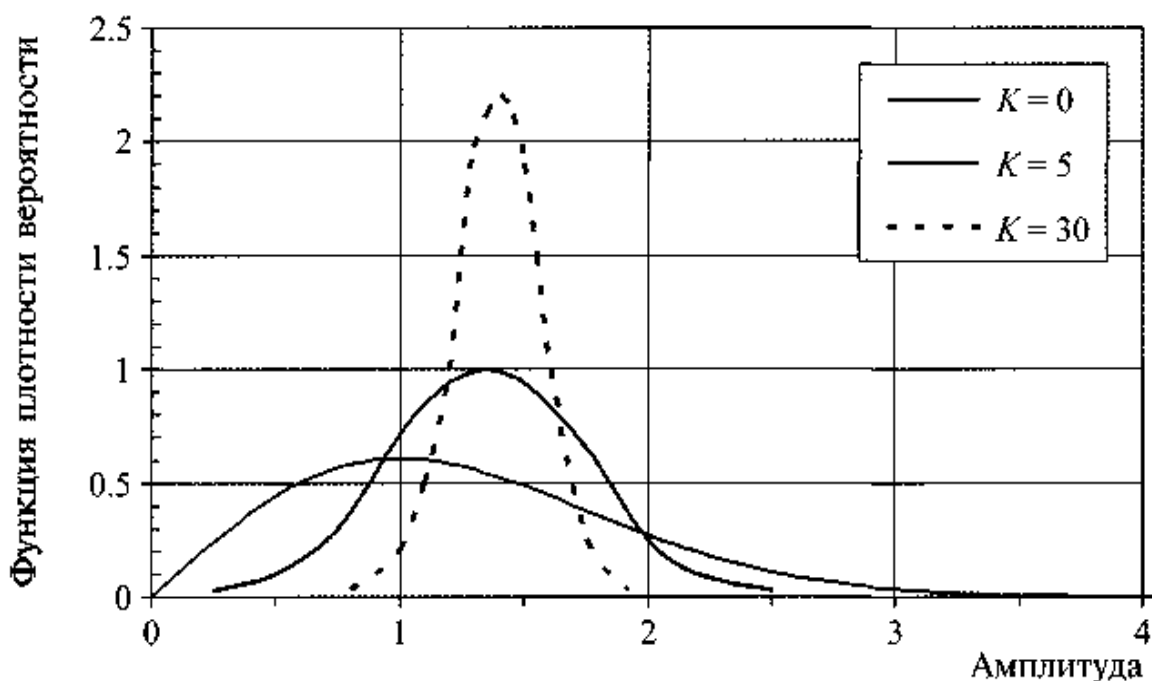


Рисунок 3.6 - График распределения функции плотности вероятности Райса.

Из рисунка 3.6. мы видим, что по мере увеличения мощности распространения в пределах видимости флуктуации огибающей уменьшается. Количество встречающихся глубоких замираний также уменьшается, уменьшая, тем самым, мгновенные ошибки и улучшая среднюю вероятность битовой ошибки.

3.3.2 Статистические свойства.

Средняя величина случайной переменной, распределенной по Райсу, выражается следующим образом:

$$E\{r\} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \left[(1 + K) I_0\left(\frac{K}{2}\right) + K I_1\left(\frac{K}{2}\right) \right] \cdot e^{-k/2}. \quad (3.21)$$

Функция распределения сигнала Райса- это вероятность, с которой огибающая принятого сигнала является ниже конкретной величины, скажем R:

$$P(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr, \quad (3.22)$$

Если мы определим нормированный уровень сигнала, как

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{A^2 + 2\sigma^2}}. \quad (3.23)$$

Тогда функция распределения записывается следующим образом:

$$P(r \leq R) = 1 - Q(\sqrt{2K}, \sqrt{2(K+1)\rho^2}), \quad (3.24)$$

где Q(a,b)- функция Q Маркума:

$$Q(a, b) = \int_0^{\infty} x \cdot e^{-\frac{(x^2+a^2)}{2}} \cdot I_0(ax) dx. \quad (3.25)$$

Частота пересечений уровня выражается следующим уравнением:

$$L_R = \sqrt{2\pi(K+1)} \cdot f_m \cdot \rho \cdot e^{-K-(K+1)\rho^2} \cdot I_0(2\rho\sqrt{K(K+1)}), \quad (3.26)$$

где мы дали определение нормированному уровню сигнала:

$$\rho = \frac{R}{R_{RMS}}. \quad (3.27)$$

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						35
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Проверка, с помощью предположения $K=0$, дает точно такой же результат, который приводился ранее для случай рэлеевского замирания. На рисунке 3.7. приведен график частоты пересечений уровня для различных значений K .

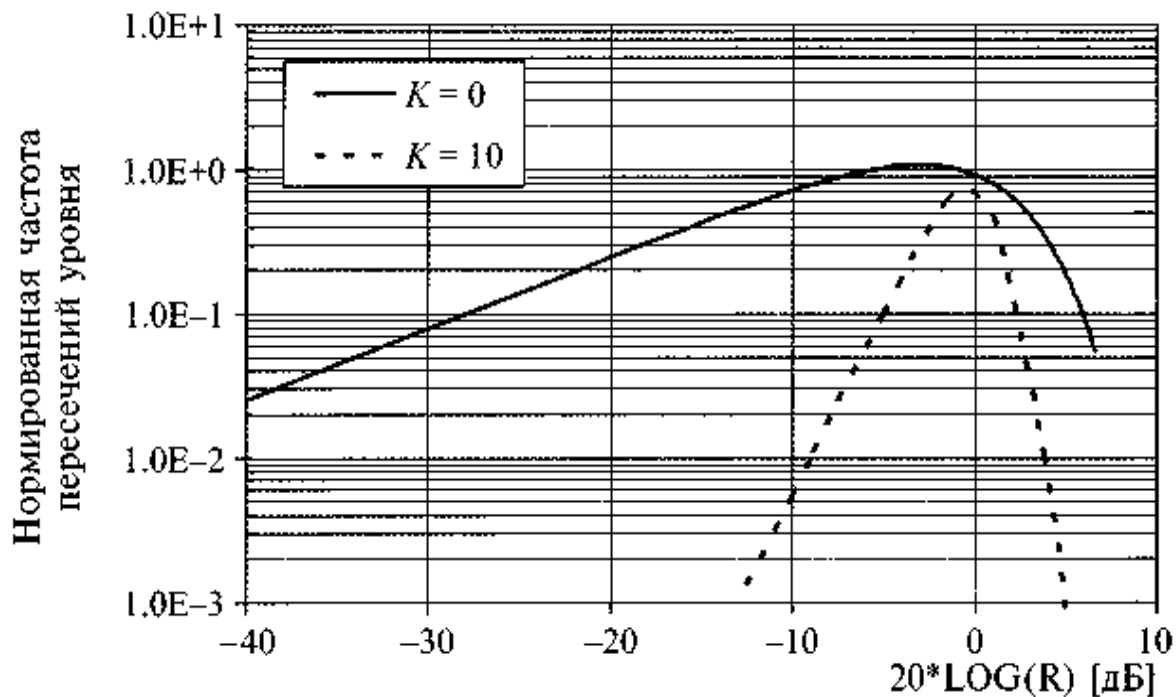


Рисунок 3.7 - Сравнение частоты пересечений уровня Райса для коэффициентов K .

4 АНАЛИЗ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ OFDM

Метод OFDM-модуляции (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - ортогональное частотное разделение с мультиплексированием) заключается в разбиении потока входных данных на несколько параллельных потоков, каждый поток передается на своей несущей частоте. Благодаря этому получается высокая скорость и высокая помехоустойчивость передачи данных, в частности. Помехоустойчивость достигается возможностью исключения одной или нескольких несущих частот из их большого числа (сотни - тысячи). Так как модуляция OFDM, для передачи информации, использует ортогональные несущие колебания, то, при частичном перекрытии полос отдельных несущих, возможно демодулировать модулированный сигнал практически без потерь. Большое число несущих не позволяет осуществить модуляцию OFDM одновременно, то есть, с использованием нескольких тысяч синтезаторов несущих колебаний и нескольких тысяч модуляторов. Именно поэтому для того, чтобы уменьшить объем оборудования учитывают, что модуляция OFDM осуществляется при помощи обратного преобразования Фурье, а демодуляция - прямое преобразование Фурье, и используются быстрые алгоритмы этих преобразований, позволяющие использовать более простые аппаратные средства в сравнении с непосредственным использованием алгоритма модуляции OFDM.

К достоинства OFDM можно отнести:

1. большая (по сравнению с методами модуляции использующими одну несущую) длительность символа вместе с использованием защитных интервалов, благодаря которой возможно эффективно противодействовать межсимвольной интерференции;
2. высокая спектральная эффективность, в следствии использования адаптивной модуляции и возможность применения технологии MIMO;
3. эквалайзер, который просто вычислить.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		37

Однако существуют и недостатки :

1. значительно усложняются алгоритмы детектирования на линии «мобильный абонент — базовая станция» при использовании технологии OFDMA (множественного доступа с ортогональным частотным разделением с мультиплексированием из-за проблем с синхронизацией. Особо остро эти проблемы проявляются в системах когнитивного радио, где разделение происходит при использовании различных приоритетов. Из-за большого уровня боковых лепестков огибающей поднесущих OFDM абоненты с высоким приоритетом могут быть подвержены помехам.
2. большой пик-фактор. Пик-фактор- это отношение максимальной (пиковой) мгновенной мощности сигнала к его средней мощности. Увеличение этого параметра увеличивает сложность конструкции высокочастотного тракта от усилителя до антенны, из-за этого наблюдается спад КПД высокочастотного оборудования и возникновению нелинейных искажений.

4.1 Принцип модуляции OFDM

Передаётся последовательность символов данных mkx , которые берутся из алфавитов, так называемых m -ичных систем модуляции (m позиционных) PSK, BPSK, QPSK, QAM и т.п., разбивается на блоки из N символов. Каждый блок из N последовательных символов преобразуется в блок из N параллельных символов длительностью $T=NT_s$ каждый (рисунок 4.1). Эти символы передаются поднесущими, отстоящими друг от друга на интервал Γ ц, что обеспечивает их ортогональность при прямоугольной форме модулирующих импульсов, несмотря на случайные фазы, обусловленные модуляцией данными.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						38
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

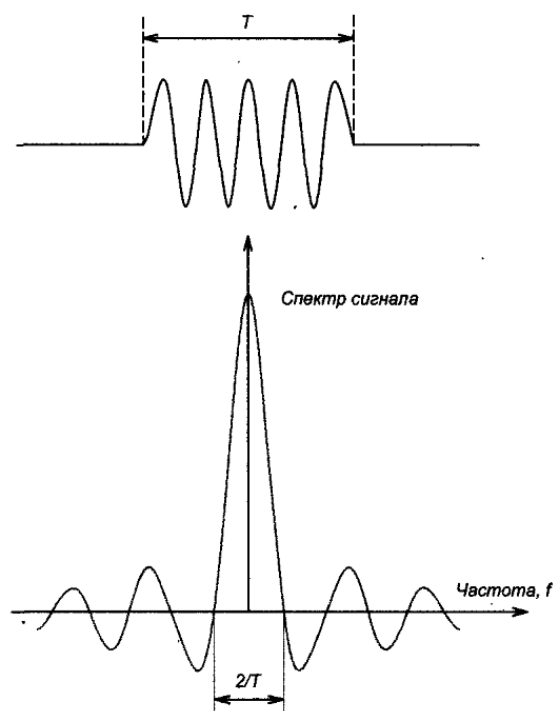


Рисунок 4.1 -Символ длительностью T и его спектр.

Полученные символы модулируют N соответствующих поднесущих частот (рисунок 4.2).

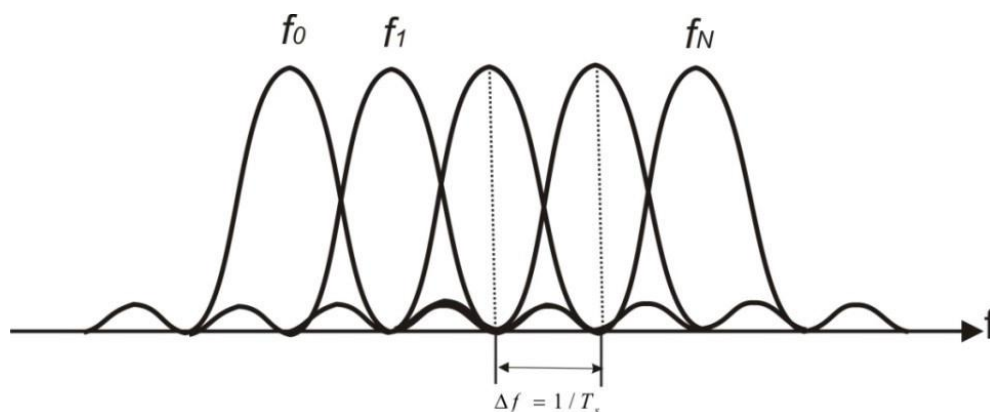


Рисунок 4.2 - Взаимное расположение ортогональных частот в частотном спектре OFDM сигнала.

При этом комплексную огибающую сигнала OFDM на интервале T можно представить в форме:

$$s_m(t) = M \cdot \sum_{k=0}^{N-1} x_{m,k} \cdot \exp \left\{ j \frac{2\pi}{T} \left(k - \frac{N-1}{2} \right) \cdot t \right\} \quad (4.1)$$

где: m – номер блока данных; M – амплитуда;

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T} \text{ - поднесущая частота,}$$

$$\exp\left\{-j\frac{\pi(N-1)}{T} \cdot t\right\} \text{ - множитель, обеспечивающий центрирование}$$

полосового сигнала относительно поднесущей частоты f_k .

Реально формируется дискретизованная последовательность с шагом T_c комплексных величин следующего вида:

$$X_{m,n} = s_m(t = nT_c) = \sum_{k=1}^N x_{mk} \cdot \exp\{j2\pi(k - (N-1)/2) \cdot n/N\}, n = 0, \dots, N-1 \quad (4.2)$$

Из-за этой особенности OFDM возможно использование алгоритма БПФ для формирования сигнала в аппаратуре.

4.2 Циклический префикс

Для борьбы с межсимвольной интерференцией в технологии OFDM применяется защитный интервал, являющийся циклически повторяющимся концом символа, добавляемым в начало символа (см. рисунок 4.3). Защитный интервал добавляет временные паузы между отдельными символами, и если его длительность превышает максимальное время задержки сигнала в результате многолучевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						40
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

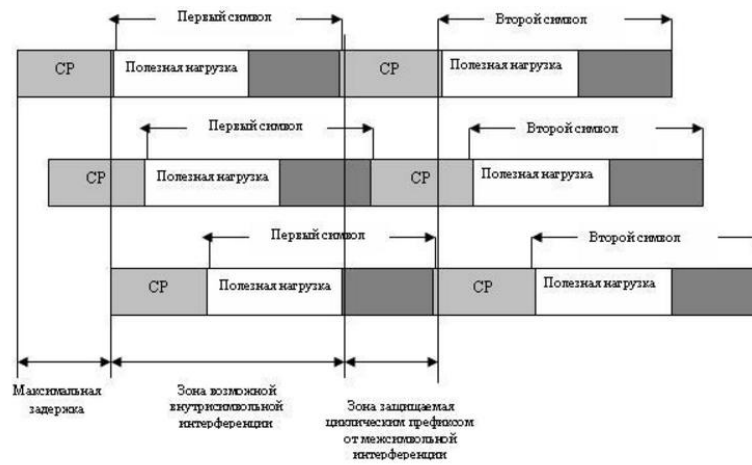


Рисунок 4.4 -Защитный интервал, пристраиваемый в начала символа.

Так же, благодаря защитному интервалу обеспечивается сохранение ортогональности несущих принятого сигнала. Сохранение ортогональности достигается тем, что защитный интервал содержит часть полезного сигнала, но только при условии, что эхо-сигнал задержан не более чем на длину защитного интервала.

5 РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РАДИО-ИНТЕРФЕЙСА ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ НА БАЗЕ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО

5.1 Описание лицевой панели радиоинтерфейса

Созданная имитационная модель радиоинтерфейса предназначена для моделирования поведения оборудования SDR при воздействии многолучёвости в каналах связи и ее влияния на сигнал.

Передняя панель радиоинтерфейса разделена на два блока.

1. Первый блок, это блок ввода исходных параметров сигнала SDR (количество кадров OFDM, количество позиций QAM модуляции, длина префикса OFDM, вид многолучевости канала, частота символов, соотношение сигнал/шум для аддитивного белого гауссовского шума, соотношении отраженного сигнала к прямому для райсовского канала).

2. Второй блок, это блок вывода данных. Он включает в себя два графика спектра сигнал (до канала и после) и выходное созвездие.

Программа выполнена в одном окне, все доступные кнопки вынесены на рабочую область.

На рисунке 5.1. представлен интерфейс программы

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						42
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

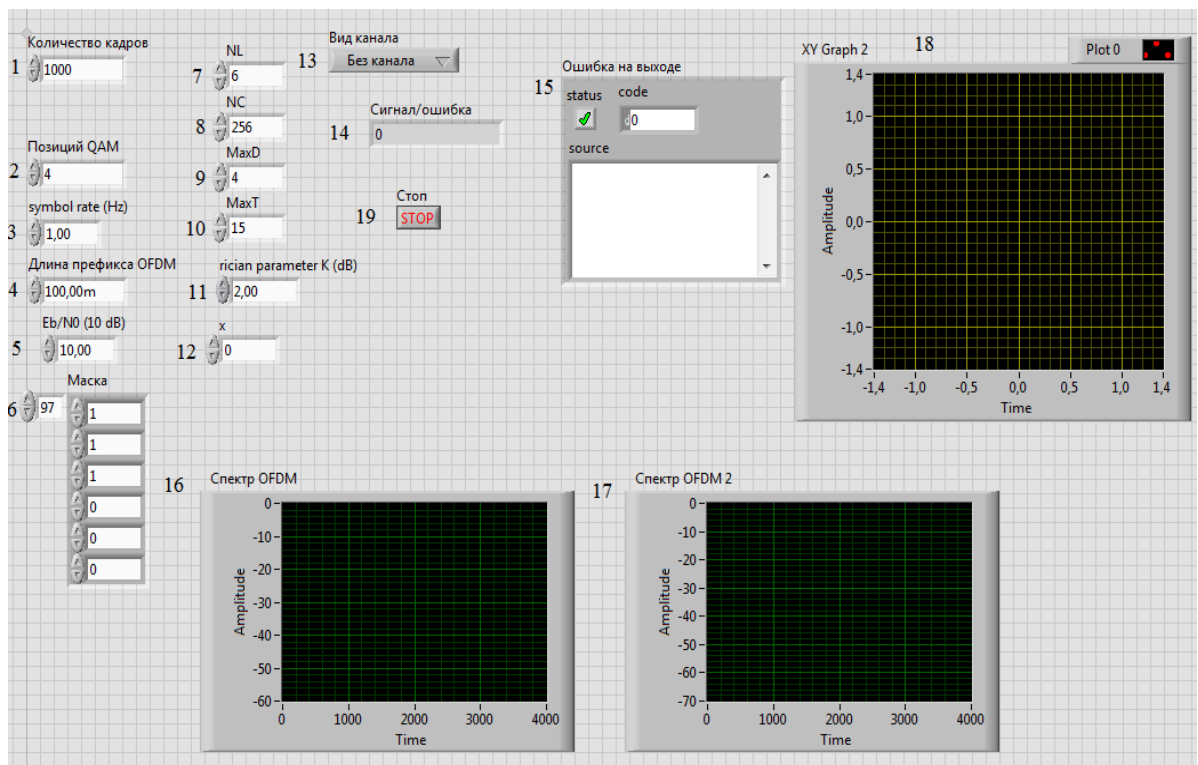


Рисунок 5.1 - Передняя панель радиointерфейса в среде разработки LabView.

1.Окно ввода количества формируемых кадров OFDM. Пользователь может задать необходимое количество кадров, в зависимости от поставленной задачи.

2.Окно выбора уровня модуляции QAM для модуляции OFDM сигнала. Уровень модуляции определяет количество состояний несущей, используемой для передачи информации. В зависимости от условий передачи могут выбираться разные кратности модуляции. Стандарт допускает использование модуляций от QAM 4 до QAM 1024. Кратность указывает число символов (состояний модулируемой несущей), используемых для передачи данных. Количество бит, передаваемых одним символом, определяется из выражения $2^x = Y$, то есть как $X = \log_2 Y$ где X — количество бит, а Y — кратность модуляции. Таким образом, при QAM 16 один символ передает 4 бита, а при QAM 256 — 8 бит.

3.Окно выбора частоты символа OFDM.

4.Окно ввода длины циклического префикса. Циклический префикс добавляется в начало каждого OFDM-символа и представляет собой

циклическое повторение окончания символа. Наличие циклического префикса создает временные паузы между отдельными символами, и если длительность защитного интервала превышает максимальное время задержки сигнала в результате многолучевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает. Максимальная длина циклического префикса равно 25% от общего количества поднесущих приходящихся на один кадр OFDM.

5.Окно ввода соотношения энергии сигнала, приходящейся на 1 бит принимаемого сообщения, к энергетической спектральной плотности аддитивного белого гауссовского шума .

6.Окно ввода маски. Маска применяется для изменения формы спектра и для осуществления подстройки.

7.Окно ввода количества отраженных лучей для каналов связи.

8. Длительность замираний (в отчетах).

9. Максимальное ослабление сигнала по мощности.

10. Максимальная задержка отраженных лучей.

11.Окно ввода соотношения энергии прямого сигнала к отраженному для райсовского канала связи.

12. Позиция смещения

13 Окно выбора канала связи. В данном радиointерфейсе реализован Райсовский канал и аддитивный Гауссовский канал связи.

14.Окно вывода соотношения сигнал/ошибка.

15.Окно вывода информации об ошибках в работе радиointерфейса.

16. Окно вывода спектра OFDM сигнала на выходе модулятора.

17. Окно вывода спектра OFDM сигнала на входе приемника.

18. Окно вывода созвездия OFDM на входе приемника SDR.

19. Кнопка для остановки работы программы.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						44
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

5.2 Описание блок диаграммы имитационной модели радиointерфейса SDR

На рисунке 5.2. представлена блок-диаграмма имитационной модели радиointерфейса программно конфигурируемого радио в среде программирования LabView.

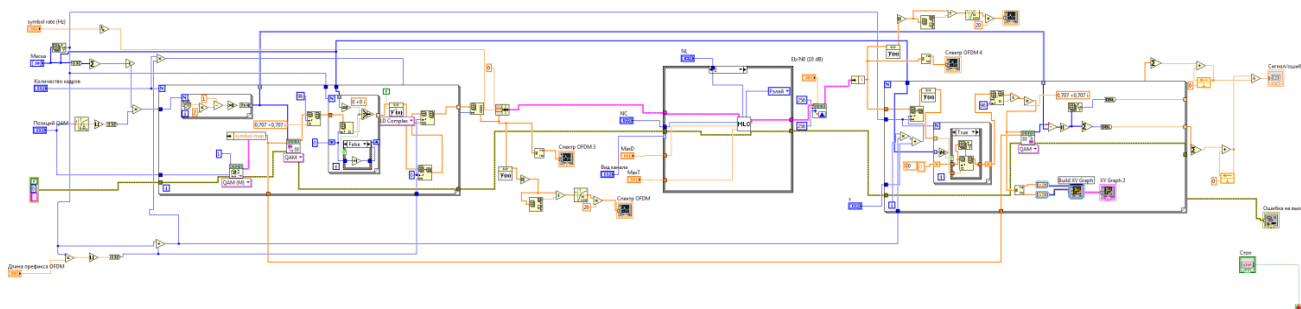


Рисунок 5.2 - Блок диаграмма имитационной модели радиointерфейса в среде программирования LabView.

Блок-диаграмму можно разделить на несколько частей:

1. Ввод исходных данных.
2. Модуляция OFDM сигнала.
3. Передача через канал связи.
4. Демодуляция на приемной стороне.

1. Ввод исходных данных. Часть блок-диаграммы ввода данных представлена на рисунке 5.3. пользователь может ввести количество кадров OFDM, формируемых для передачи в канал связи, частоту символов OFDM, маску, позволяющую изменить форму спектра и осуществить подстройку, количество позиций QAM для модуляции OFDM сигнала, длину циклического префикса, служащего для защиты от возникновения межсимвольной интерференции.

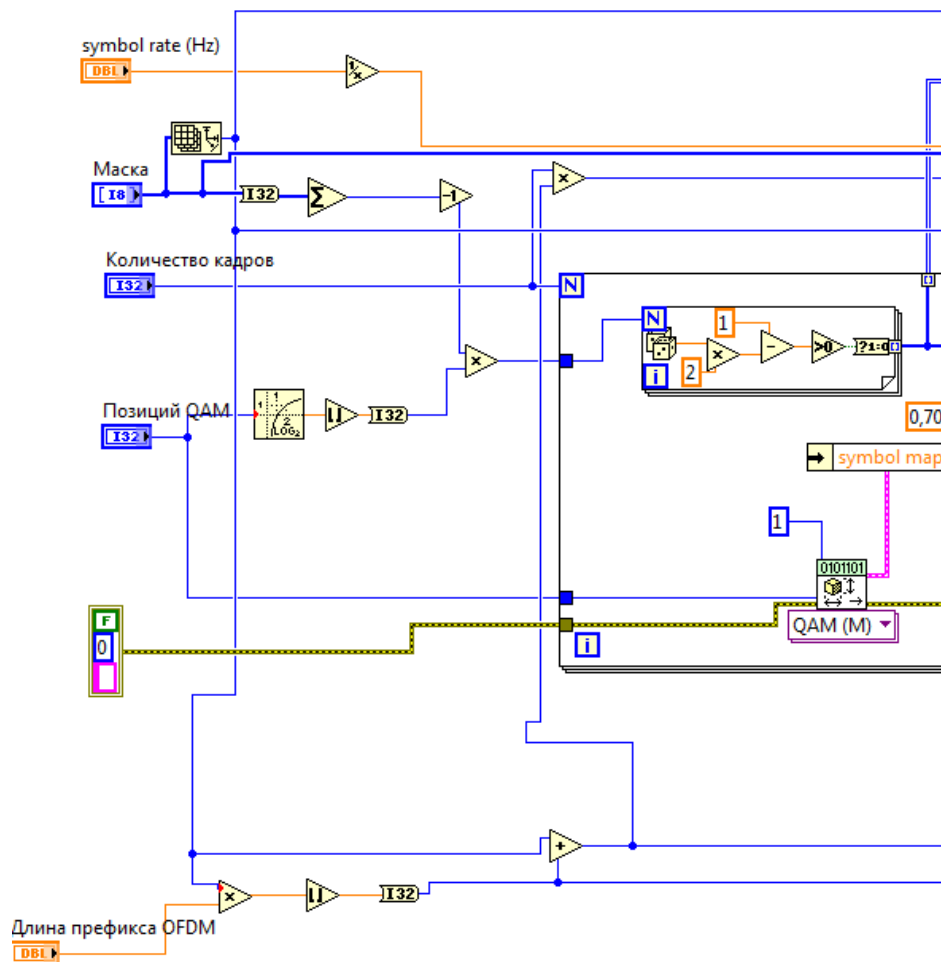


Рисунок 5.3 - Ввод исходных данных.

2. Модуляция OFDM сигнала. На первом этапе модуляции формируется случайная битовая последовательность, согласно количеству несущих и количеству бит на несущую, и формируется символьная карта для QAM модуляции. После происходит перевод сигнальной карты бит в комплексные символы для QAM модуляции. Далее, на 96 позицию добавляется синхронесущая и происходит изменение формы спектра и подстройка согласно введенной маске. После осуществляется обратное быстрое преобразование Фурье и добавления циклического префикса. Далее, массив преобразуется в одномерную последовательность данных.

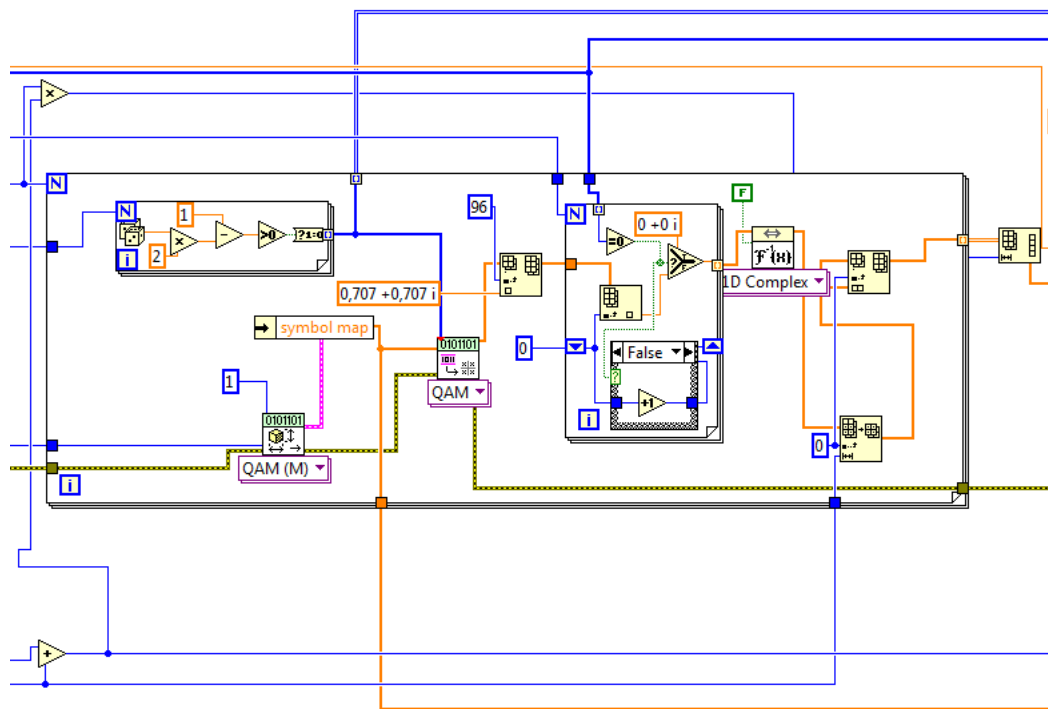


Рисунок 5.4 - Процесс модуляции OFDM.

3. Передача через канал связи. На этом этапе происходит моделирование воздействия Райсовского или Гауссовского канала связи. Так же возможно моделирование передачи без воздействий на передаваемый сигнал.

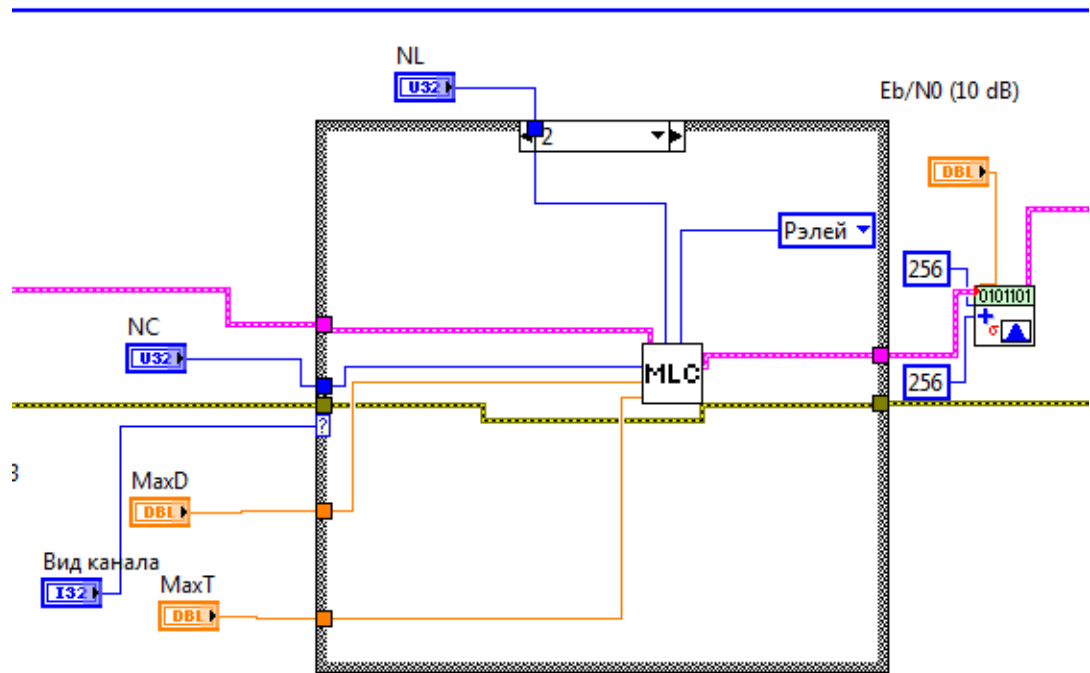


Рисунок 5.5 - Передача через канал связи.

4. Демодуляция на приемной стороне. Из принятого сигнала удаляется префикс и сигнал подвергается прямому быстрому преобразованию Фурье. Далее получаем последовательность символов, согласно маске и подстраиваем фазу и амплитуду по 96 поднесущей (синхронесущей). После происходит процесс демодуляции, перевод символов в биты, согласно карте символов, сформированной на этапе модуляции.

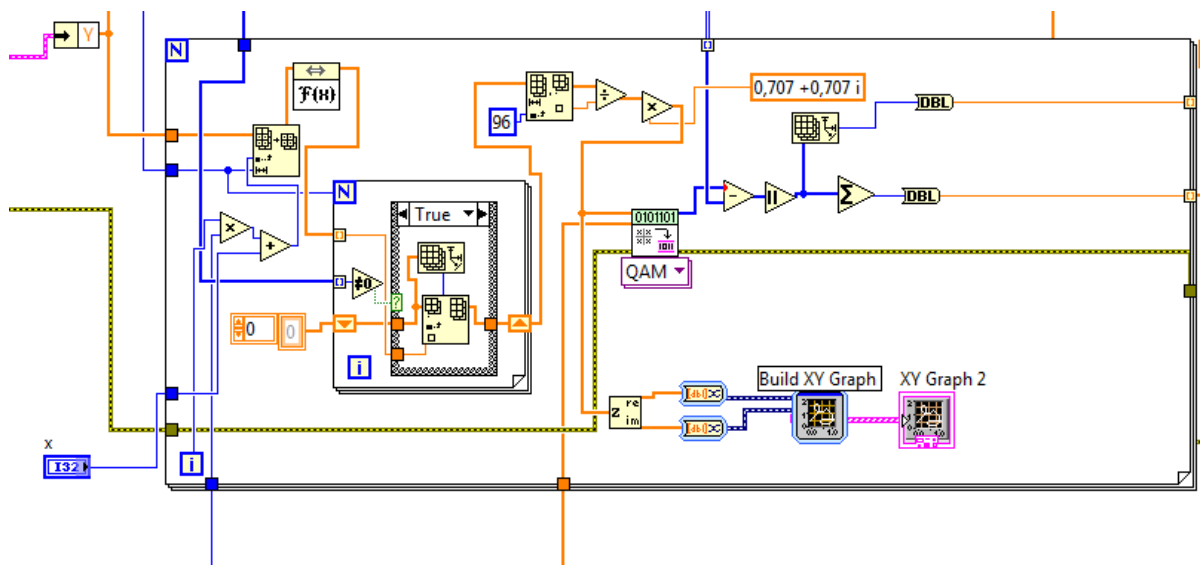


Рисунок 5.6 - Процесс демодуляции на приемнике.

6 ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ РАДИОИНТЕРФЕЙСА С ПОМОЩЬЮ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В данной выпускной квалификационной работе была разработана имитационная модель радиointерфейса для систем связи на базе программно-конфигурируемого радио и смоделированы различные условия воздействия на канал. В данной главе будут исследовано влияние Райсовского и Гауссова каналов связи на OFDM сигнал. Так же, будет продемонстрирована работа маски, при помощи которой, можно изменить спектр сигнала под нужны пользователя. Для исследования был выбран способ модуляции OFDM сигнала при помощи QAM4. Было сформировано 10 OFDM кадров.

6.1 Гауссовский канал связи

Гауссовский канал связи является идеальным каналом, в котором на передаваемый сигнал накладывается помеха.

На рисунке 6.1 представлена панель радиointерфейса SDR. В данном случае для передачи OFDM сигнала используется Гауссовский канал связи с аддитивным «белым» шумом.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						49
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

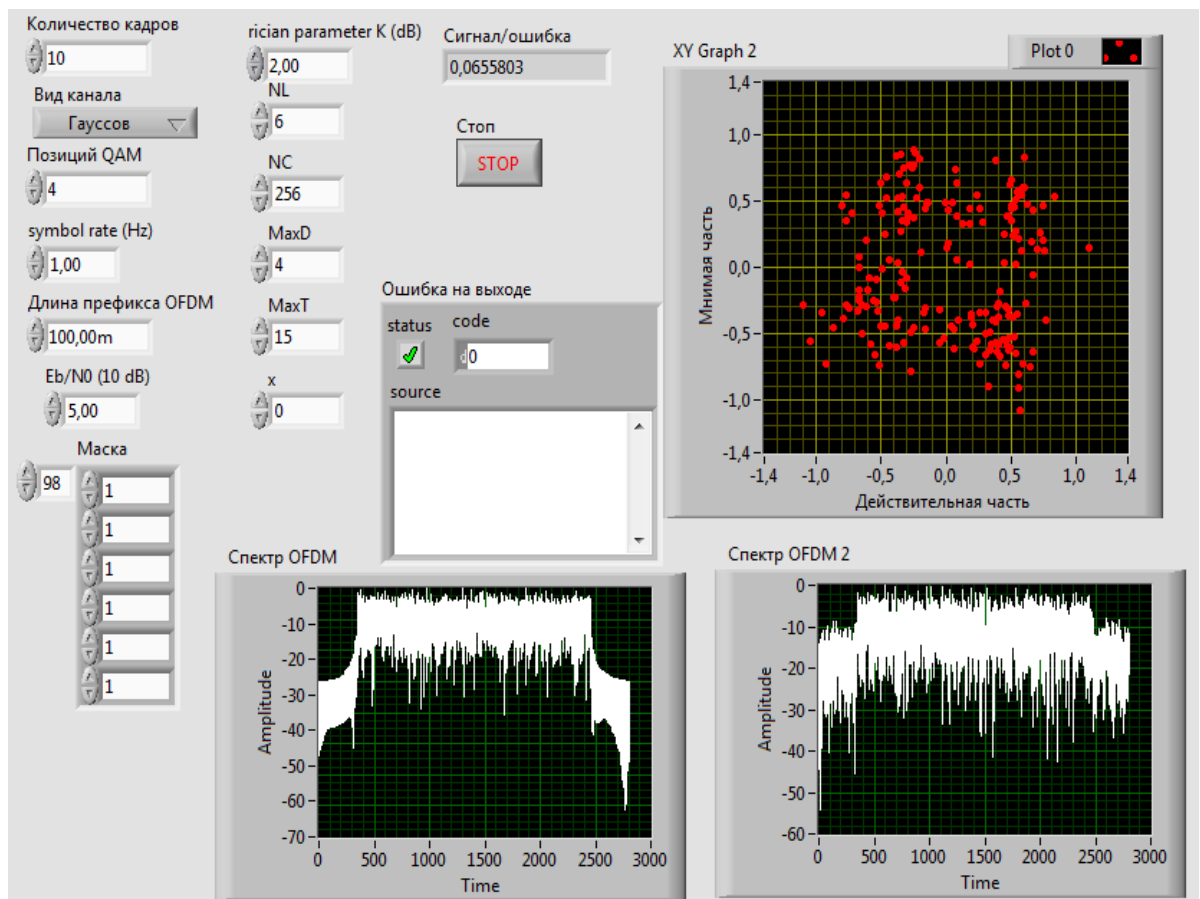


Рисунок 6.1 - Передняя панель радиоинтерфейса SDR.

Из рисунка 6.1 видно, что OFDM сигнал, на входе приемника, получается не четким, и имеет большой разброс по фазе и пульсирует. Соотношение сигнал ошибка, на приемнике, равно 0.0655. Чтобы улучшить условия передачи необходимо увеличить соотношение E_b/N_0 для канала связи.

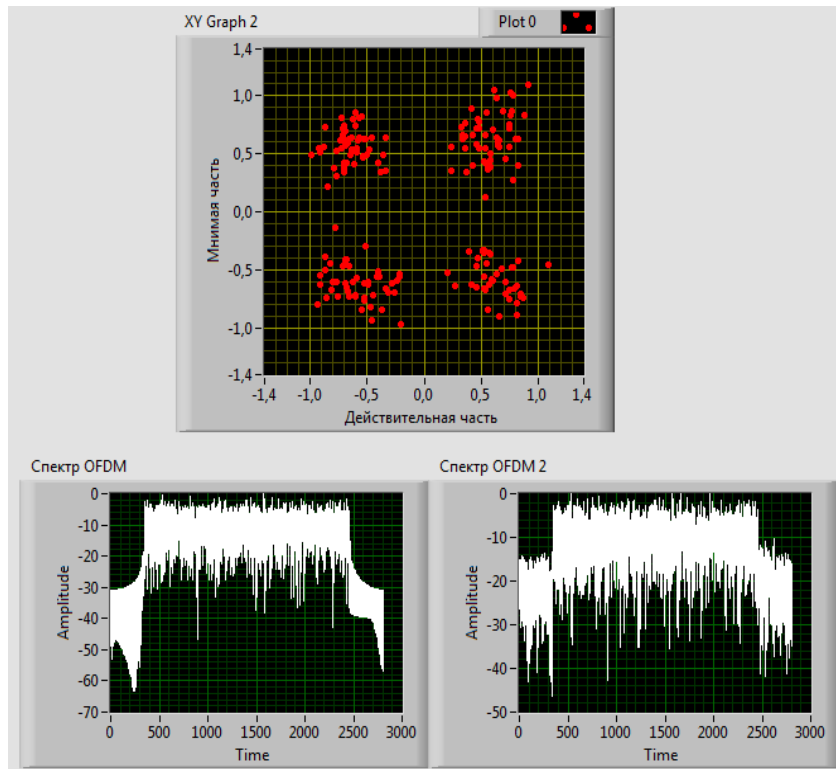


Рисунок 6.2 - Созвездие и спектр сигналов при соотношении E_b/N_0 равном 10.

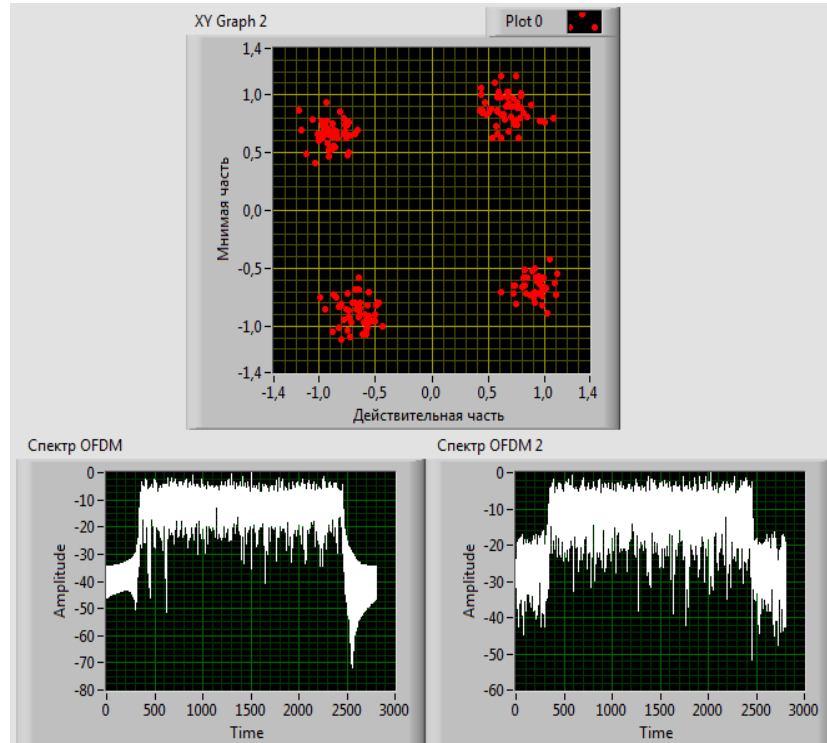


Рисунок 6.3 - Созвездие и спектр сигналов при соотношении E_b/N_0 равном 15.

При соотношении E_b/N_0 равном 10 и 15 созвездие имеет не значительное смещение по фазе и соотношение сигнал/ошибка равном 0.025 и 0.0003 соответственно. Чтобы уменьшить смещение по фазе можно еще больше увеличить соотношение E_b/N_0 .

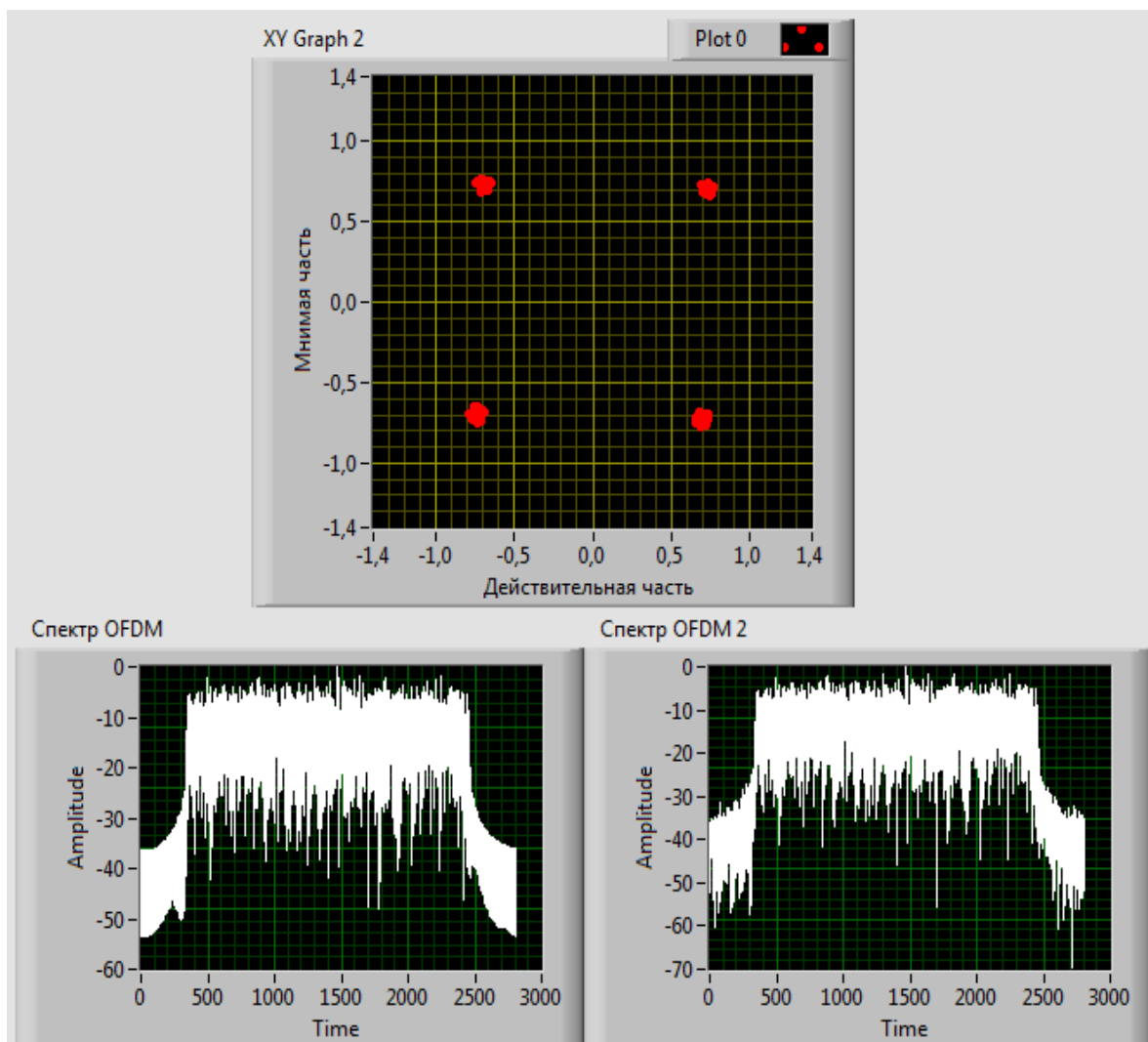


Рисунок 6.4 - Созвездие и спектр сигналов при соотношении E_b/N_0 равном 20.

Из рисунка 6.4 видно, что созвездие не имеет скачков по фазе, соотношение сигнал/шум равно 0. Помехи, создаваемые гауссовским каналом связи полностью подавлены.

Вывод: по проведенным опытам можно сделать вывод, что на сигнальном созвездии, при уменьшении отношения сигнал-шум, часть точек

сдвигается на определенную величину, образуя при этом, более размытое пятно в окрестности соответствующих значений сигнала, что может привести к неправильной демодуляции данных и возникновению ошибочных значений в итоговой последовательности символов.

6.2 Райсовский канал связи

На рисунке 6.5 представлена модель радиointерфейса SDR с использованием Райсовского канала для передачи OFDM сигнала.

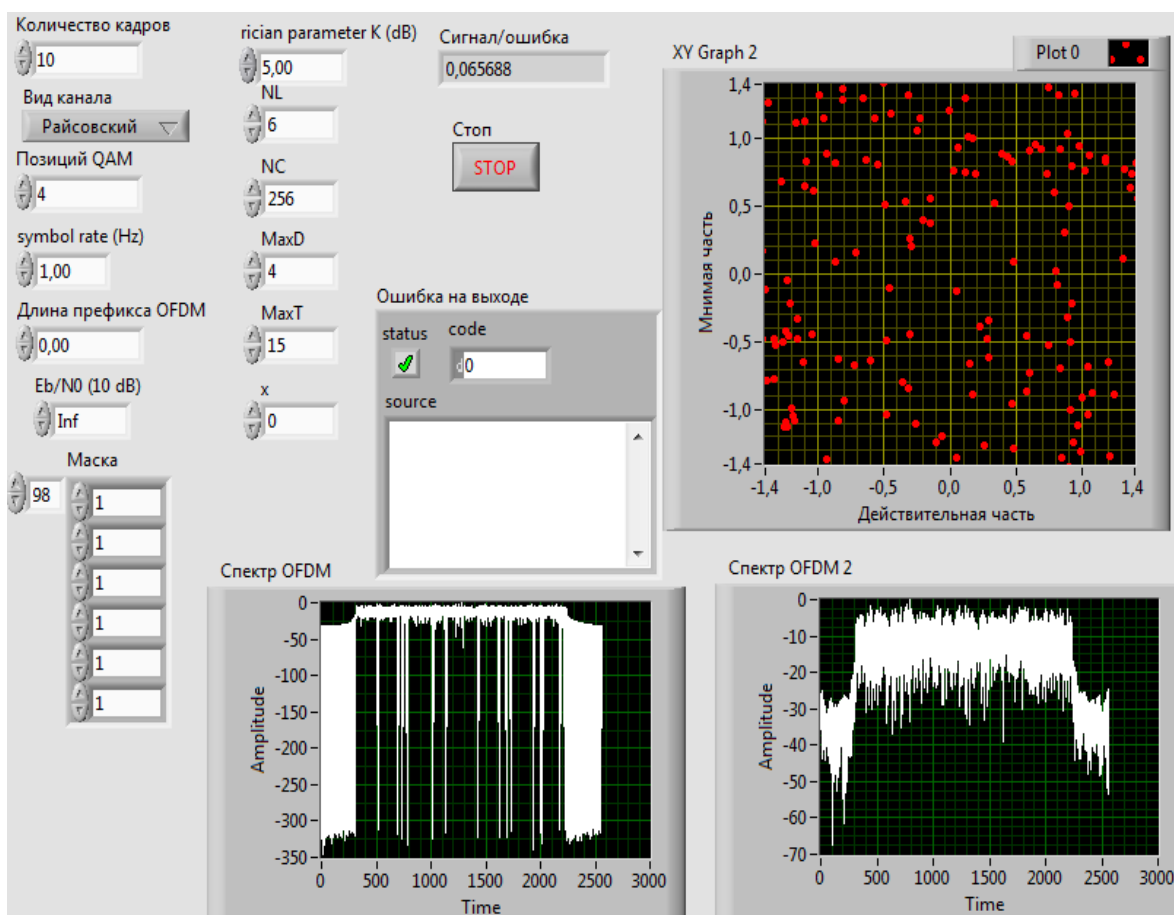


Рисунок 6.5 - Радиointерфейс SDR с использованием Райсовского канала.

При отсутствии циклического префикса и соотношении энергии передаваемого сигнала к отраженным (K) равном 5 не возможно формирование созвездия, так как оказывается большое влияние на синхронесущую, которая используется в процессе демодуляции. Улучшение условий приема возможно при увеличении соотношении энергии прямого передаваемого сигнала к отраженным и добавлении циклического префикса.

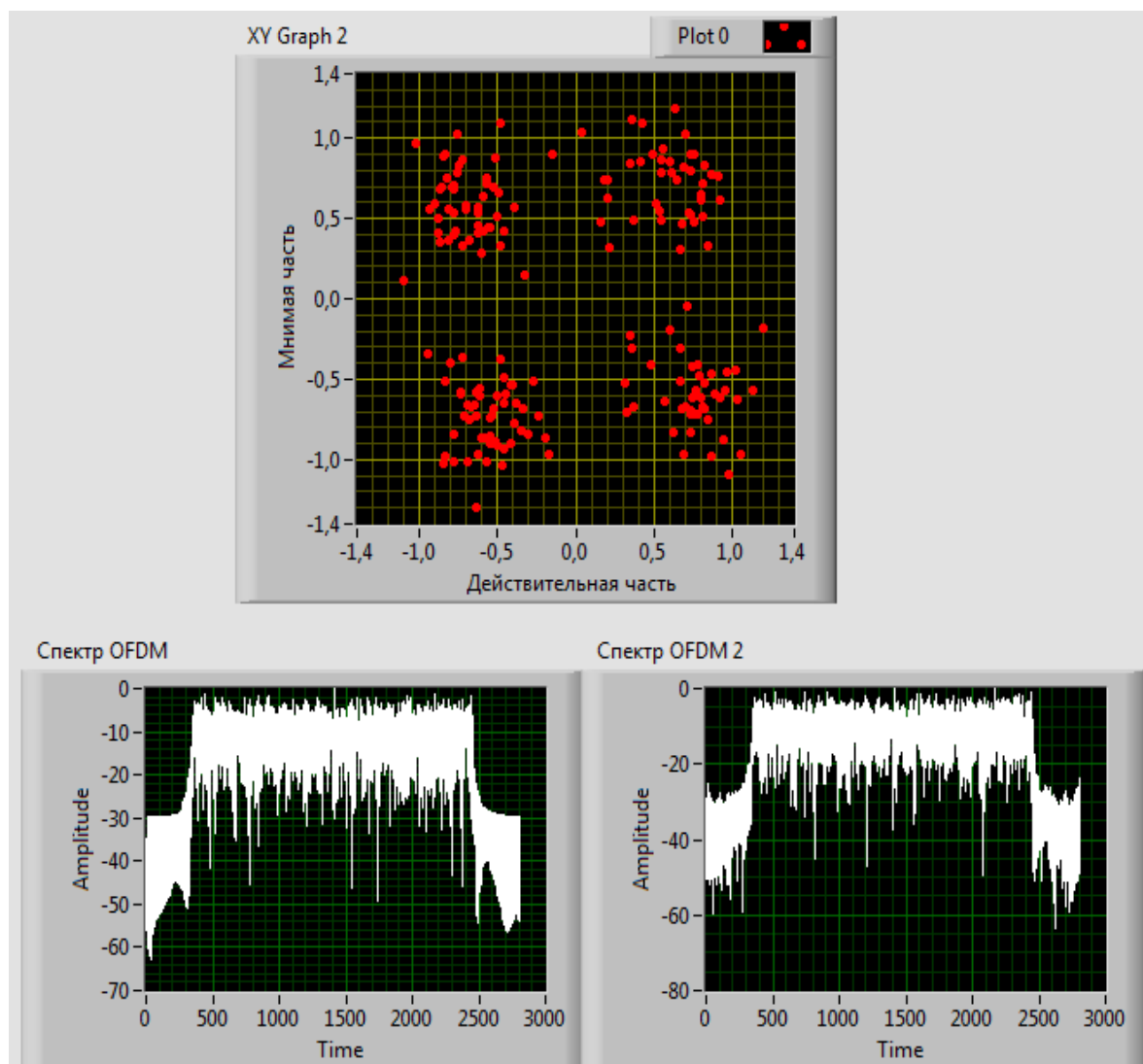


Рисунок 6.6 - Радиоинтерфейс SDR с использованием Райсовского канала и добавленном циклическом префиксе равном 10% от передаваемого сигнала и K=10.

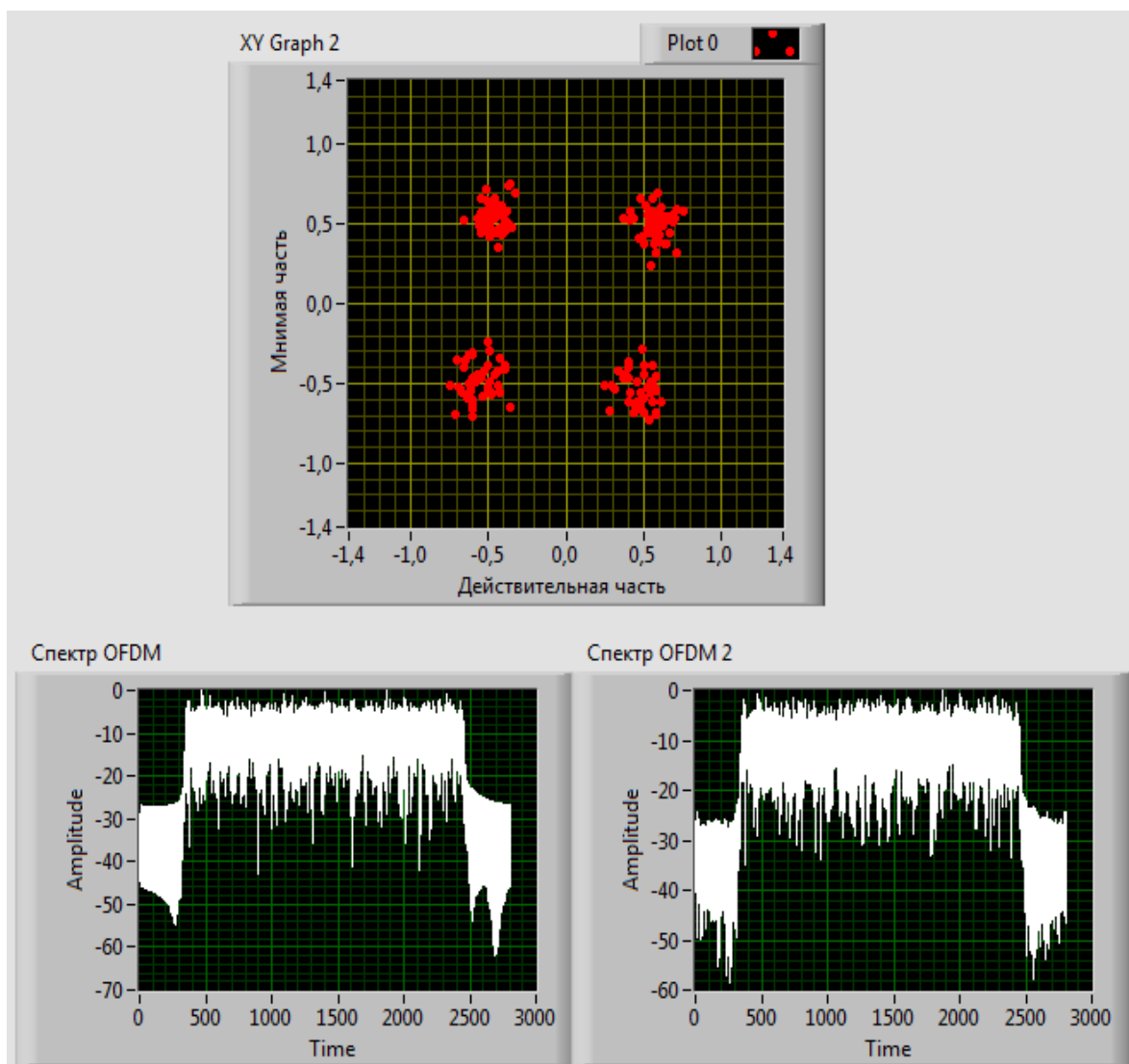


Рисунок 6.7 - Радиointерфейс SDR с использованием Райсовского канала и добавленном циклическом префиксе равном 15% от передаваемого сигнала и $K=15$.

При добавлении циклического префикса равного 10% от передаваемого сигнала и увеличении значения соотношения энергии передаваемого сигнала к отраженным(K) равном 10 и 15 наблюдается улучшение вида сигнала, полученного после демодуляции. Чтобы полностью исключить влияние канала Райса на сигнал, необходимо увеличить соотношение энергии прямого сигнала к энергии отраженных и увеличить длину префикса до максимально возможного (25% от передаваемого сигнала).

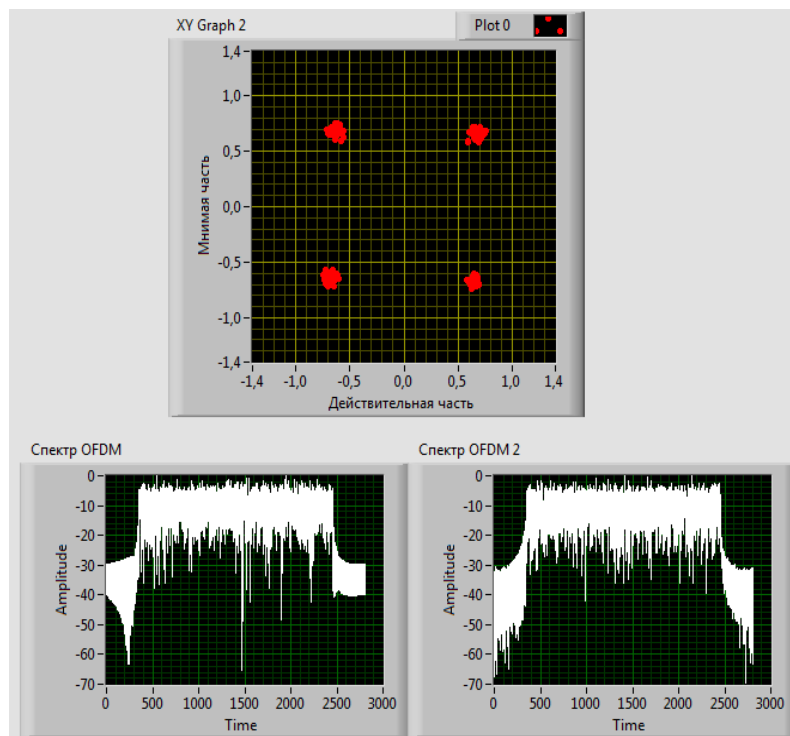


Рисунок 6.8 - Радиointерфейс SDR с использованием Райсовского канала $K=25$ и добавленном циклическом префиксе равном 25% от передаваемого сигнала.

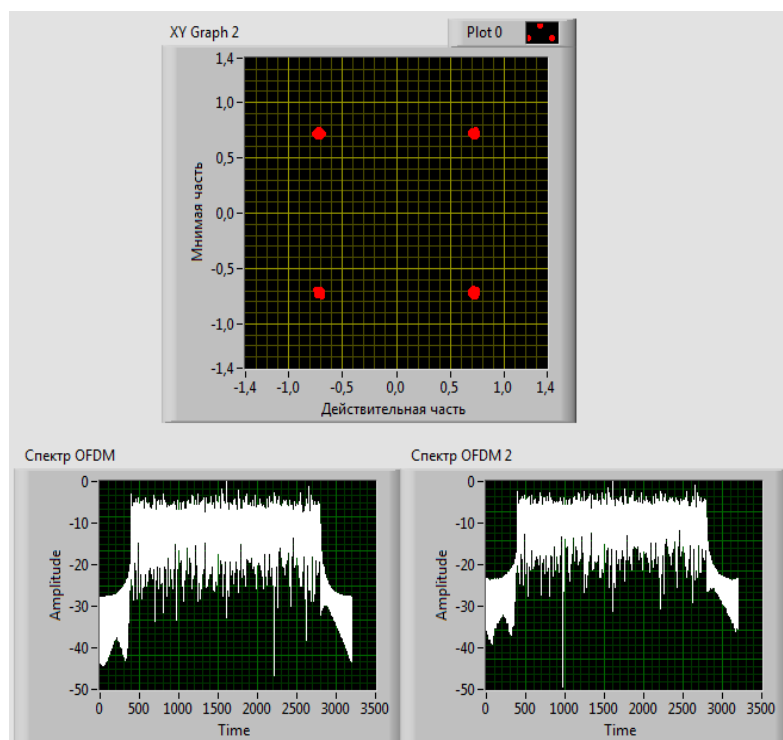


Рисунок 6.9 - Радиointерфейс SDR с использованием Райсовского канала $K=30$ и добавленном циклическом префиксе равном 25% от передаваемого сигнала.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						56
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Благодаря увеличению циклического префикса, до максимально возможного, и увеличении значения коэффициента K до 25 удалось исключить влияние Райсовского канала на передаваемый сигнал почти полностью. При увеличении коэффициента K до 30 влияние Райсовского канала связи на передаваемый сигнал исключено полностью. Сформированное созвездие не имеет скачков по фазе и искажений, внесенных Райсовским каналом.

Вывод: по проведенным опытам можно сделать вывод, что Райсовский канал связи вносит огромные искажения в передаваемый сигнал. При добавлении и увеличении длины циклического префикса и увеличении соотношения энергии передаваемого сигнала к энергии отраженных сигналов влияние Райсовского канала связи практически не ощущается.

6.3 Исследование маски формирования спектра передаваемого сигнала

Маска применяется для изменения формы спектра и для осуществления подстройки. С ее помощью можно подавлять узкополосные помехи, исключать частоты используемые другими пользователями, формировать необходимую форму спектра.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						57
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

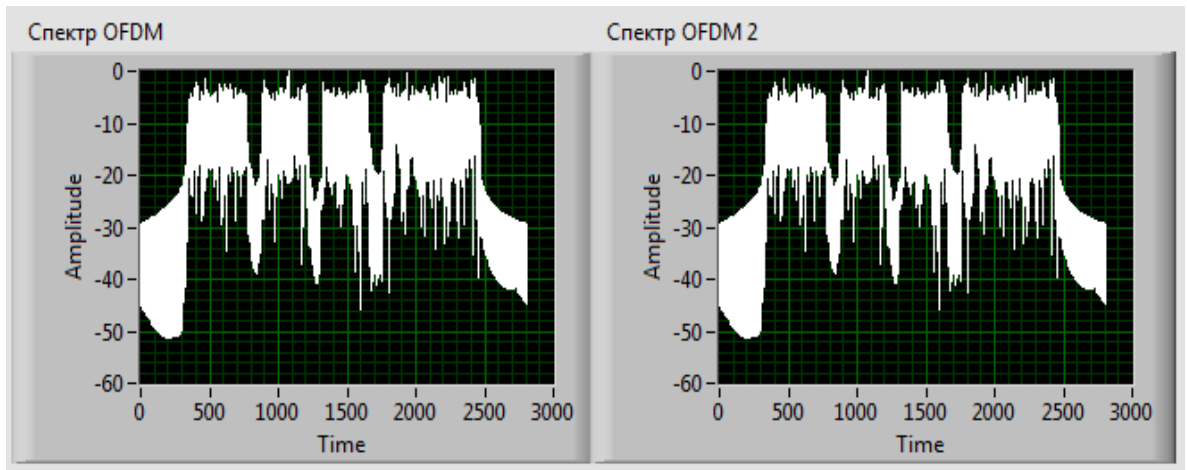


Рисунок 6.10 - Использование маски для подавления поднесущих.

На рисунке 6.10 представлена работа маски. Выборочно подавлены 30 поднесущих в различных частях спектра.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						58
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

7 ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

7.1 Планирование работ по исследованию

Для реализации исследования понадобятся следующие специалисты:

- старший научный сотрудник (заведующий лабораторией), осуществляющий общее руководство исследованием;
- младший научный сотрудник, проводящий разработку, исследование, необходимые расчеты, составляющий техническую документацию на исследование;
- экономист, дающий экономическую оценку исследования.

Расчет сроков проведения и трудоемкости представлен в таблице 7.1.

Таблица 7.1- Планирование работ по исследованию.

Наименование этапов работ	Исполнитель	Трудоемкость, час	Продолжительность, дней
1	2	3	4
1.Подготовительный			
1.1.Сбор информации	Младший научный сотрудник	14	2
1.2.Выработка идеи	Старший научный сотрудник	30	4
1.3.Определение объема исследовательских работ	Младший научный сотрудник	24	3

Окончание таблицы 7.1

1.4. Составление плана исследования	Старший научный сотрудник	1	1
1.5. Формирование исследовательской работы	Младший научный сотрудник	60	7
1.6. Обработка и анализ информации	Младший научный сотрудник	64	8
Итого:		193	25
2. Основной (экономический анализ)			
2.1. Обоснование целесообразности работы	Старший научный сотрудник	24	3
2.2. Выполнение работы	Младший научный сотрудник	60	8
Итого:		84	11
3. Заключительный			
3.1. Технико-экономическое обоснование	Экономист	24	3
3.2. Оформление и утверждение документации	Старший научный сотрудник	24	3
Итого:		48	6

Результатом планирования является расчет трудоемкости исследования по часам и количеству дней. Определена численность штата производственного персонала, необходимого для проведения исследования.

7.2 Расчет расходов на оплату труда на исследование

Расчет расходов на оплату труда разработки исследования представлен в таблице 7.2.

Таблица 7.2 - Расчет расходов на оплату труда

Должность Исполнителей	Трудоемкость, час	Оклад, руб
1	2	3
Старший научный сотрудник	79	25000
Младший научный сотрудник	222	20000
Экономист	24	18000
Итого:	325	67000

Часовая тарифная ставка ($Ч_{ТС}$) рассчитывается по формуле:

$$Ч_{ТС} = \frac{P}{F_{мес}} \quad (7.1)$$

где $F_{мес}$ – фонд рабочего времени месяца, составляет 176 часов (22 рабочих дня по 8 часов в день); P – оклад сотрудника.

Для нахождения расход на оплату труда (P_{OT}) была использована формула 7.2:

$$P_{OT} = Ч_{ТС} * T_{сум} \quad (7.2)$$

где $T_{сум}$ – суммарная трудоемкость каждого из исполнителей.

Результаты расчетов сведены в таблицу 7.3.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						61
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Таблица 7.3 - Расчет расходов на оплату труда

Должность Исполнителей	Трудоемкость, час	Оклад, руб	Ч_{ТС}, руб/час	Р_{от}, руб
1	2	3	4	5
Старший научный сотрудник	79	25000	90	7110
Младший научный сотрудник	222	20000	80	17760
Экономист	24	18000	65	1560
Итого:	325			26430

7.3 Расчет продолжительности исследования

Согласно расчетам трудоемкость исследования составила 325 часа.

Продолжительность исследования составит:

$$T_{иссл} = T_{сум} / T_{РД} \tag{7.3}$$

где $T_{сум} = 325$ часа суммарная трудоемкость исследования

$T_{РД} = 8$ часов – продолжительность рабочего дня

$$T_{иссл} = 296/8 = 41 \text{ день.}$$

Продолжительность исследования составляет 41 дней, расчет производится без учета выходных и праздничных дней.

7.4 Расчет стоимости расходных материалов

В таблице 7.4 приведён перечень расходов на приобретение основных материалов необходимых для проведения исследования.

Таблица 7.4. Стоимость расходных материалов.

Наименование расходных материалов	Цена за единицу, руб.	Количество, шт.	Сумма, руб.
1	2	3	4
Бумага	140	3	420
Канцтовары	590	-	590
Расходные материалы для принтера (картридж)	2900	-	2900
Итого:			3910

Из таблице 7.4 видно, что для проведения исследования потребуются расходные материалы на сумму 3910 рублей.

7.5 Расчет сметы расходов на исследование.

В данной главе рассчитаны общие расходы на разработку и проведение исследования. В статьи расходов включены премиальные зарплаты, районный коэффициент и страховые взносы. Для оценки затрат на исследование была составлена смета на разработку и проведение исследования.

Произведем расчет расходов:

Премиальные выплаты рассчитывались по формуле:

$$ПВ = P_{OT} K_{ПВ} \quad (7.4)$$

где $K_{ПВ}$ - коэффициент премиальных выплат, составляет 25 %, в случае если премии не предусмотрены $K_{ПВ}=1$.

$$ПВ = 26430 \cdot 0,25 = 6607,5 \text{ руб.}$$

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						63
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Дополнительные затраты на проведение исследования определялись как:

$$З_{ДОП} = P_{ОТ} \cdot K \quad (7.5)$$

где K - коэффициент дополнительных затрат ($K=14\%$).

$$З_{ДОП} = P_{ОТ} \cdot 14 \%$$

$$З_{ДОП} = 26430 \cdot 0.14 = 3700,2 \text{руб.}$$

В заработной плате был предусмотрен районный коэффициент, который характеризует доплату при работе в трудных условиях. Величина коэффициента определяется в зависимости от характера производства.

$$PK = P_{ОТ} \cdot K_{РВ} \quad (7.6)$$

где $K_{РВ}$ – коэффициент районных выплат, составляет 15 % от суммы.

$$PK = 26430 \cdot 0.15 = 3964,5 \text{руб.}$$

Общие расходы на оплату труда были вычислены по формуле:

$$P_{общ} = P_{ОТ} + ПВ + PK + З_{ДОП} \quad (7.7)$$

где $P_{ОТ}$ - основная заработная плата; ПВ - премиальные выплаты; $З_{ДОП}$ - дополнительные затраты; PK - районный коэффициент.

$$\Sigma P_{ОТ} = 26430 + 6607,5 + 3700,2 + 3964,5$$

$$\Sigma P_{ОТ} = 40702,2 \text{руб.}$$

Из таблицы 7.4 берется итоговая сумма стоимости расходных материалов.

$$\Sigma P_{РМ} = 3910 \text{руб.}$$

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						64
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Страховые взносы рассчитывались по формуле:

$$CB = P_{OT} \cdot 0,3 \quad (7.8)$$

$$CB = 26430 \cdot 0.30 = 7929 \text{ руб.}$$

Амортизационные исчисления на использование компьютера вычислялись аналогично выражению. В данном примере они составляют 20% от стоимости компьютера.

$$AO = C_{ПК} \cdot 0,2 \quad (7.9)$$

$$AO = 40000 \cdot 0.2 = 8000 \text{ руб.}$$

Расходы на использование Интернета брались из расчета месячной абонентской платы для предприятия.

$$P_{\text{инт}} = 1000 \text{ руб.}$$

Административно-хозяйственные расходы составляют 30% от основной заработной платы (P_{OT}).

$$P_{AX} = P_{OT} \cdot 0,3 \quad (7.10)$$

$$P_{AX} = 26430 \cdot 0.3 = 7929 \text{ руб.}$$

Результаты расчета расходов сведены в таблицу. Смета расходов на разработку и проведение исследования представлена в таблице 7.5.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		65

Таблица 7.5 - Смета расходов на разработку и проведение исследования

Наименование статей расходов	Сумма, руб.	Удельный вес статей, %
1	2	3
1.Стоимость расходных материалов	3910	3.6
2. Расходы на оплату труда	40702.2	36.9
2.1. Основная заработная плата	26430	23.9
2.2. Дополнительные затраты	3700,2	3.5
2.3. Премияльные выплаты	6607.5	5.9
2.4 Районный коэффициент	3964.5	3.6
3. Единый социальный налог	7929	7.2
4. Амортизационные исчисления на использование компьютера	8000	7.3
5. Расходы на использование Интернет	1000	0.9
6.Административно-хозяйственные расходы	7929	7.2
Итого:	110172.4	100

Результатом экономической оценки исследования является определение затрат на разработку и реализацию исследования:

- продолжительность исследовательских работ составила 41 день;
- сметы расходов на исследование – 110172.4 рублей.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения выпускной квалификационной работы была разработана и исследована имитационной модели радиointерфейса и оценка поведения систем SDR при передачи информации в условиях многолучевости. В работе проводились исследования по оценке прохождения сигналов OFDM через многолучевые каналы связи с замираниями Релея и Райса. Модель позволяет оценивать помехоустойчивость при различной длине циклического префикса OFDM символа, мощности основного луча в модели Райса и наблюдать за поведением сигнального созвездия при воздействии различных нестабильностей.

В работе был проведен обзор и анализ архитектуры программно-конфигурируемого радио;

Проведена оценка поведения систем SDR при передачи информации в условиях многолучевости.

Разработана имитационная модель радиointерфейса программно-конфигурируемого радио в программной среде LabView.

Проведена оценка влияния многолучевого канала связи на передаваемые сигналы OFDM.

Проведена экономическая оценка исследования.

Все поставленные в ВКР задачи выполнены, цель достигнута.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						67
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Боккуцци Д. Обработка сигналов для беспроводной связи. Пер. с англ./ Под ред. В.Борисова. -М.: Техносфера, 2012. – 672 с.
2. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио - М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 372 с.
3. Пронин К. Проектирование, оптимизация и моделирование SDR/ Л.Чанов//Электронные компоненты - 2012. №2. – С.49-53.
4. Цифровые видеоинформационные системы./ Дворкович А.В., Дворкович В.П. . - М.:Техносфера, 2012 - 1008 с.
5. Иванов А.А. Алгоритм синхронизации в частотной области приемопередающих устройств и системы с ортогональным частотным уплотнением./ Ю.В. Гуляев// Радиотехника и электроника -2008. том 53, № 4, с. 447-458.
6. Быховский М.А. Сравнение различных систем сотовой подвижной связи по эффективности использования радиочастотного спектра // Электросвязь. — 1996. — № 5.
7. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: Техносфера, 2005.
8. Вишневский В.М. Беспроводные сети широкополосного доступа к ресурсам Интернета. – Электросвязь, 2000, №10, с 9-13.
9. Richard van Nee. OFDM for wireless multimedia communication. – Artech House universal personal communications library, 2000.
10. Andreas F. Molisch. Wireless communications / Andreas F. Molisch. – 2nd ed.p. cm. Library of Congress Cataloguing-in-Publication Data 2011.
11. H. Arslan and T. Yucek, “Adaptation of Wireless Mobile Multi-carrier Systems”. Adaptation Techniques in Wireless Multimedia Networks. Nova Science Publishers, 2006.-с.411.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						68
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

12. Henrik Schulze, Christian Luders. Theory and Application of OFDM and CDMA. Wideband Wireless Communications. – British Library Cataloguing in Publication Data.: John Wiley & Sons, Ltd, 2005.-с.302.

13. Farooq Khan. LTE for 4G. Mobile broadband [Text] / Farooq Khan // Cambridge University Press. – 2009. - с.509.

14. Young-Han Nam. Evolution of reference signals for LTE-advanced systems [Text] / Young-Han Nam // Communications Magazine, IEEE Volume: 50, Issue: 2 .Page(s): 132 – 138.

15. R. Van Nee, Prasad R. OFDM for Wireless Multimedia Communications // Boston, MA: Artech House. — 2000.

16. Li Y., Stuber G. L. eds. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications // New York, NY: Springer-Verlag.— 2006.

17. Hara, Shinsuke. Multicarrier techniques for 4G mobile communication. – Artech House universal personal communication series, 2003.

18. Hanzo L. Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation: Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting / L. Hanzo, W.T. Webb, T. Keller // 1999.

19. Прокис, Дж. Цифровая связь [Текст]: пер. с англ. / Дж. Прокис; Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000.

20. Волков, Л.Н., Немировский, М.С., Шинаков, Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики [Текст]: Учеб. Пособие.-М.: Эко-Тренз, 2005.-392 с. 6 ил.

21. Комашинский В.И., Максимов А.В. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007.

22. Нормы 19-13. Нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения / Государственная комиссия по радиочастотам (ГКРЧ). М.: -2013.

					11070006.11.03.02.122.ПЗВКР	Лист
						69
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		