

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

На правах рукописи

Соловьев Дмитрий Михайлович

**РАЗРАБОТКА И ОПТИМИЗАЦИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО
ИМИТАТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА С ЧАСТОТНО-
ВРЕМЕННЫМ РАССЕЯНИЕМ**

Специальность 05.12.04. – Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
д.т.н., проф. Л.Н. Казаков

Москва – 2016

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ	7
ГЛАВА 1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ МНОГОЛУЧЕВЫХ РАДИОКАНАЛОВ.....	17
1.1 Математическая модель многолучевого радиоканала с частотно-временным рассеянием	17
1.1.1 Импульсная характеристика радиоканала с частотно-временным рассеянием	19
1.1.2 Статистические характеристики радиоканала с частотно-временным рассеянием	21
1.1.3 Структурная модель радиоканала с частотно-временным рассеянием.....	25
1.2 Классический подход к выбору параметров модели многолучевого радиоканала	29
1.2.1 Описание классического подхода к выбору параметров многолучевого радиоканала	29
1.2.2 Недостатки классического подхода к выбору параметров многолучевого радиоканала	33
Выводы	34
ГЛАВА 2. ОПТИМИЗАЦИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ ЦИФРОВОГО ИМИТАТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА С ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫМ РАССЕЙЯНИЕМ.....	36
2.1 Оптимизация вычислительных ресурсов имитатора во временной области	37
2.1.1 Исследование влияния интервала дискретизации на энергетическую эффективность СПИ	37
2.1.2 Критерий оптимизации вычислительных ресурсов во временной области	40

2.2	Оптимизация вычислительных ресурсов имитатора в спектральной области	44
2.2.1	Исследование влияния порядка ДФНЧ на энергетическую эффективность СПИ.....	44
2.2.2	Критерий оптимизации вычислительных ресурсов в спектральной области	50
	Выводы	53
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА И РЕАЛИЗАЦИЯ ИМИТАТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА С ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫМ РАССЕЙЯНИЕМ		
3.1	Выбор элементной базы для реализации широкополосного имитатора многолучевого радиоканала	55
3.2	Вычислительные ресурсы ПЛИС XILINX Virtex 6.....	58
3.3	Описание архитектуры имитатора многолучевого радиоканала.	64
3.3.1	Реализация квадратурного модулятора и демодулятора на ПЛИС	66
3.3.2	Реализация многоотводной линии задержки на ПЛИС	70
3.3.3	Реализация генератора случайных чисел на ПЛИС	72
3.3.4	Реализация ДФНЧ на ПЛИС	78
3.3.5	Интерполяция сигнала ДФНЧ на ПЛИС	82
3.3.6	Общая оценка вычислительных ресурсов имитатора	87
3.4	Технические характеристики реализованного имитатора многолучевого радиоканала.	88
	Выводы	89
ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ВЕРИФИКАЦИЯ ИМИТАТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА С ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫМ РАССЕЙЯНИЕМ.....		
4.1	Исследование статистических и спектральных характеристик имитатора.....	90

4.1.1	Метрологическое обеспечение исследования статистических и спектральных характеристик имитатора.....	90
4.1.2	Исследование статистических характеристик имитатора.....	92
4.1.3	Исследование диапазона рабочих частот	97
4.1.4	Исследование формы доплеровского спектра.....	100
4.2	Экспериментальное исследование импульсной характеристики имитатора.....	104
4.2.1	Реализация анализатора импульсной характеристики имитатора	104
4.2.2	Экспериментальное исследование импульсной характеристики имитатора	108
4.3	Исследование энергетической эффективности широкополосной системы скрытной радиосвязи в радиоканалах воспроизводимых имитатором.....	111
4.3.1	Описание широкополосной системы скрытной радиосвязи	111
4.3.2	Расчет характеристик радиоканала	112
4.3.3	Исследование производительности широкополосной системы скрытной радиосвязи на комплексе полунатурного моделирования.....	115
4.3.4	Исследование производительности широкополосной системы скрытной радиосвязи в канале с АБГШ.....	116
4.3.5	Исследование производительности широкополосной системы скрытной радиосвязи в канале с рэлеевскими замираниями.....	117
4.3.6	Исследование производительности широкополосной системы скрытной радиосвязи в канале с райсовскими замираниями	119
	Выводы	120
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	122
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	124
	ПРИЛОЖЕНИЕ А	134

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АЛУ – арифметико-логическое устройство
- БИХ фильтр – фильтр с бесконечной импульсной характеристикой
- БПФ – быстрое преобразование Фурье
- БСПИ – беспроводная система передачи информации
- ГСЧ – генератор случайных чисел
- ДФНЧ – доплеровский фильтр нижних частот
- ИМР – имитатор многолучевого радиоканала
- ИХ – импульсная характеристика
- КД – квадратурный демодулятор
- КИХ фильтр – фильтр с конечной импульсной характеристикой
- КМ – квадратурный модулятор
- КПМ – комплекс полунатурного моделирования
- ПК – персональный компьютер
- ОСШ – отношение сигнал-шум
- ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема
- ПСП – псевдослучайная последовательность
- РТС – радиотехническая система
- САПР – система автоматизированного проектирования
- СВ – случайная величина
- СП – случайный процесс
- СПИ – система передачи информации
- СПМ – спектральная плотность мощности
- СЧ – синтезатор частоты
- ФНЧ – фильтр нижних частот
- ЧВР – частотно-временное рассеяние
- ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор
- ЦПТ – центральная предельная теорема
- ЦСП – цифровой сигнальный процессор

BRAM – блок оперативной памяти ПЛИС

CLB – конфигурируемый логический блок ПЛИС

DSP48 – блок цифровой обработки сигналов ПЛИС

LUT – логическая таблица истинности

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наблюдается значительный прогресс в области беспроводных систем передачи информации (БСПИ) и их широкое применение в различных областях деятельности. Процесс разработки БСПИ непременно включает этап экспериментальной отладки и испытаний аппаратуры [1].

Натурные испытания приемопередающих устройств на реальных радиоканалах обладают существенными недостатками: высокие финансовые и временные затраты; отсутствие возможности воспроизведения полностью идентичных условий эксперимента; неконтролируемость параметров радиоканала и пр. Проведение натурных испытаний возможно только на поздних этапах технологического цикла разработки систем передачи информации, в тоже время в некоторых случаях оказывается необходимым производить отладку и тестирование алгоритмов работы аппаратуры на ранних этапах разработки. Разработчикам необходимо решение, позволяющее производить отладку и тестирование аппаратуры в лабораторных условиях, т.е. необходимо в режиме реального времени воспроизводить условия реальных радиоканалов [2].

Известно, что существенное ограничение на энергетическую эффективность систем радиосвязи накладывает частотно-временное рассеяние радиоканала. Данное свойство объясняется многолучевым распространением радиосигнала, когда сигнал преодолевает расстояние от передающей до приемной антенны по нескольким путям, таким образом, на приемной антенне суммируется несколько сигналов с различными ослаблениями, задержками и частотами (эффект Доплера), что может приводить к существенным флуктуациям уровня сигнала на входе приемника – замираниям [3].

Имитация многолучевых радиоканалов - это ключевой компонент в процессе разработки и верификации большинства беспроводных систем

передачи информации. Имитаторы многолучевых радиоканалов (ИМР) являются важнейшими инструментами, применяемыми разработчиками при моделировании процессов, протекающих на физическом уровне БСПИ. Данные устройства позволяют существенно снизить финансовые и временные затраты на разработку и отладку новых радиотехнических систем (РТС), обеспечивают возможность воспроизведения условий эксперимента [4, 5].

Ключевыми факторами, стимулирующими развитие техники имитации каналов с частотно-временным рассеянием, являются: во-первых, увеличение пропускной способности систем связи, обусловленное увеличением ширины полосы и повышением спектральной эффективности за счет применения современных сигнально-кодовых конструкций, обеспечивающих возможность передачи информации вблизи предела Шеннона; во-вторых, широкое применение летательных аппаратов, в том числе беспилотных, с необходимостью передачи больших объемов информации на землю или на другой летательный аппарат на высоких относительных скоростях движения носителей, влечет за собой ужесточение требований к характеристикам имитатора, отвечающим за доплеровское рассеяние, таким, как ширина и форма доплеровского спектра; в-третьих, применение радиосетевых систем радиосвязи между многими подвижными объектами на несколько порядков усложняет методы проведения натурных испытаний, поскольку в таких испытаниях необходимо одновременно задействовать до нескольких десятков объектов и обеспечить технологической системой измерений их одновременность и синхронность. В этой ситуации применение имитационного моделирования становится единственно разумным реализуемым методом, обеспечивающим повторяемость испытаний всей радиосети и накопление достаточной статистики результатов.

Наибольший интерес представляет реализация полностью цифрового аппаратного имитатора. Такой имитатор обладает рядом преимуществ по сравнению с программными, аналоговыми или аналого-цифровыми

имитаторами: работа в режиме реального времени с реальными сигналами, стабильность характеристик, точность управления параметрами радиоканала, большой динамический диапазон. Цифровые имитаторы обеспечивают возможность динамического изменения таких параметров радиоканала, как среднеквадратичный разброс задержек, интервал когерентности по времени, форма профиля задержки мощности, количество лучей, ширина и форма доплеровского спектра, полоса когерентности по частоте и т.д., тем самым, позволяя имитировать сложные, с точки зрения распространения радиоволн, протяженные во времени процессы. Примером может служить, полет одного или нескольких летательных аппаратов в условиях горной местности. Применение цифровых имитаторов позволяет подключить к процессу моделирования геоинформационную систему, осуществляющую расчет электромагнитной обстановки в привязке к цифровой карте местности, с учетом рельефа, растительности, метеоусловий и других факторов, влияющих на характеристики радиоканала [6, 7].

Ограничивающим фактором в применении цифровых имитаторов являются высокие вычислительные затраты, которые приводят к ужесточению требований к элементной базе и увеличению стоимости изделия. Таким образом, актуальной проблемой при реализации имитатора является решение задачи эффективного использования ограниченного вычислительного ресурса, чему и посвящена данная работа.

Степень разработанности темы. На сегодняшний день многие крупнейшие мировые производители радиоизмерительного оборудования такие, как Keysight Technologies, Rohde & Schwarz, Anritsu и другие, занимаются разработкой и производством имитаторов.

Значительный вклад в разработку общей методики моделирования процессов распространения радиосигналов по многолучевым радиоканалам внесли: Галкин А.П. [4], Кловский Д.Д. [8, 9], Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков [3], Быков В.В. [10], Самойлов А.Г. [11, 12], Шон В.В. [13, 14], Басс Ф.Г. , Фукс И.М. [15], R.H. Clarke [16], M. J.

Gans [17], W.C. Jakes [18], Bello P.A. [19] и др. Отдельно следует отметить работы Борзова А.Б., Соколова А.В. [20], Герасимова А.Б. [21] и др., посвященные разработке детерминированных моделей радиоканалов, основанных на фазетном представлении радиофизических сцен, позволяющих учитывать тонкую структуру сигналов, обусловленную особенностями геометрического строения радиоканала. Вопросы построения аппаратных имитаторов многолучевых радиоканалов рассматривались в отчете по научно-исследовательской работе Европейского института телекоммуникационных стандартов COST-207, а также в работах Ren F. [2], Kempainen J. [6], Sivante W. [7] и др.

Анализ публикаций и выполненных диссертационных исследований показал, что существующие методики построения имитаторов многолучевых радиоканалов направлены на минимизацию вычислительных затрат. В должном объеме не рассматривалась проблема выбора интервала дискретизации импульсной характеристики радиоканала, возникающая при переходе от непрерывной модели многолучевого радиоканала, полученной в результате экспериментальных исследований, к дискретной модели, содержащей ограниченное количество лучей. Аппаратная имитация доплеровского рассеяния в соответствии с существующими моделями, основанными на применении доплеровских фильтров с конечной импульсной характеристикой, может привести к большим вычислительным затратам. Проблема выбора структуры и порядка доплеровского фильтра, связанная с эффективностью использования вычислительных ресурсов также не рассматривалась, что и определило одно из направлений исследований, выполненных в диссертации [22, 23, 24, 25, 26].

Цель работы и задачи исследования. Целью диссертационной работы является повышение эффективности аппаратного широкополосного имитатора радиоканала с частотно-временным рассеянием, функционирующего в условиях реального времени.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе решаются следующие основные задачи:

1. Разработка принципа построения аппаратного имитатора многолучевого мобильного радиоканала с режимом реального времени, основанного на учете характеристик, как радиоканала, так и радиосигнала системы связи.
2. Исследование влияния величины интервала дискретизации импульсной характеристики многолучевого радиоканала на энергетическую эффективность исследуемой системы радиосвязи.
3. Исследование влияния порядка доплеровского фильтра, отвечающего за имитацию частотного рассеяния радиоканала, на энергетическую эффективность исследуемой системы радиосвязи.
4. Выбор критерия оптимизации вычислительных ресурсов, обеспечивающего максимальную эффективность имитатора, функционирующего в режиме реального времени.
5. Исследование реализуемости аппаратного имитатора на основе предложенного метода оптимизации вычислительных затрат для моделирования реальных радиоканалов, в том числе динамических, характеристики которых меняются с течением времени.
6. Разработка экспериментального образца имитатора многолучевого радиоканала с поддержкой режима реального времени на базе ПЛИС.
7. Исследование и верификация экспериментального образца широкополосного имитатора многолучевого радиоканала.
8. Апробация экспериментального образца имитатора многолучевого радиоканала на реальных системах связи.

Методы исследования. Решение указанных выше задач осуществлялось с использованием методов математического анализа; методов математического моделирования радиотехнических процессов; теории дискретных линейных систем; методов статистической радиотехники.

Научная новизна.

1. Разработан принцип построения аппаратного имитатора радиоканала с частотно-временным рассеянием с режимом реального времени, отличающимся от известных учетом, как

свойств канала, так и характеристик радиосигнала системы радиосвязи.

2. Получены зависимости вероятности битовой ошибки исследуемой беспроводной системы передачи информации от величины интервала дискретизации импульсной характеристики многолучевого радиоканала и порядка доплеровского фильтра, отвечающего за частотное рассеяние.
3. Предложен критерий оптимизации параметров имитатора многолучевого радиоканала, отличающийся от известных, тем, что направлен на достижение оптимального соотношения между точностью моделирования и вычислительными затратами.
4. Предложена структура вычислительной части имитатора многолучевого радиоканала, позволяющая реализовывать аппаратный полностью цифровой имитатор с поддержкой режима реального времени с оптимальным соотношением между точностью воспроизведения свойств характеристик многолучевого радиоканала и необходимыми вычислительными затратами.

Практическая ценность работы.

1. В диссертации разработан принцип построения высокоэффективного аппаратного широкополосного имитатора многолучевого радиоканала, обладающего оптимальным соотношением между точностью воспроизведения свойств радиоканала и вычислительными затратами.
2. Разработан программно-аппаратный комплекс, в состав которого входят широкополосный аппаратный имитатор многолучевого радиоканала, выполненный на базе ПЛИС XILINX VIRTEX 6, и сервисный ПК с необходимым программным обеспечением, обеспечивающий управление процессами моделирования.
3. Разработана методика исследования и верификации разработанного программно-аппаратного комплекса.

4. Полученные результаты позволяют сформулировать предложения по повышению эффективности существующих и перспективных имитаторов многолучевых радиоканалов.
5. Выполнен цикл исследований производительности широкополосных систем радиосвязи в условиях многолучевого распространения радиосигнала, с применением разработанного программно-аппаратного комплекса.

Основные положения, выносимые на защиту.

1. Принцип построения аппаратного имитатора многолучевого мобильного радиоканала с режимом реального времени, основанного на учете характеристик, как радиоканала, так и радиосигнала системы связи.
2. Критерий параметрической оптимизации, отличающийся от известных, тем, что направлен на повышение эффективности моделирования, за счет достижения оптимального соотношения между точностью воспроизведения свойств многолучевого радиоканала и вычислительными затратами.
3. Структура вычислительной части имитатора многолучевого радиоканала, позволяющая реализовывать аппаратный полностью цифровой имитатор с поддержкой режима реального времени с оптимальным соотношением между точностью воспроизведения характеристик многолучевого радиоканала и необходимыми вычислительными затратами.
4. Экспериментальный образец многофункционального программно-аппаратного комплекса для моделирования процессов распространения радиосигналов по широкополосному многолучевому радиоканалу с частотно-временным рассеянием.

Степень достоверности и апробация результатов. Достоверность положений и выводов диссертации подтверждается апробацией работы, основные результаты которой обсуждались и докладывались на 14-й международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение»; всероссийской научно-практической

конференции-выставке "Актуальные вопросы разработки и внедрения информационных технологий двойного применения", г. Ярославль, 2011-2014 гг.; IV международной научно-практической конференции «Научно-техническое творчество молодежи – путь к обществу, основанному на знаниях»; международном научно-техническом семинаре «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях», 2013-2015 гг.; международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий REDS-2014»; международной молодежной научно-практической конференции «Путь в науку 2014», г. Ярославль. Основные результаты диссертации опубликованы автором в 9 статьях (6 из них – в журналах, рекомендованных ВАК РФ), 1 патенте на полезную модель, 2 свидетельствах о государственной регистрации программы для ЭВМ, 17 докладах на международных и всероссийских конференциях и семинарах. Результаты диссертационной работы внедрены в НИР, выполненные кафедрой РТС ЯрГУ им. П.Г. Демидова, ОАО «КБ «Кунцево» (г. Москва), НИОКР – ОАО «Луч» (г. Рыбинск), ОАО «НПО «ТРАНСКОМСОФТ» (г. Дубна), ОАО «НПП «РАДИОСИГНАЛ» (г. Москва), учебный процесс кафедры РТС ЯрГУ им. П.Г. Демидова.

Основное содержание работы. Диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка литературы из 100 наименований и одного приложения, содержит 138 страниц, включая приложение (5 стр.), 83 иллюстрации, 13 таблиц.

Краткое содержание работы

Результаты работы изложены в следующей последовательности.

Во введении обоснована актуальность работы, сформулированы цель и задачи исследований, а также методы исследования и научная новизна, изложены положения, выносимые на защиту, и краткое содержание работы. Далее сформулированы сведения о публикациях, апробации и реализации основных научных результатов.

В первой главе рассмотрено современное состояние развития техники моделирования распространения радиосигналов по многолучевым радиоканалам. Показано, что наиболее популярным подходом к построению моделей многолучевых радиоканалов является использование многоотводной линии задержки. В рамках данной модели возникают две взаимосвязанные проблемы: первая проблема связана с выбором параметров модели, позволяющих адекватно смоделировать процесс распространения радиосигнала по многолучевому радиоканалу; а вторая – с большими вычислительными затратами, необходимыми для реализации модели, как на программном, так и на аппаратном уровне. Рассмотрены преимущества и недостатки классического подхода к решению данной проблемы. Сделан вывод об актуальности проведения исследований направленных на повышение эффективности использования вычислительных ресурсов широкополосного аппаратного имитатора радиоканала с частотно-временным рассеянием.

Во второй главе рассмотрен принцип построения аппаратного имитатора радиоканала с частотно-временным рассеянием с режимом реального времени, отличающимся от известных учетом, как свойств канала, так и характеристик радиосигнала системы радиосвязи. Получены зависимости вероятности битовой ошибки исследуемой беспроводной системы передачи информации от величины интервала дискретизации импульсной характеристики многолучевого радиоканала и порядка доплеровского фильтра, отвечающего за частотное рассеяние. Предложен критерий оптимизации параметров имитатора многолучевого радиоканала,

направленный на достижение оптимального соотношения между точностью моделирования и вычислительными затратами.

В третьей главе рассмотрен вопрос выбора элементной базы для реализации аппаратного ИМР с поддержкой режима реального времени. Приведено описание архитектуры реализованного имитатора с оценкой необходимых вычислительных ресурсов. Приведены технические характеристики ключевых компонентов (ПЛИС, АЦП, ЦАП, СЧ) аппаратной платформы, используемой для реализации имитатора. Рассмотрен оригинальный подход, в рамках которого, за счет применения высокоскоростных АЦП и ЦАП в связке с ПЛИС, появляется возможность полностью цифровой обработки радиосигналов с частотой до 3 ГГц, без использования аналоговых преобразователей частоты. Рассмотрены особенности архитектуры ПЛИС Xilinx Virtex 6. Приведено описание процесса реализации отдельных узлов имитатора. По каждому узлу приведена оценка необходимых вычислительных ресурсов, также сформированы технические характеристики разработанного макета ИМР.

В четвертой главе приведены методики и результаты исследования и верификации реализованного экспериментального образца ИМР. Исследования производились с применением двух разных подходов. В рамках первого подхода напрямую исследовались собственные статистические, спектральные и временные характеристики имитатора с применением радиоизмерительного оборудования. Второй подход к верификации макета имитатора заключается в исследовании качества работы имитатора на примере реальной БСПИ и сравнении известных теоретических результатов для различных радиоканалов с данными, полученными в ходе эксперимента.

В заключении приведены основные научные результаты, полученные при разработке имитаторов многолучевых радиоканалов с частотно-временным рассеянием, которые могут быть использованы при решении задач разработки новых имитаторов для перспективных систем передачи информации.

ГЛАВА 1. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ МНОГОЛУЧЕВЫХ РАДИОКАНАЛОВ

1.1 Математическая модель многолучевого радиоканала с частотно-временным рассеянием

Замирания и многолучевое распространение радиосигнала возникают во многих системах радиосвязи. Эти явления впервые были зафиксированы и проанализированы в тропосферных системах связи в 50-х годах 20 века. В любой беспроводной системе передачи информации может быть более одного пути для распространения радиосигнала между антеннами передатчика и приемника. Существование различных путей распространения объясняется атмосферным рассеянием и преломлением, а также отражением от зданий и других объектов. При таких условиях сигналы, прошедшие по разным путям могут иметь различные мощности и задержки, что может привести как к увеличению, так и к уменьшению уровню суммарного сигнала поступающего в приемник. При изменении, длины путей или геометрии радиоканала, в результате изменения свойств среды распространения или относительного движения антенн, в случае мобильных систем, уровень сигнала может быть подвержен существенным флуктуациям – замираниям

В соответствии с двумя причинами изменения импульсной характеристики канала замирания принимаемого сигнала принято разделять на мелкомасштабные и крупномасштабные. Мелкомасштабные замирания обусловлены флуктуациями амплитуд и задержек сигналов, распространяющихся по разным путям, и представляют изменения мощности принимаемого сигнала относительно постоянной средней мощности. Крупномасштабные замирания возникают вследствие существенного изменения конфигурации радиофизической сцены и количества путей распространения сигнала от передатчика РТС к приёмнику и представляют изменения средней мощности принимаемого

сигнала с течением времени. Крупномасштабные замирания обычно являются медленно меняющимися во времени, а мелкомасштабные замирания – быстрыми. С учётом свойств крупномасштабных и мелкомасштабных замираний комплексная импульсная характеристика многолучевого радиоканала может быть представлена в виде [27, 28]:

$$\tilde{h}(\tau, t) = s(t) \times \tilde{c}(\tau, t),$$

где $s(t)$ – составляющая импульсной характеристики, обусловленная медленными замираниями; $\tilde{c}(\tau, t)$ – составляющая импульсной характеристики, обусловленная быстрыми замираниями. На рис. 1 приведена иллюстрация крупномасштабных и мелкомасштабных замираний [29].

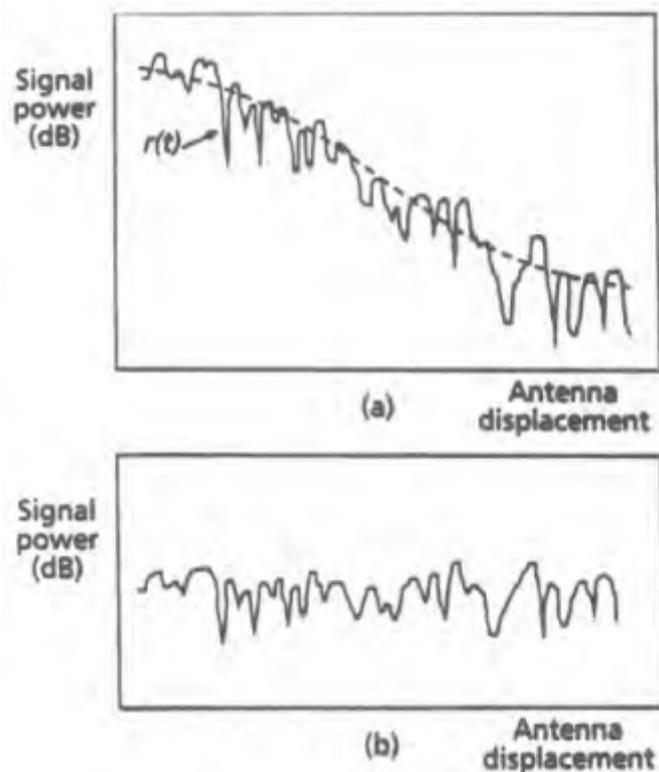


Рис. 1 Иллюстрация крупномасштабных и мелкомасштабных замираний: (a) – комбинация крупномасштабных и мелкомасштабных замираний; (b) – мелкомасштабные замирания [29].

При моделировании работы систем связи на малых интервалах времени можно воспользоваться квазистатическим подходом, пренебрегая медленными замираниями результирующего сигнала [30, 31, 32].

1.1.1 Импульсная характеристика радиоканала с частотно-временным рассеянием

Сигнал на выходе многолучевого радиоканала можно описать в виде [33]:

$$y(t) = \sum_n a_n(t) s(t - \tau_n(t)), \quad (1.1)$$

где $s(t)$ – радиосигнал на выходе передатчика, $a_n(t)$ – коэффициент передачи пути с номером n , $\tau_n(t)$ – соответствующая задержка распространения. Если представить $s(t)$ как:

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}\}, \quad (1.2)$$

где $\tilde{s}(t)$ – комплексная огибающая радиосигнала $s(t)$, тогда выражение (1.1) можно представить в виде [34]:

$$y(t) = \text{Re}\left\{\left[\sum_n a_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}\tilde{s}(t - \tau_n(t))\right]e^{j2\pi f_c t}\right\}. \quad (1.3)$$

Из выражения (1.3) следует выражение для комплексной огибающей радиосигнала на выходе многолучевого радиоканала $\tilde{y}(t)$

$$\tilde{y}(t) = \sum_n a_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}\tilde{s}(t - \tau_n(t)) \quad (1.4)$$

$$= \sum_n \tilde{a}_n(\tau_n(t), t) \tilde{s}(t - \tau_n(t)).$$

Выражение (1.4) показывает, что мы можем описать многолучевой радиоканал эквивалентной низкочастотной переменной во времени импульсной характеристикой $\tilde{c}(\tau_n(t), t)$:

$$\tilde{c}(\tau_n(t), t) = \sum_n \tilde{a}_n(\tau_n(t), t) \delta(t - \tau_n(t)), \quad (1.5)$$

в дальнейшем, для краткости, будем называть эту характеристику просто импульсной характеристикой радиоканала.

Выражение (1.5) описывает радиоканалы с дискретной многолучевостью, когда имеется относительно небольшое число лучей, которые хорошо разрешаются по задержке. Такой тип радиоканалов возникает в условиях больших открытых территорий и сельской местности.

В противном случае, когда в канале присутствует большое число лучей, которые не удастся разрешить по задержке, говорят, что канал обладает диффузной многолучевостью. Такие радиоканалы, как правило, образуются в горной местности и в условиях плотной городской застройки.

Комплексная огибающая радиосигнала на выходе канала с диффузной многолучевостью описывается в интегральном виде:

$$\tilde{y}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{a}(\tau, t) \tilde{s}(t - \tau) d\tau, \quad (1.6)$$

тогда выражение импульсной характеристики радиоканала с диффузной многолучевостью можно представить следующим образом:

$$\tilde{c}(\tau, t) = \tilde{a}(\tau, t) e^{-j2\pi f_c \tau}. \quad (1.7)$$

1.1.2 Статистические характеристики радиоканала с частотно-временным рассеянием

Случайные флуктуации уровня принятого сигнала могут быть смоделированы, посредством представления $\tilde{c}(\tau, t)$ во времени как случайного процесса. В виду большого числа отражателей в соответствии с центральной предельной теоремой $\tilde{c}(\tau, t)$ является комплексным случайным процессом с гауссовским распределением. Данная модель предполагает, что для любой задержки τ луч образуется большим количеством неразрешаемых по времени компонент.

В случае, когда среднее значение $\tilde{c}(\tau, t)$ равно 0, плотность распределения вероятности функции $R(\tau, t) = |\tilde{c}(\tau, t)|$ подчиняется распределению Рэлея:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}. \quad (1.8)$$

Если среднее значение $\tilde{c}(\tau, t)$ неравно 0, это говорит о том, что присутствует компонента прямой видимости, в этом случае, плотность распределения вероятности функции $R(\tau, t) = |\tilde{c}(\tau, t)|$ подчиняется распределению Райса:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} I_0 \left[\frac{Ar}{\sigma^2} \right] e^{-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}}, \quad (1.9)$$

где A – среднее значение $\tilde{c}(\tau, t)$, $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя 0-го порядка 1-го рода.

Модель многолучевого радиоканала, которая учитывает флуктуации по переменным t и τ впервые была опубликована в работе Белло в 1963 г. [19]. В рамках этой модели $\tilde{c}(\tau, t)$ является стационарным в широком смысле слова

случайным процессом по переменной t с автокорреляционной функцией вида:

$$R_{\tilde{c}}(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = E[\tilde{c}^*(\tau_1, t)\tilde{c}(\tau_2, t + \Delta t)], \quad (1.10)$$

В большинстве многолучевых каналов, амплитуда и фазовые сдвиги для различных задержках не коррелированы, так называемое, некоррелированное рассеяние, в этом случае получим:

$$R_{\tilde{c}}(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = R_{\tilde{c}}(\tau_1, \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (1.11)$$

Таким образом, выражение (1.10) преобразуется к виду:

$$R_{\tilde{c}}(\tau, \Delta t) = E[\tilde{c}^*(\tau, t)\tilde{c}(\tau, t + \Delta t)], \quad (1.12)$$

Из выражения (1.12) следует, что в рамках данной модели, многолучевой радиоканал может быть описан во временной и частотной областях посредством выполнения преобразования Фурье над функцией $R_{\tilde{c}}(\tau, \Delta t)$ по переменным τ и Δt .

Выполнив преобразование Фурье над автокорреляционной функцией $R_{\tilde{c}}(\tau, \Delta t)$ по переменной Δt получим важнейшую характеристику многолучевого радиоканала – функцию рассеивания $S(\tau, \vartheta)$:

$$S(\tau, \vartheta) = F_{\Delta t}[R_{\tilde{c}}(\tau, \Delta t)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\tilde{c}}(\tau, \Delta t)e^{-j2\pi f_c \Delta t} d\Delta t. \quad (1.13)$$

Функция рассеивания является функцией двух переменных задержки τ и переменной в частотной области ϑ , называемой доплеровской частотой. Из выражения (1.13) видно, что переменные Δt и ϑ являются дуальными, они характеризуют скорость изменения радиоканала.

Интегрированием функции рассеивания по доплеровской частоте можно получить такую характеристику многолучевого радиоканала, как профиль задержки мощности, который характеризует среднюю мощность радиосигнала как функцию задержки τ .

$$p(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \vartheta) d\vartheta. \quad (1.14)$$

Интегрированием функции рассеивания по переменной τ получим выражение для доплеровского спектра:

$$S(\vartheta) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \vartheta) d\tau. \quad (1.15)$$

Большинство современных стандартов мобильной связи в качестве формы доплеровского спектра рекомендуют использовать спектр Джейкса [35, 36], соответствующий модели плоского радиоканала – модели Кларка [16]. Доплеровский спектр Джейкса определяется выражением:

$$S(\vartheta) = \begin{cases} \frac{P_0}{\pi F_D \sqrt{1 - \left(\frac{\vartheta - \vartheta_0}{F_D}\right)^2}} & |\vartheta - \vartheta_0| \leq F_D \\ 0 & |\vartheta - \vartheta_0| > F_D \end{cases}, \quad (1.16)$$

где ϑ_0 – несущая частота радиосигнала, F_D – максимальная доплеровская частота в канале. На рис. 2 приведен график доплеровского спектра при $F_D = 40$ Гц – типичное значение для пешеходного радиоканала систем мобильной радиосвязи.

Выражение для АКФ доплеровского спектра можно получить из (1.16) выполнив обратное преобразование Фурье.

$$\rho(\Delta t) = F^{-1}(S(f)) = J_0(2\pi F_d \Delta t), \quad (1.17)$$

где $J_0(2\pi F_{Dmax} \Delta t)$ – функция Бесселя 0-го порядка 1-го рода. График АКФ доплеровского спектра приведен на рис. 3.

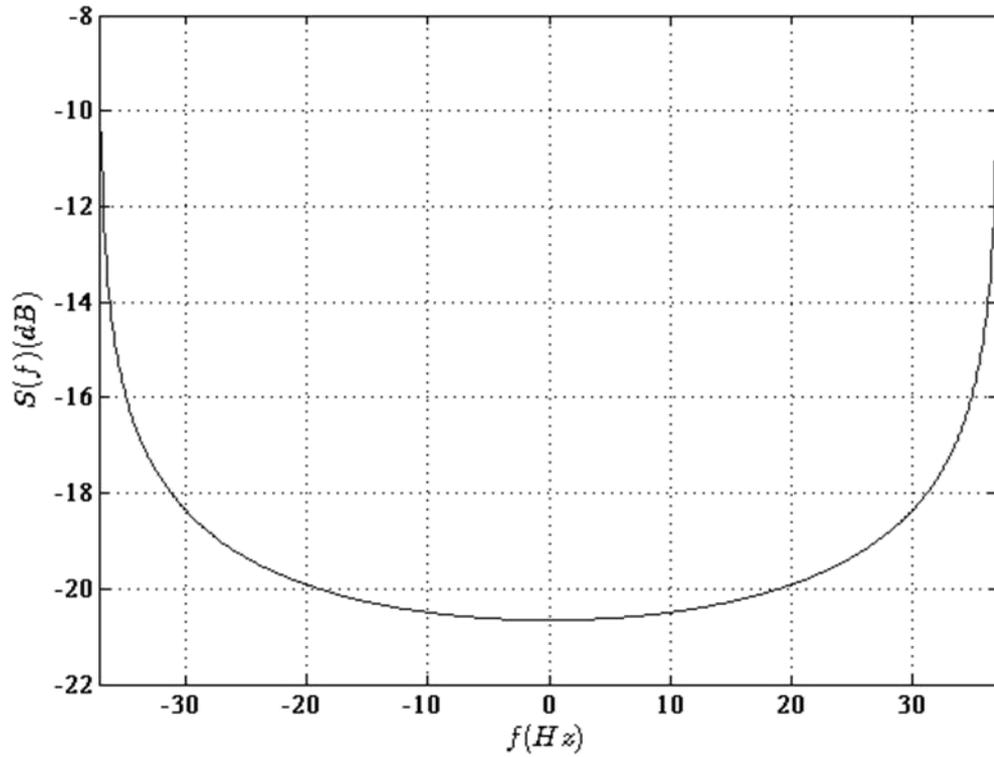


Рис. 2 Спектр Джейкса.

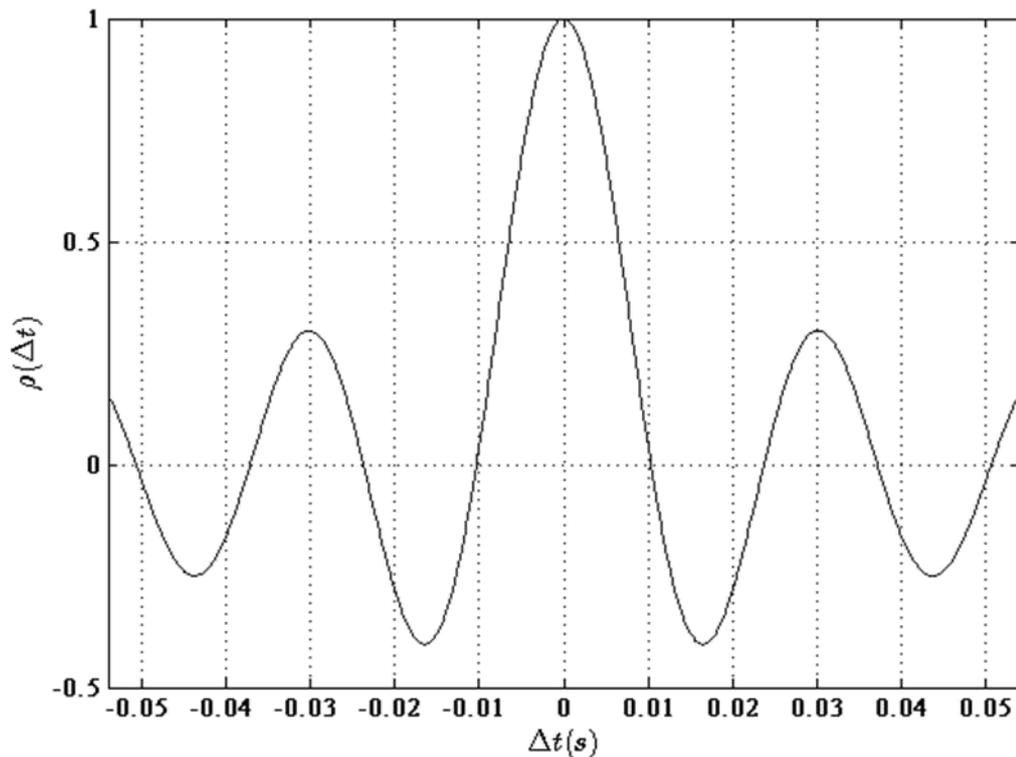


Рис. 3 АКФ доплеровского спектра.

1.1.3 Структурная модель радиоканала с частотно-временным рассеянием

Для большинства многолучевых радиоканалов можно сделать допущение о том, что количество дискретных компонент N является постоянным, а значения задержек меняются очень медленно и также могут быть приняты константами [37]. При выполнении данных условий, выражение для комплексной огибающей радиосигнала на выходе канала (1.4) можно преобразовать к виду:

$$\tilde{y}(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{a}_k(t) \tilde{s}(t - \tau_k), \quad (1.18)$$

тогда выражение для импульсной характеристики канала (1.5) преобразуется аналогично:

$$\tilde{c}(\tau, t) = \sum_{k=1}^K \tilde{a}_k(t) \delta(\tau - \tau_k), \quad (1.19)$$

Выражение (1.18) определяет структурную модель многолучевого канала, которая представляет собой регулируемую многоотводную линию задержки с набором из N умножителей и сумматором (см. рис. 4).

Главной проблемой, которая возникает при работе в рамках данной модели, является неэффективное использование вычислительных ресурсов. При малых относительных задержках между отводами, возможны ситуации когда придется существенно повышать тактовую частоту работы системы.

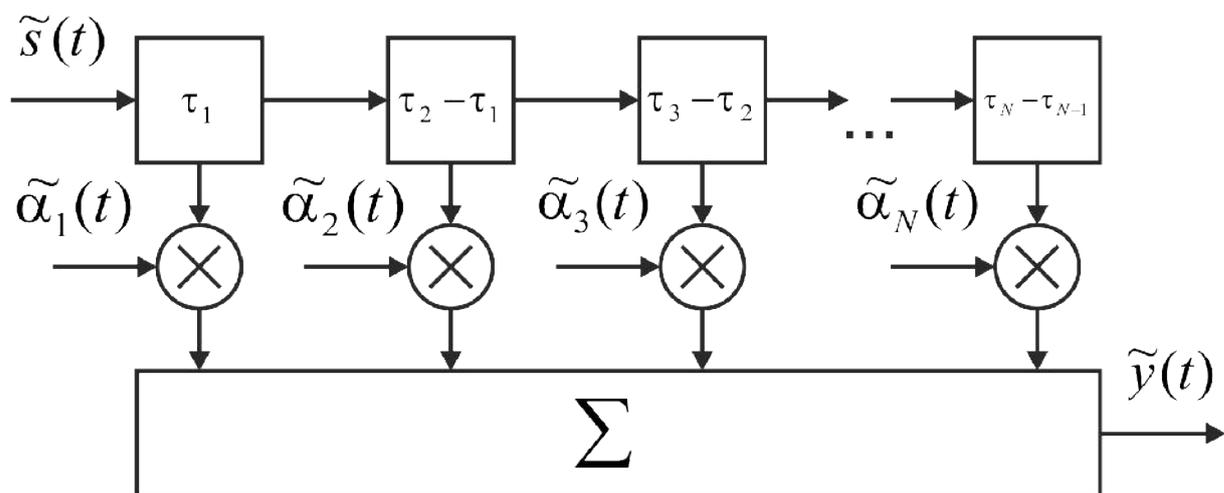


Рис. 4 Структурная модель многолучевого радиоканала на основе неравномерной многоотводной линии задержки.

Классическим вариантом решения данной проблемы является переход многоотводной линии задержки с равномерным распределением отводов. Данный переход становится возможным в предположении, что рассматриваемый радиосигнал имеет ограниченный спектр, занимающий полосу частот ΔF , в таком случае получим выражение для коэффициентов многоотводной линии задержки с равномерным распределением отводов (см. рис. 5) [18]:

$$\tilde{g}_n(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{a}_k(t) \text{sinc}(\Delta F(\tau_k - nT)) = \sum_{k=1}^K \tilde{a}_k(t) \alpha(k, n), \quad (1.20)$$

где $T = \frac{1}{\Delta F}$, $-N \leq n \leq N$, $\alpha(k, n) = \text{sinc}\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)$.

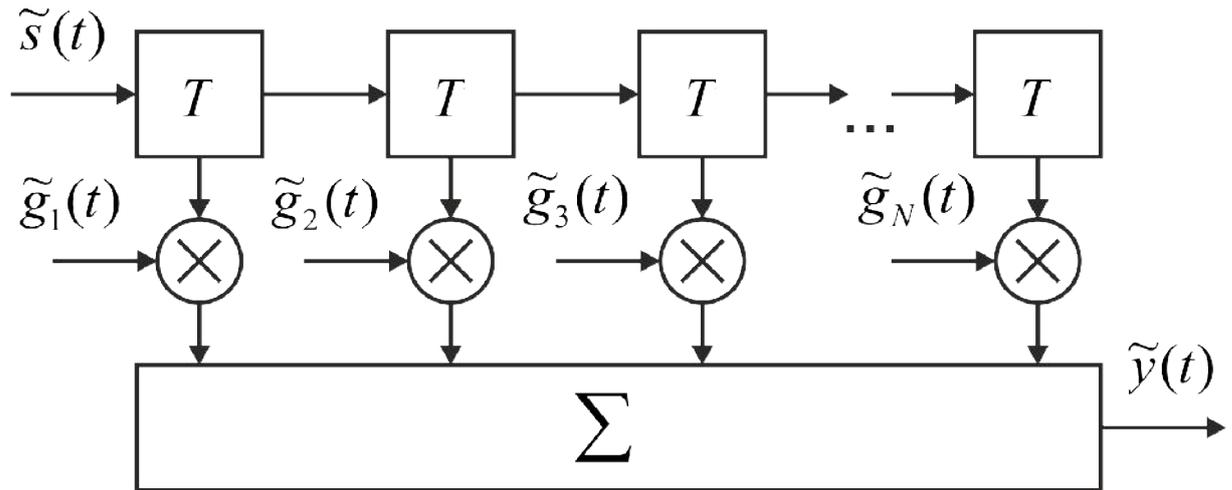


Рис. 5 Структурная модель многолучевого радиоканала на основе равномерной многоотводной линии задержки.

Структурная схема на рис. 6 демонстрирует классический подход к генерации процессов $\tilde{g}_n(t)$. Комплексные гауссовские процессы $\tilde{\omega}_n(t)$ с нулевым средним значением и равномерной спектральной плотностью мощности пропускаются через фильтры $H(f)$, определяющие желаемый доплеровский спектр луча. Далее производится установка средней мощности каждого луча в соответствии с профилем задержки мощности коэффициентом σ_n и выполняется преобразование в соответствии с выражением (1.20).

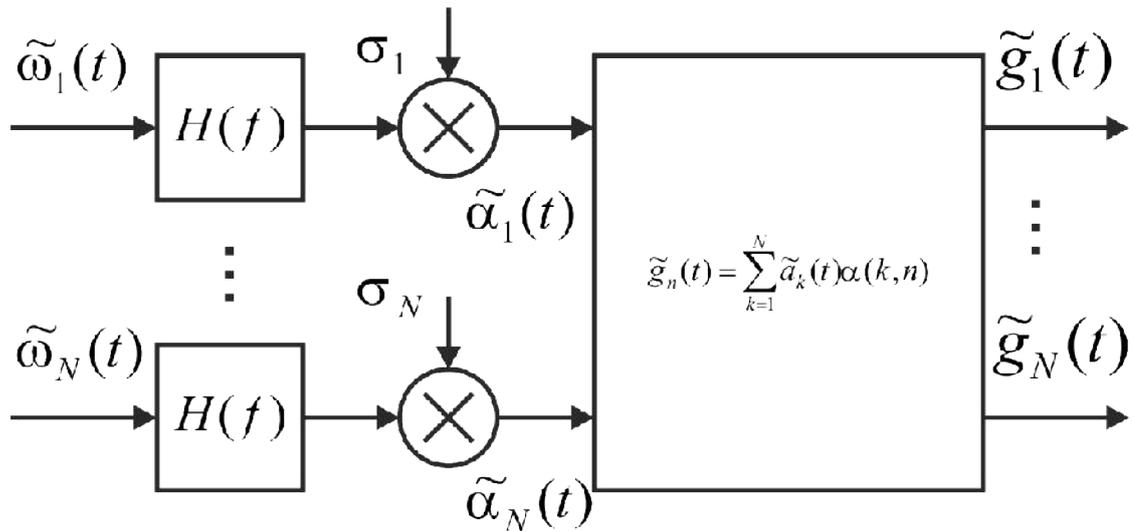


Рис. 6 Структурная модель генератора процессов $\tilde{g}_n(t)$.

Рассмотренный подход получил широкое распространение и применяется как в программных [38], так и в аппаратных цифровых имитаторах многолучевого радиоканала [39, 40, 41, 42], поскольку позволяет существенно уменьшить требования к вычислительным ресурсам имитатора, однако актуальным остается вопрос об адекватности такого подхода с точки зрения чувствительности исследуемой системы связи.

В следующей главе данной диссертационной работы будут приведены результаты исследования влияния величины интервала дискретизации импульсной характеристики многолучевого радиоканала на энергетическую эффективность исследуемой системы связи, а также предложен критерий оптимального выбора интервала дискретизации импульсной характеристики.

1.2 Классический подход к выбору параметров модели многолучевого радиоканала

Основной проблемой при моделировании процессов протекающих на физическом уровне беспроводных систем, работающих в условиях многолучевого распространения сигнала, является выбор параметров радиоканала, таких как: среднеквадратичный разброс задержки, форма профиля задержки мощности, форма доплеровского спектра, количество лучей и др. Выбор должен осуществляться, таким образом, чтобы с одной стороны, сохранить адекватность модели реальному радиоканалу, а с другой, обеспечить ее физическую реализуемость на современной элементной базе.

Классическим подходом к выбору параметров многолучевого канала можно считать подход, представленный в материалах отчета по научно-исследовательской работе COST-207 [37], одной из главных задач которой, являлась разработка методики проведения моделирования распространения сигнала в многолучевом радиоканале для систем стандарта GSM900. Позднее данный подход использовался для разработки стандартных моделей многолучевого радиоканала для систем стандартов UMTS, WiMAX и LTE, что позволяет говорить о его универсальности.

1.2.1 Описание классического подхода к выбору параметров многолучевого радиоканала

Классический подход к выбору параметров многолучевого радиоканала можно разделить на три основных этапа: экспериментальное исследование, статистическая обработка экспериментальных данных, формирование дискретных моделей многолучевого радиоканала.

На первом этапе были произведены масштабные экспериментальные исследования по измерению основных характеристик реальных радиоканалов в различных условиях. На рис. 7 приведен пример экспериментальных

данных COST-207, показаны функция рассеяния, профиль задержки мощности и функция доплеровского рассеяния для относительной скорости движения передатчика и приемника равной 32 км/ч на расстоянии 2 км.

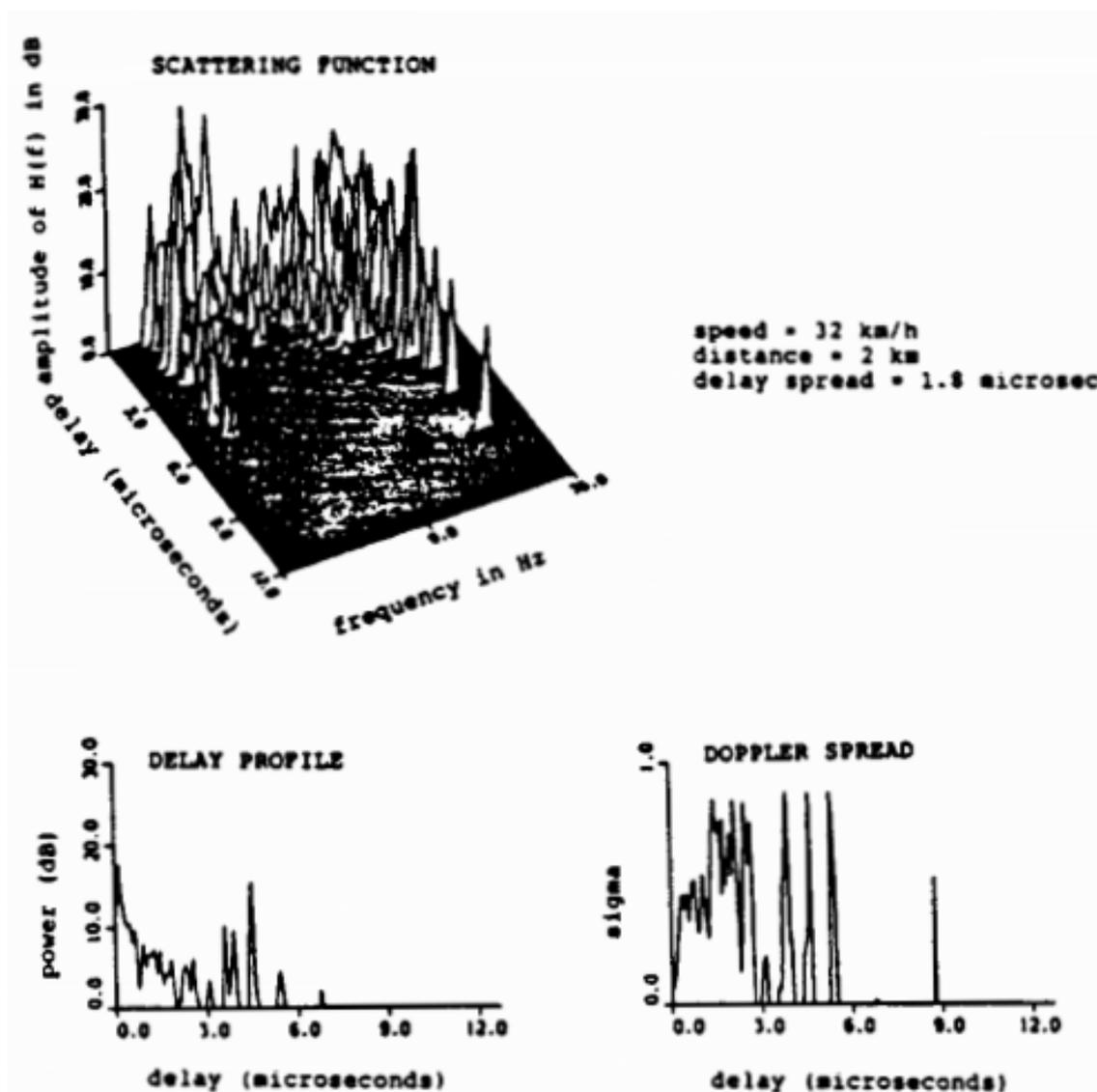


Рис. 7 Пример экспериментальных данных COST-207 по исследованию характеристик радиоканала систем мобильной радиосвязи [37].

На втором этапе над полученными экспериментальными данными была произведена статистическая обработка, в результате которой сформированы четыре математических модели соответствующие наиболее частым сценариям функционирования мобильных систем связи: сельская местность, пригород, плотная городская застройка и горная местность. Данные модели

имеют непрерывный профиль задержки мощности, спадающий по экспоненциальному закону (см. рис.).

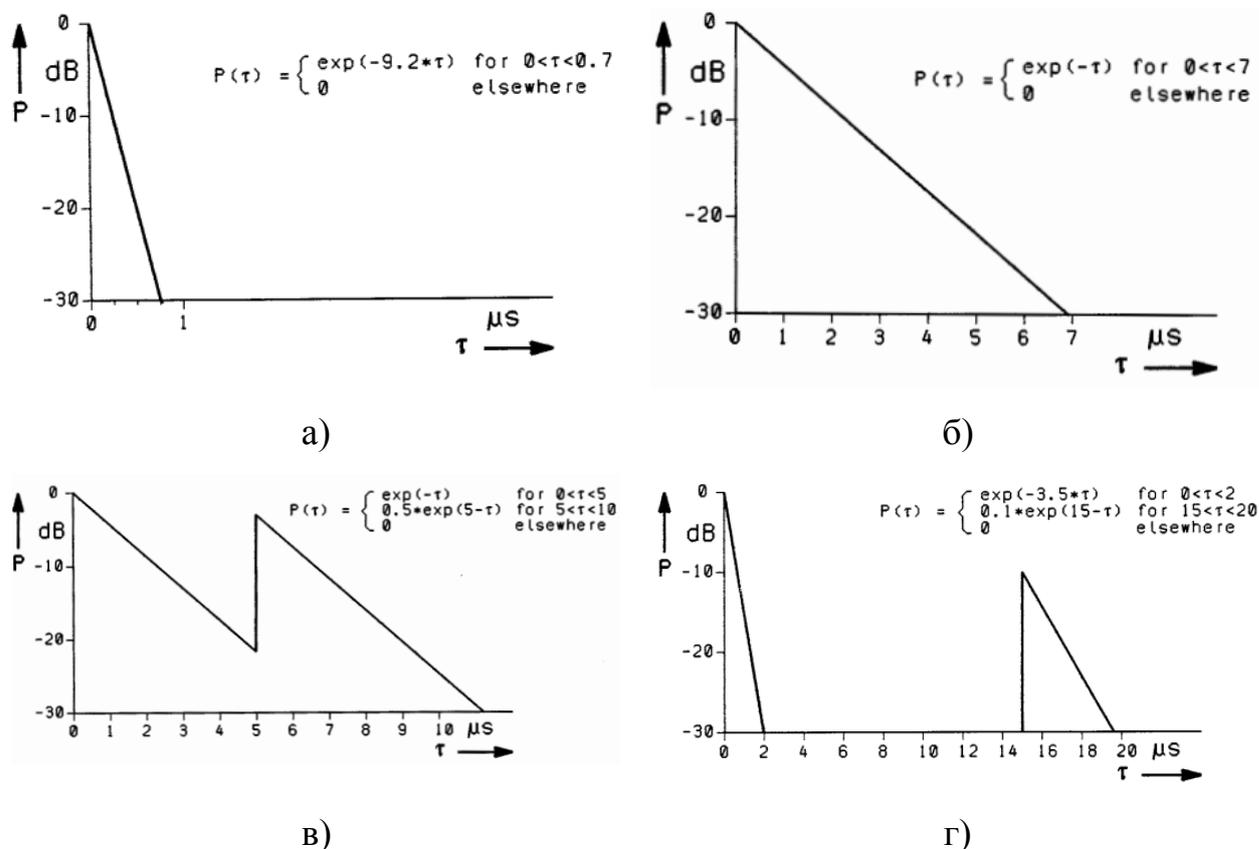


Рис. 8 Непрерывные модели радиоканалов COST-207 для различных сценариев: а) сельская местность; б) пригород; в) плотная городская застройка; г) горная местность [37].

На третьем этапе выбора параметров многолучевого радиоканала осуществляется переход от моделей радиоканала с непрерывным профилем задержки мощности к моделям с дискретным профилем. Данный переход осуществляется, с целью преобразования структуры имитатора к структурной схеме, рассмотренной в первом разделе настоящей главы. Переход к дискретным моделям осуществляется исходя из трех основных правил:

1. Среднеквадратичный разброс задержки радиоканала, определяемый выражением:

$$S_D^2 = \frac{1}{P_m} \sum_{i=1}^I \tau_i^2 P(\tau_i) - \left(\frac{1}{P_m} \sum_{i=1}^I \tau_i P(\tau_i) \right)^2,$$

где I – количество лучей и $P_m = \sum_{i=1}^I P(\tau_i)$ – мощность передатчика, должен находиться в диапазоне: $S_D = 0,1 \pm 0,02$ мкс для сельской местности; $S_D = 1,0 \pm 0,1$ мкс для пригорода; $S_D = 2,5 \pm 0,2$ мкс для плотной городской застройки; $S_D = 5 \pm 0,2$ мкс для горной местности.

2. Окно задержки – диапазон задержек, на который приходится 90% принятой энергии, должно находиться в диапазоне: $W_{90} = 0,25 \pm 0,15$ для сельской местности; $W_{90} = 2,3 \pm 0,6$ для пригорода; $W_{90} = 6,6 \pm 1,0$ для плотной городской застройки; $W_{90} = 15,5 \pm 1,0$ для горной местности.
3. Количество лучей не должно быть менее: 3 для сельской местности; 4 для пригорода; 6 для плотной городской застройки; 6 для горной местности.

Пример дискретной модели для сценария пригород показан в таблице

1.

Таблица 1 Рекомендуемая дискретная модель многолучевого радиоканала стандарта GSM для сценария – пригород.

Номер луча	Задержка (мкс)	Мощность луча (дБ)	Доплеровский спектр	Среднеквадратичный разброс задержки (мкс)
1	0	-4	Класс	1,0
2	0,1	-3	Класс	
3	0,3	0	Класс	
4	0,5	-2,6	Класс	
5	0,8	-3	Класс	

6	1,1	-5	Класс
7	1,3	-7	Класс
8	1,7	-5	Класс
9	2,3	-6,5	Класс
10	3,1	-8,6	Класс
11	3,2	-11	Класс
12	5,0	-10	Класс

1.2.2 Недостатки классического подхода к выбору параметров многолучевого радиоканала

Подход к выбору параметров многолучевого радиоканала, разработанный в рамках COST-207 получил широкое применение при разработке рекомендуемых моделей для различных стандартов мобильной радиосвязи (GSM, UMTS, LTE и др.). Основным преимуществом данного подхода являются низкие вычислительные затраты, необходимые для проведения моделирования.

Основным недостатком данного подхода является то, что в процессе перехода от непрерывной модели к дискретной не учитывается чувствительность испытываемой системы связи к количеству лучей. В качестве параметров многолучевого радиоканала рассматриваются только среднеквадратичный разброс задержки, окно задержки и форма доплеровского спектра. В литературе отсутствуют исследования о влиянии на испытываемую систему радиосвязи переход от непрерывной модели радиоканала к дискретной модели, содержащей ограниченное число лучей.

В следующей главе диссертационной работы представлены результаты исследований влияния интервала дискретизации непрерывного профиля задержки мощности радиоканала на вероятность битовой ошибки системы связи. На основании данного исследования предложен критерий

оптимального выбора значения интервала дискретизации профиля задержки мощности.

Выводы

1. Реализация цифрового широкополосного имитатора многолучевого радиоканала с частотно-временным рассеянием, функционирующего в режиме реального времени, требует больших вычислительных затрат. Параметрами имитатора, оказывающими наибольшее влияние на вычислительные затраты, являются: интервал дискретизации комплексной импульсной характеристики и порядок доплеровского фильтра, отвечающего за частотное рассеяние.

2. Существующая математическая модель многолучевого радиоканала на основе равномерной многоотводной линии задержки строится по принципу минимизации вычислительных затрат имитатора. Отсутствуют работы по оценке влияния параметров имитатора на качество работы БСПИ. В ходе выполнения диссертационной работы предлагается произвести исследование по оценке влияния интервала дискретизации комплексной импульсной характеристики радиоканала и порядка доплеровского фильтра на энергетическую эффективность исследуемой БСПИ. На основании данных исследований сформулировать принцип оптимизации вычислительных затрат имитатора.

3. Рассмотренная математическая модель многолучевого радиоканала с частотно-временным рассеянием позволяет производить оптимизацию вычислительных ресурсов независимо во временной и спектральной областях.

4. Большие вычислительные затраты необходимые для реализации широкополосного имитатора, накладывают соответствующие ограничения на выбор элементной базы, подходящей для реализации аппаратного имитатора, работающего в режиме реального времени. В работе предлагается

рассмотреть различные варианты реализации имитатора и выбрать наиболее эффективный.

5. Проверка адекватности предложенных методов оптимизации вычислительных затрат имитатора требует экспериментального подтверждения. В ходе выполнения диссертационной работы предлагается произвести разработку опытного образца имитатора и произвести его верификацию.

ГЛАВА 2. ОПТИМИЗАЦИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ ЦИФРОВОГО ИМИТАТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА С ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫМ РАССЕЯНИЕМ

Как было показано в 1-ой главе, ключевой функцией ИМР является имитация частотно-временного рассеивания радиоканала. Имитация временного рассеивания осуществляется посредством многоотводной линии задержки. Имитация частотного рассеивания осуществляется посредством доплеровского фильтра в каждом луче. В рамках рассматриваемой структурной модели ИМР (см. рис. 5) данные процессы являются независимыми. Таким образом, мы можем говорить, о независимой оптимизации вычислительных ресурсов имитатора во временной области и в частотной области.

В данной главе рассматривается подход к выбору параметров ИМР существенно влияющих на вычислительные затраты в привязке к характеристикам конкретной системы передачи информации (ширине полосы и длительности информационного символа). Во временной области таким параметром является количество отводов линии задержки или интервал дискретизации импульсной характеристики для случая равномерной линии задержки. В частотной области таким параметром является порядок доплеровского фильтра.

Исследование влияния параметров ИМР на энергетическую эффективность СПИ осуществлялись при помощи методов имитационного моделирования в среде Matlab Simulink. В данной среде была разработана модель системы связи с DBPSK модуляцией, работающая в базовой полосе частот и модель канала распространения (см. рис. 9). В ее состав входят: источник информации, модулятор, демодулятор, фильтры нижних частот, с характеристикой вида «корень из приподнятого косинуса», ограничивающие полосу системы, и блок подсчета ошибок.

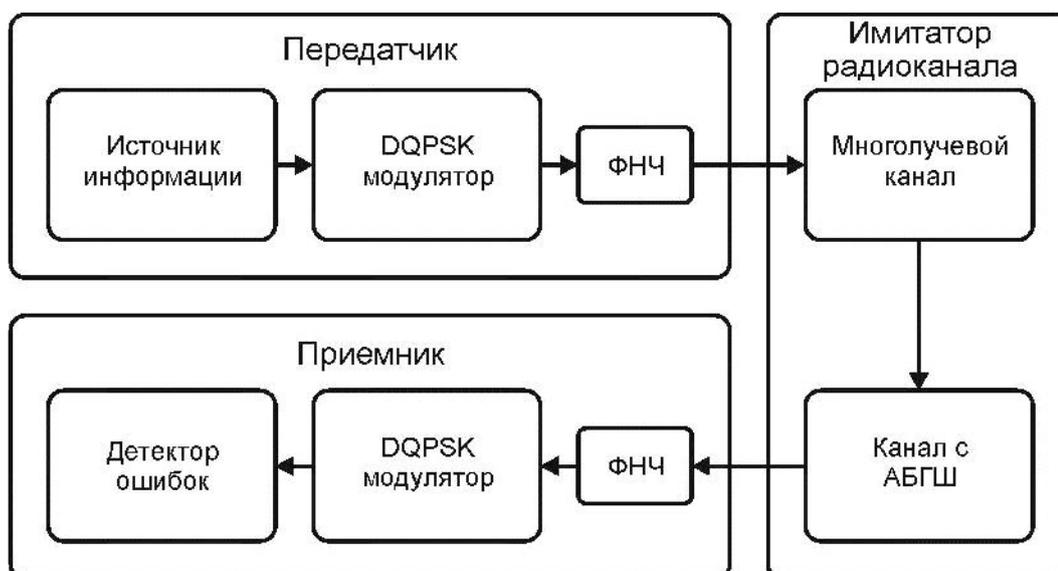


Рис. 9 Структурная схема имитационной модели в среде Matlab Simulink.

Выбор DBPSK модуляции обоснован тем, что данный вид модуляции дает возможность обходиться без систем фазовой и частотной синхронизации, что позволяет исключить их влияние на результаты исследования и таким образом обеспечить чистоту эксперимента. По этой же причине в эксперименте обеспечивается идеальная временная синхронизация.

В состав модели канала распространения входят: имитатор многолучевого радиоканала и канал с АБГШ, включенные последовательно.

2.1 Оптимизация вычислительных ресурсов имитатора во временной области

2.1.1 Исследование влияния интервала дискретизации на энергетическую эффективность СПИ

Исследование влияния интервала дискретизации на энергетическую эффективность СПИ проведено при фиксированной форме профиля задержки мощности, была выбрана экспоненциально спадающая форма профиля [43].

В рамках данного исследования наибольший интерес представляет не само значение интервала дискретизации ИХ, а отношение длительности информационного символа СПИ T к длительности интервала дискретизации ИХ $T_{\text{их}}$:

$$N = \frac{T}{T_{\text{их}}}, \quad (2.1)$$

здесь N определяет количество лучей, приходящихся на длительность информационного символа.

На рис. 10 показаны графики нормированной мощности лучей для различных значений N . Мощность каждого луча нормирована на суммарную мощность всех лучей.

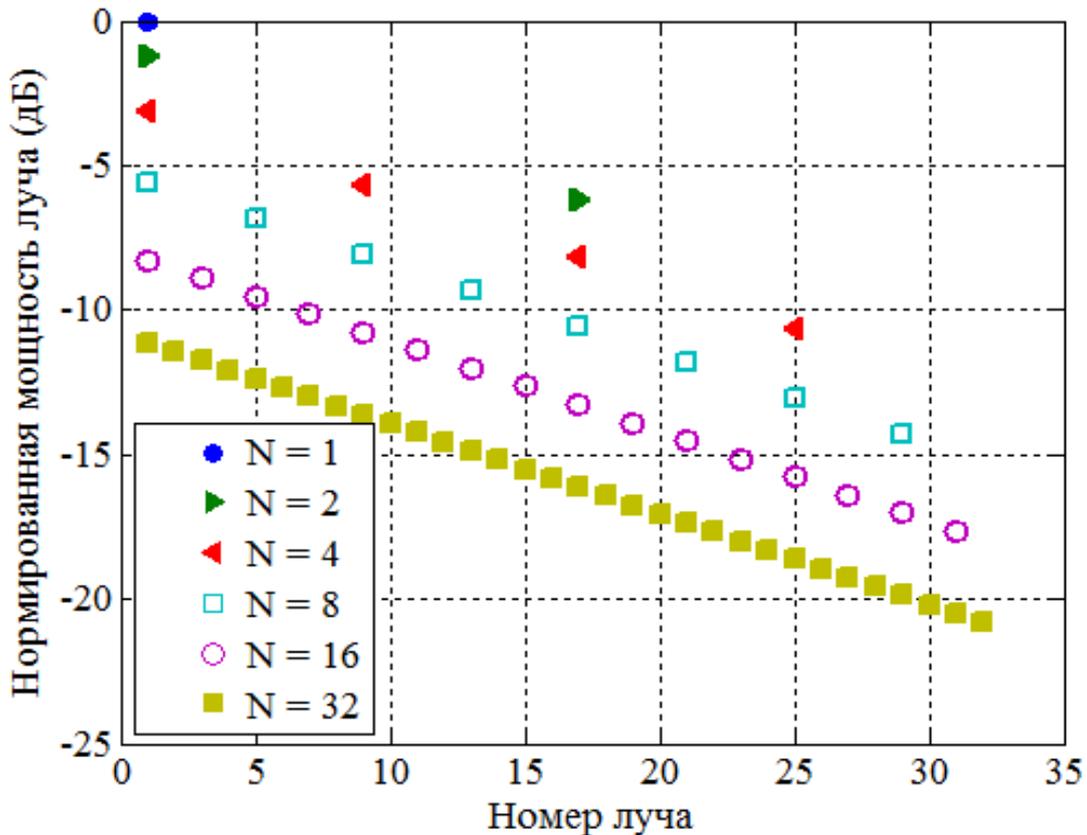


Рис. 10 Дискретный профиль задержки мощности имитатора (N – количество лучей на длительности информационного символа).

На рис. 11 приведена зависимость вероятности битовой ошибки СПИ от количества лучей ИХ, приходящихся на длительность информационного символа для различных скоростей спада профиля задержки мощности R . Интерес представляет характер поведения данных кривых при увеличении числа лучей, приходящихся на длительность информационного символа. Для всех значений R вероятность битовой ошибки возрастает с увеличением N , однако, с увеличением N скорость возрастания уменьшается при значениях $N \geq 8$ выходит в насыщение. Данный результат говорит о том, что исследуемая система оказалась не чувствительна к увеличению количества лучей, приходящихся на длительность информационного символа более 8.

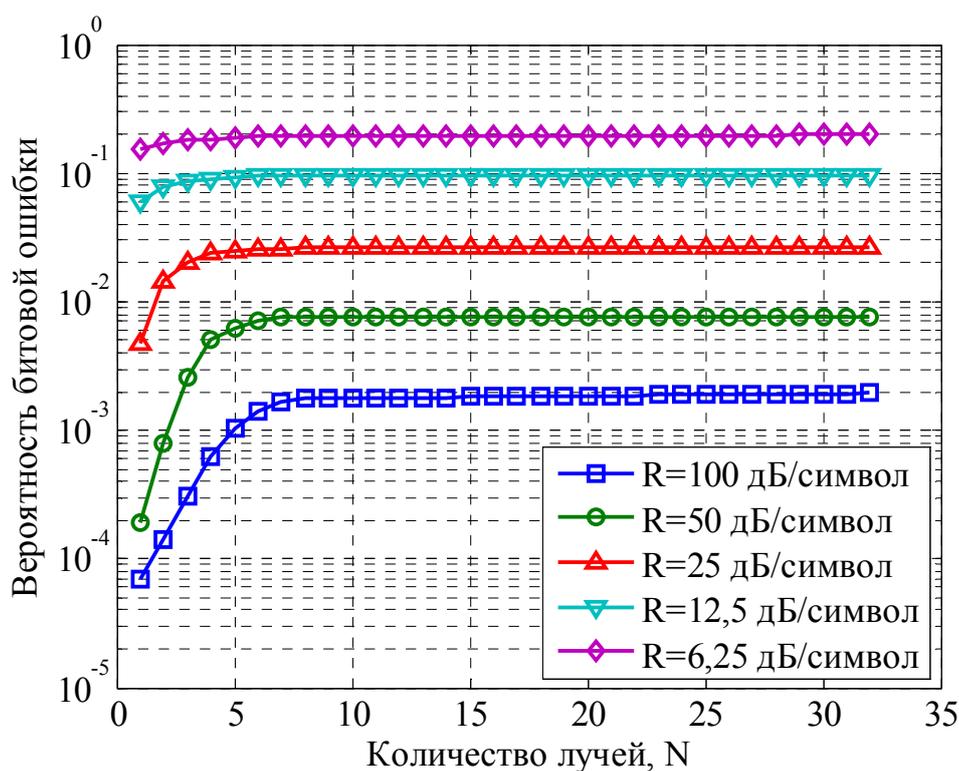


Рис. 11 Зависимость вероятности битовой ошибки от количества лучей, приходящихся на длительность информационного символа для различных скоростей спада профиля задержки мощности.

2.1.2 Критерий оптимизации вычислительных ресурсов во временной области

Выход в насыщение вероятности битовой ошибки с увеличением количества лучей, приходящихся на длительность информационного символа, говорит о том, что начиная с определенного значения N система оказывается не чувствительна к дальнейшему возрастанию количества лучей. В данной ситуации наиболее логичным представляется выбор минимального значения N , которое бы давало вероятность битовой ошибки близкую к уровню насыщения.

В качестве критерия оптимального выбора количества лучей \hat{N} выступает условие:

$$\hat{N} = \arg\{\max(F(N))\}, \quad (2.2)$$

где функция $F(N)$ – отношение вероятности битовой ошибки к соответствующему числу лучей на длительности информационного символа

$$F(N) = \frac{E(N)}{N}. \quad (2.3)$$

Оптимальным значением N является аргумент \hat{N} , максимизирующий функцию $F(N)$, которая характеризует эффективность использования вычислительных ресурсов имитатора.

На рис. 12 приведен график нормированной функции $F(N)$ для различных скоростей спада профиля задержки мощности.

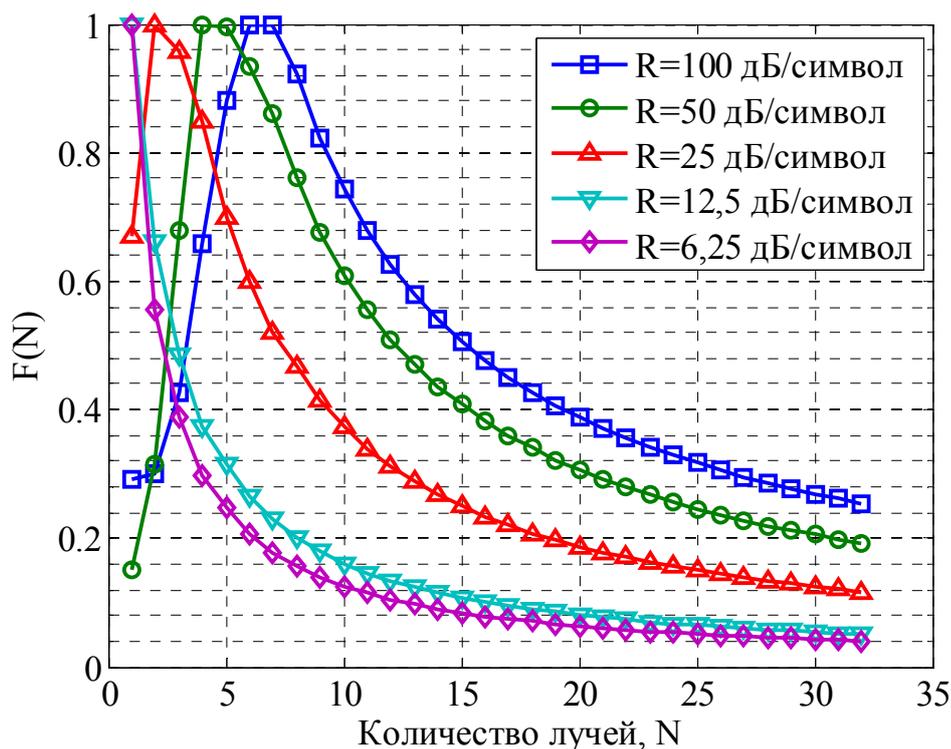


Рис. 12 График нормированной функции $F(N)$ для различных скоростей спада профиля задержки мощности.

Анализ результатов показал, что для радиоканалов с коротким, по сравнению с длительностью информационного символа, профилем задержки мощности ($R = 100$ дБ/символ) оптимальным значением параметра N является $\hat{N} = 8$. Для радиоканалов, профиль задержки мощности которых сравним с длительностью информационного символа ($R = 25$ дБ/символ, $R = 50$ дБ/символ), оптимальным диапазоном значений параметра N является диапазон от 2 до 4. В случае, если профиль задержки мощности существенно превышает длительность символа ($R = 12,5$ дБ/символ, $R = 6,25$ дБ/символ), то оптимальным значением параметра N является значение $\hat{N} = 1$.

Полученные результаты можно использовать для оценки необходимых вычислительных затрат и выбора соответствующей элементной базы для реализации аппаратного имитатора.

Рассмотрим пример расчета количества необходимых вычислительных ресурсов для реализации имитатора городского радиоканала

широкополосной системы мобильной радиосвязи. Экспериментальные исследования по измерению ИХ многолучевых радиоканалов [37] показывают, что длительность ИХ в условиях городского радиоканала может составлять до 7 мкс. В данном случае профиль задержки мощности существенно превосходит длительность информационного символа, следовательно, в соответствии с представленными выше исследованиями интервал дискретизации комплексной импульсной характеристики можно выбрать равным длительности символа – $T_d = 20$ нс (для системы с DBPSK модуляцией с полосой равной 100 МГц).

Как следует из структурной схемы (рис. 5), для реализации имитатора многолучевого канала с длительностью ИХ T_H необходимо выполнить

$K = \frac{T_H}{T_d}$ операций комплексного умножения и $K - 1$ операций комплексного

сложения. В связи с необходимостью обеспечения режима реального времени, эти операции следует производить за время равное периоду дискретизации квадратур T_K . При этом максимально допустимый период дискретизации квадратур в соответствии с теоремой Котельникова для системы с полосой 100 МГц (с учетом квадратурной обработки) определяется

как $T_K = \frac{1}{\Delta F} = 10$ нс.

Таким образом, для системы с полосой 100 МГц необходимо выполнять 350 операций комплексного умножения и 349 операций комплексного сложения за 10 нс. Подобные вычислительные затраты могут быть реализуемы с использованием технологии программируемых интегральных схем (ПЛИС).

В таблице приводится расчет необходимых вычислительных ресурсов для ПЛИС VIRTEX 6 XC6VLX240T производства компании XILINX, устанавливаемой на отладочную плату XILINX ML605. Одна операция комплексного умножения требует четырех блоков DSP48 (аппаратный умножитель разрядностью 18*25 с встроенным сумматором), работающих на

тактовой частоте 100 МГц, и одного блока DSP48 – на частоте 400 МГц [43]. Итого 350 блоков DSP48, что составляет 46% от общего числа.

Операция комплексного сложения требует двух вещественных сумматоров, каждому из которых необходимо 70 логических таблиц истинности и 91 триггер пары логическая таблица истинности – триггер. Данный сумматор так же может работать с тактовой частотой 400 МГц [44], выполняя две операции комплексного сложения за такт.

Многоотводная линия задержки с количеством отводов равным 350 и разрядностью 16 потребует еще 5600 пар логическая таблица истинности – триггер. Итого 18 338 логических таблиц истинности (12% от общего числа) и 21 480 триггеров (7% от общего числа). Общая оценка ресурсов приведена в таблице 2.

Таблица 2 Оценка ресурсов широкополосного имитатора многолучевого радиоканала с частотно-временным рассеянием.

Ресурсы ПЛИС	Необходимое количество ресурсов	Общее количество ресурсов	Доля от общего количества ресурсов
Блоки DPS48	350	768	46%
Логически таблицы истинности	18338	150720	12%
Триггеры	21480	301440	7%

Приведенный выше расчет не учитывает необходимости формирования для каждого луча комплексного случайного процесса $\hat{h}_n(t)$ (рис. 1) с заданными функциями распределения и спектральной плотности мощности. Методика синтеза данного процесса изложена в следующей главе данной диссертационной работы. Поскольку процесс узкополосный, его реализация

не потребует больших вычислительных затрат – менее 0,05% ресурсов рассматриваемой ПЛИС на один луч.

2.2 Оптимизация вычислительных ресурсов имитатора в спектральной области

2.2.1 Исследование влияния порядка ДФНЧ на энергетическую эффективность СПИ

В спектральной области важным параметром ИМР, влияющим на количество необходимых вычислительных ресурсов, является порядок доплеровского фильтра.

Работа доплеровского ФНЧ обычно осуществляется на относительно низких тактовых частотах, а далее над сигналом на его выходе производится интерполяция до частоты дискретизации квадратурных компонент сигнала на входе имитатора. С этой точки зрения, непосредственно вычислительные затраты количество операций сложения и умножения в единицу времени относительно невелико, однако с увеличением порядка фильтра резко возрастает количество памяти необходимой для хранения коэффициентов фильтра и выборок обрабатываемого сигнала. Численные оценки необходимых вычислительных ресурсов для конкретной элементной базы будут приведены в следующей главе диссертационной работы. В данном разделе работы рассматривается влияние порядка ДФНЧ на энергетическую эффективность БСПИ.

Исследование влияния порядка доплеровского фильтра на энергетическую эффективность СПИ, также производилось на модели, представленной на рис. 9, с тем отличием, что имитатор многолучевого радиоканала состоял всего лишь из одного луча, как показано на рис. 13.

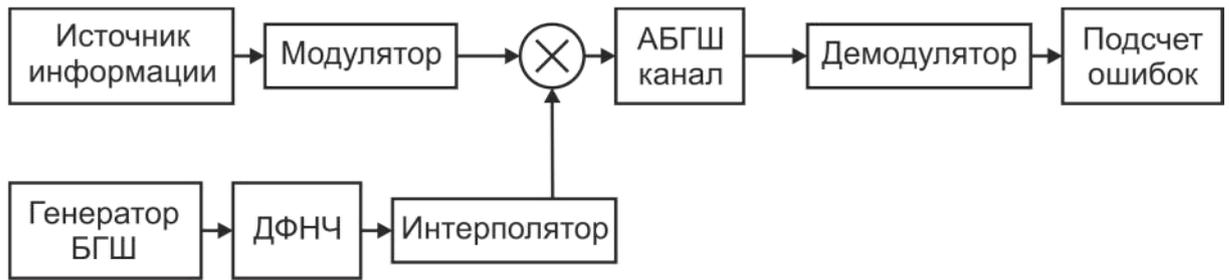


Рис. 13 Структурная схема эксперимента по оценке влияния порядка ДФНЧ на энергетическую эффективность СПИ.

На рис. 14 (а-е) показаны импульсные характеристик $h(n)$ и их спектры $H(k)$ для доплеровских ФНЧ с порядками равными соответственно 32, 64, 128, 512, 1024.

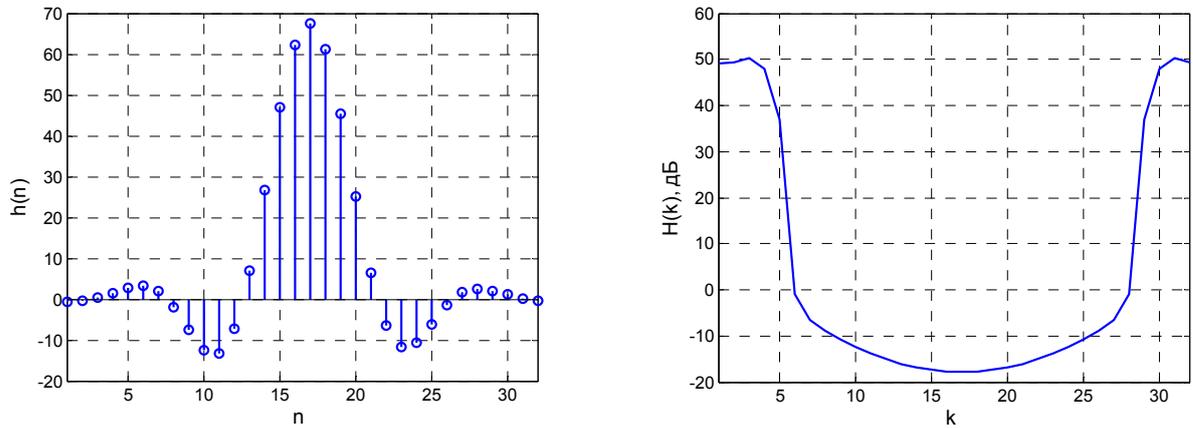


Рис. 14 а) Импульсная характеристика $h(n)$ (слева) и ее спектр $H(k)$ (справа) для ДФНЧ порядка $N = 32$.

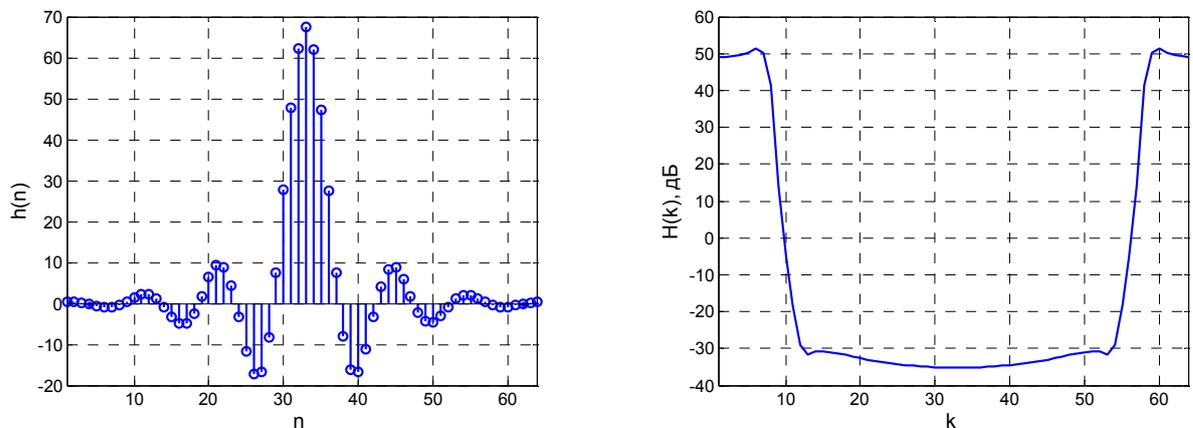


Рис. 14 б) Импульсная характеристика $h(n)$ (слева) и ее спектр $H(k)$ (справа) для ДФНЧ порядка $N = 64$.

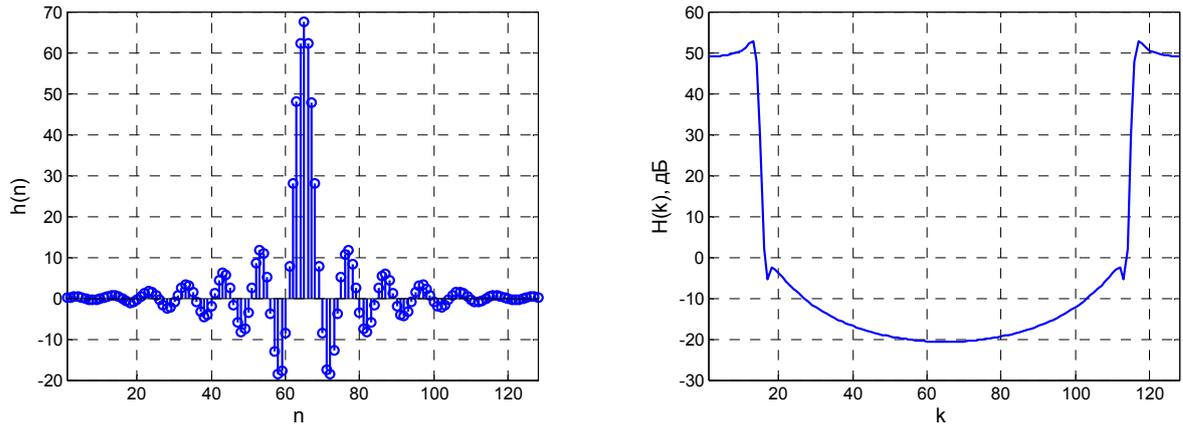


Рис. 14 в) Импульсная характеристика $h(n)$ (слева) и ее спектр $H(k)$ (справа) для ДФНЧ порядка $N = 128$.

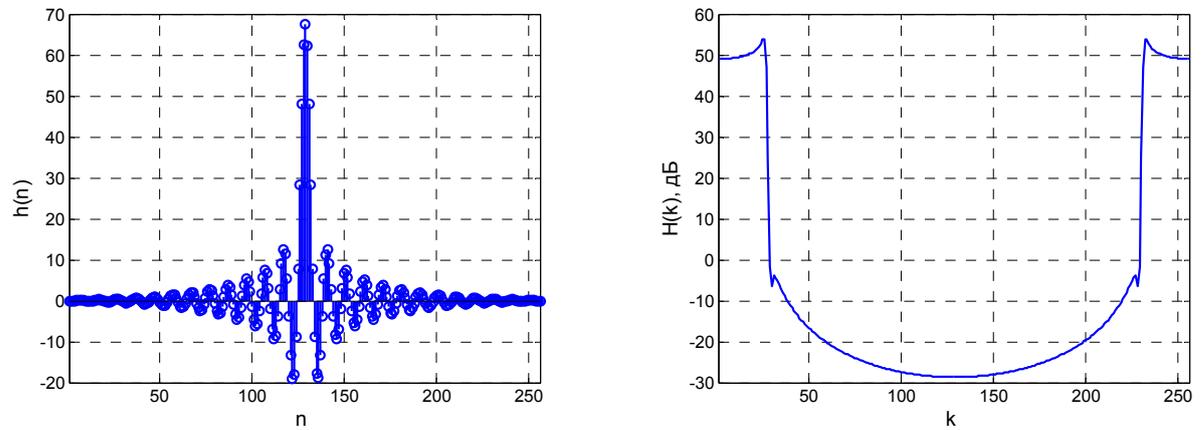


Рис. 14 г) Импульсная характеристика $h(n)$ (слева) и ее спектр $H(k)$ (справа) для ДФНЧ порядка $N = 256$.

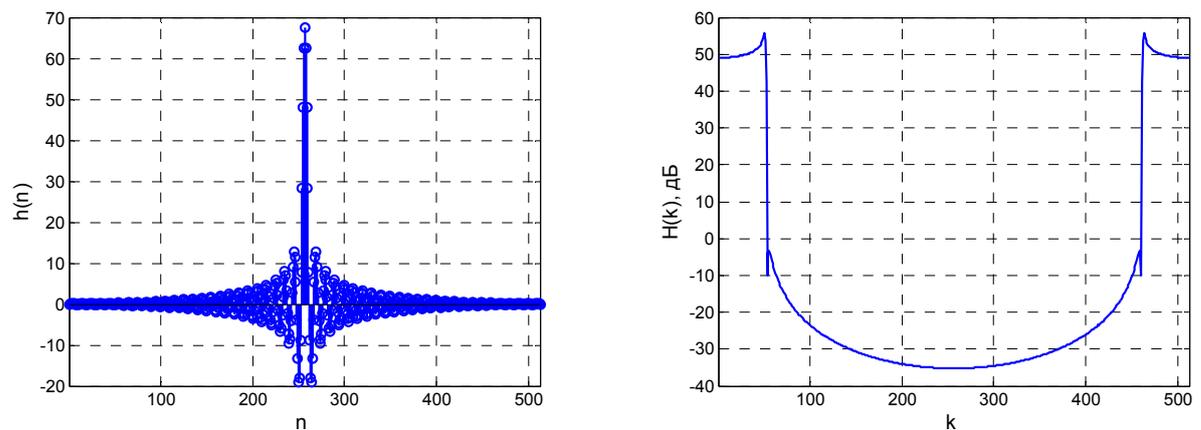


Рис. 14 д) Импульсная характеристика $h(n)$ (слева) и ее спектры $H(k)$ (справа) для ДФНЧ порядка $N = 512$.

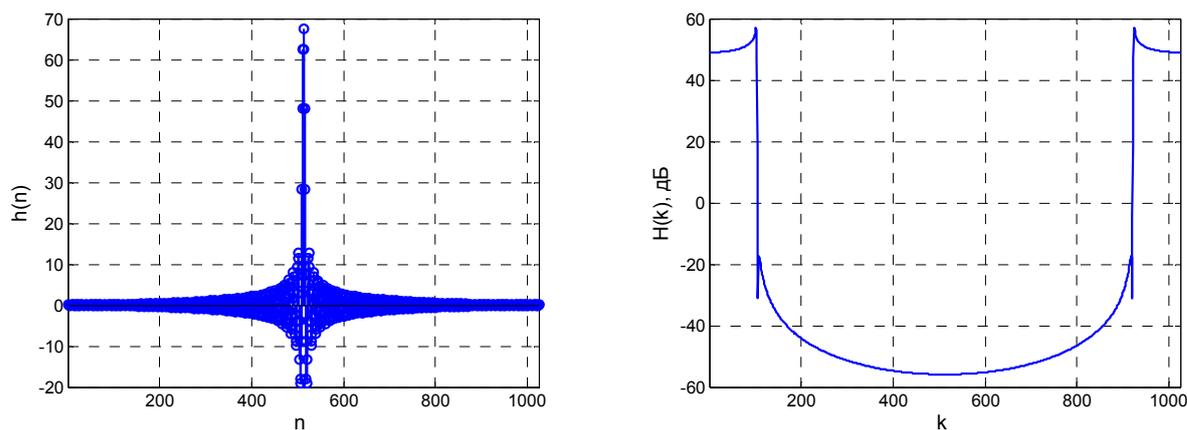


Рис. 14 е) Импульсная характеристика $h(n)$ (слева) и ее спектр $H(k)$ (справа) для ДФНЧ порядка $N = 1024$.

На рис. 15 показаны графики вероятности битовой ошибки СПИ от ОСШ для соответствующих значений порядка доплеровского фильтра при различных отношениях ширины доплеровского спектра ΔF_d к ширине полосы СПИ ΔF .

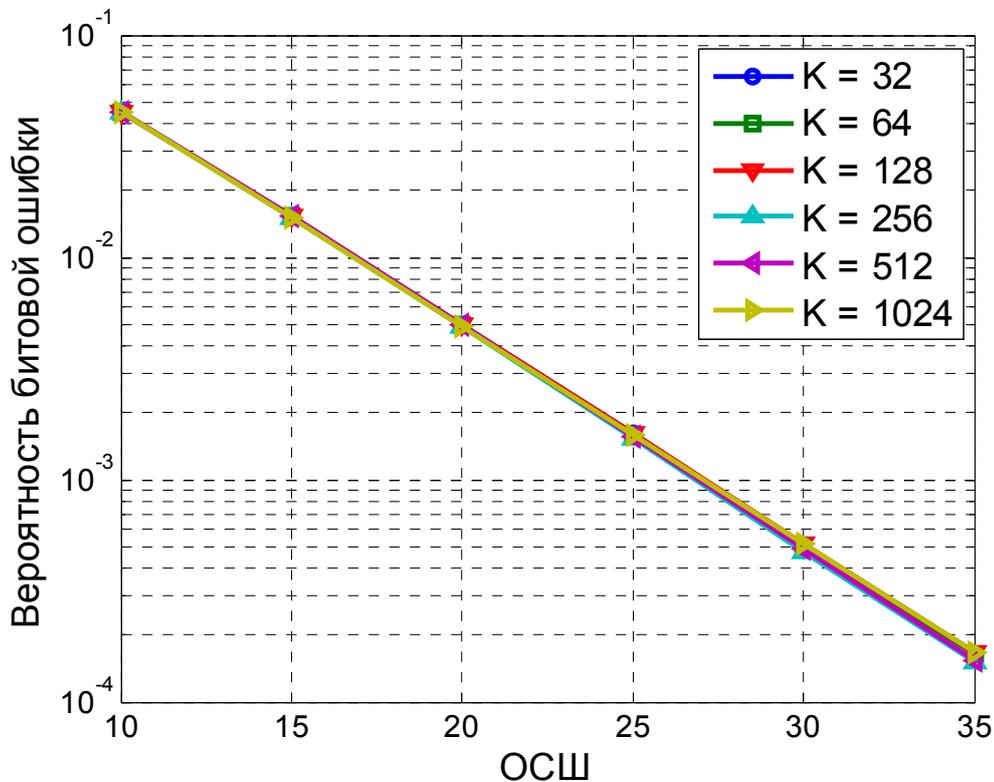


Рис. 15 а) Зависимость вероятности битовой ошибки СПИ от ОСШ для ДФНЧ порядка K при $\frac{\Delta F_d}{\Delta F} = 0,001$.

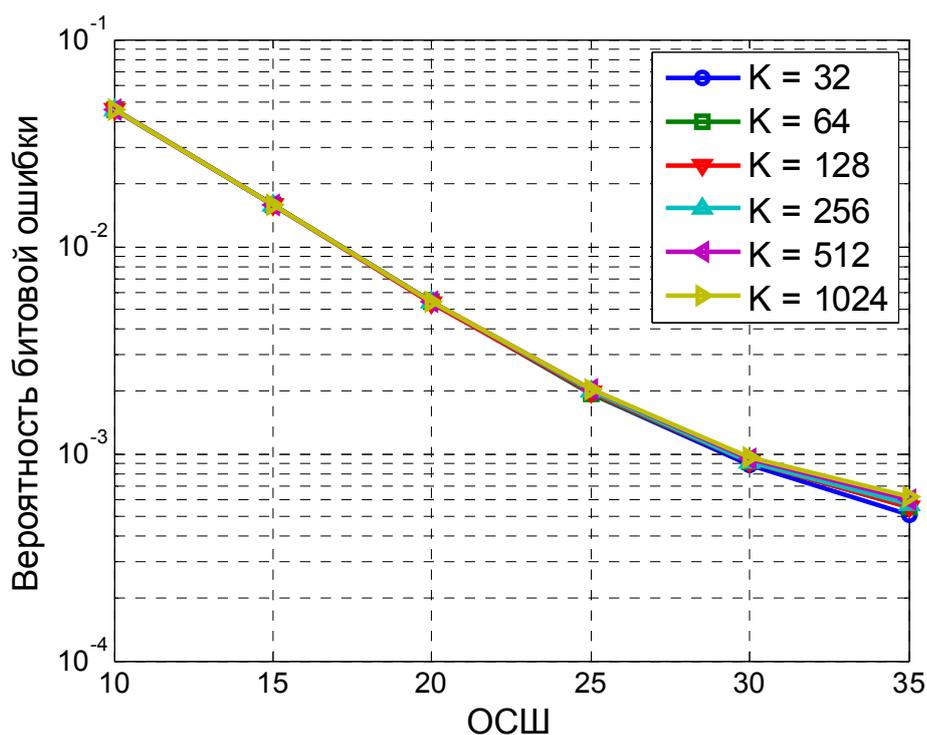


Рис. 15 б) Зависимость вероятности битовой ошибки СПИ от ОСШ для

ДФНЧ порядка K при $\frac{\Delta F_D}{\Delta F} = 0,01$.

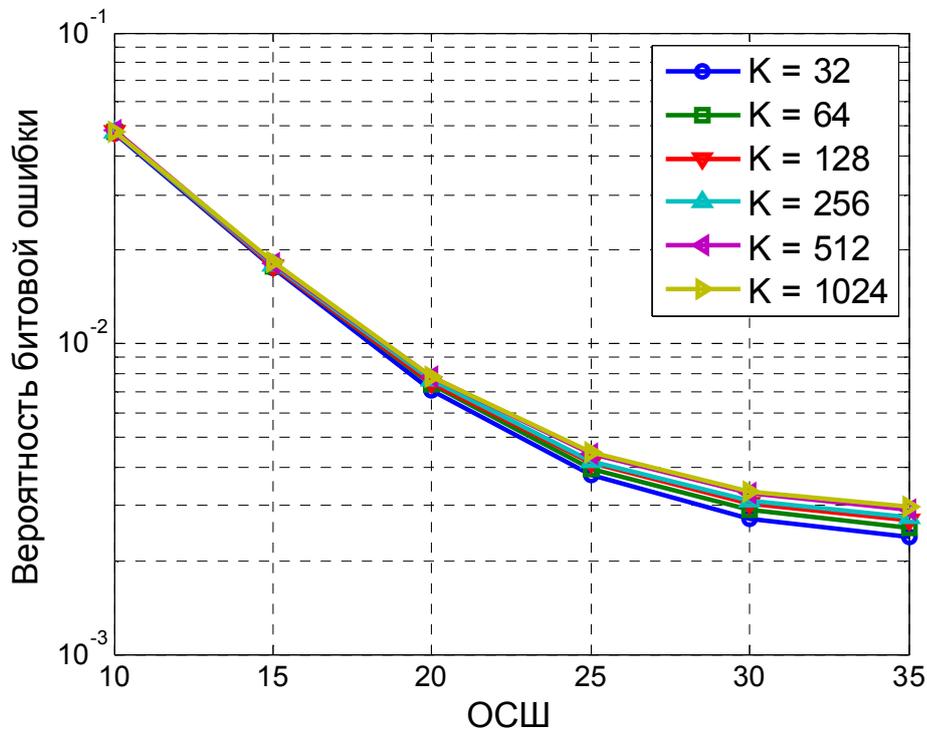


Рис. 15 в) Зависимость вероятности битовой ошибки СПИ от ОСШ для

ДФНЧ порядка K при $\frac{\Delta F_D}{\Delta F} = 0,025$.

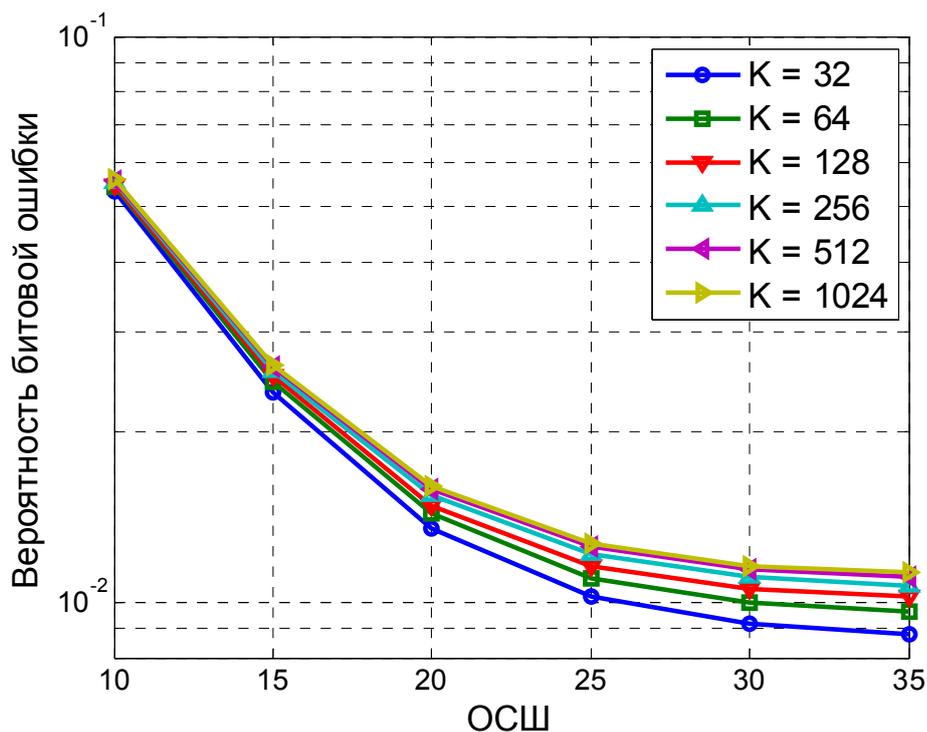


Рис. 15 г) Зависимость вероятности битовой ошибки СПИ от ОСШ для

ДФНЧ порядка K при $\frac{\Delta F_D}{\Delta F} = 0,05$.

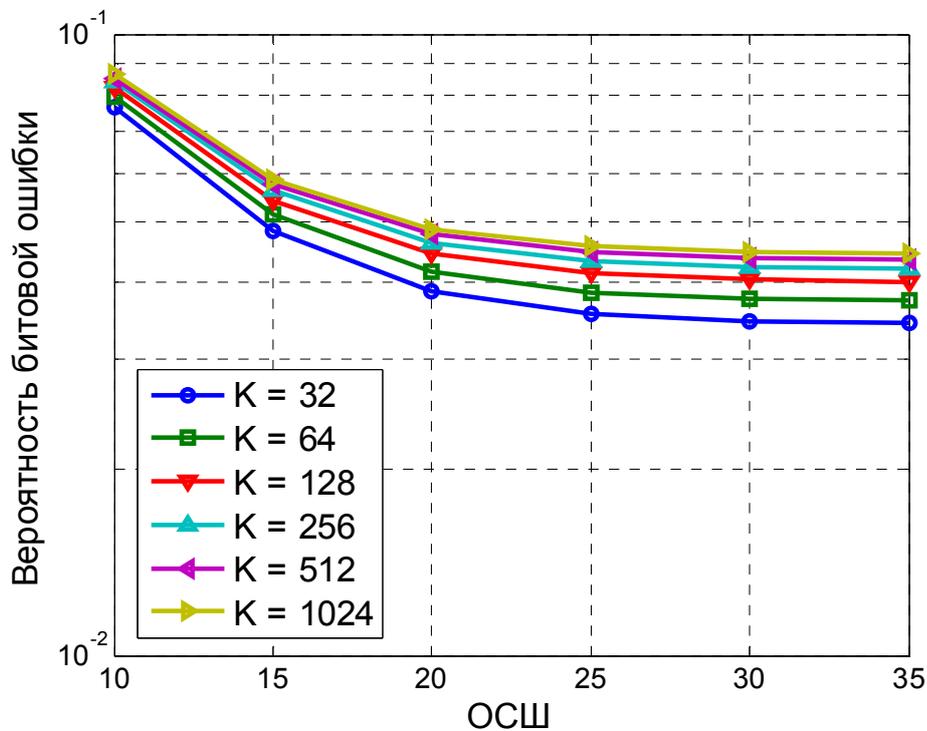


Рис. 15 д) Зависимость вероятности битовой ошибки СПИ от ОСШ для

ДФНЧ порядка K при $\frac{\Delta F_D}{\Delta F} = 0,1$.

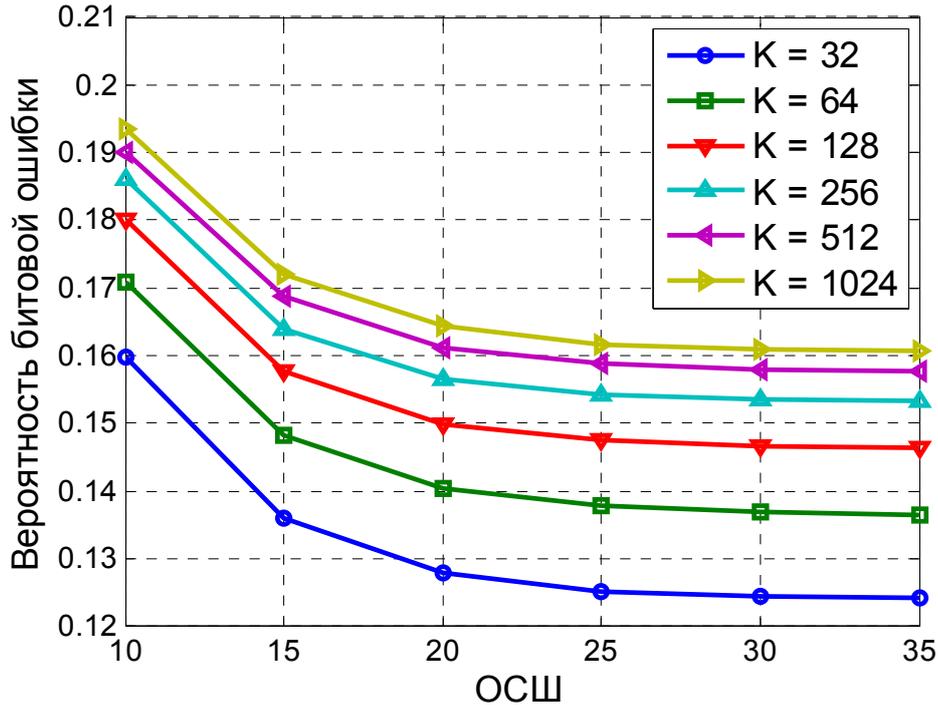


Рис. 15 е) Зависимость вероятности битовой ошибки СПИ от ОСШ для ДФНЧ порядка K при $\frac{\Delta F_d}{\Delta F} = 0,2$.

2.2.2 Критерий оптимизации вычислительных ресурсов в спектральной области

Анализ результатов показывает, что при малых значениях отношения $\frac{\Delta F_d}{\Delta F}$ ($\frac{\Delta F_d}{\Delta F} < 0,01$) увеличение порядка ДФНЧ оказывает минимальное воздействие на СПИ, однако, с увеличением отношения $\frac{\Delta F_d}{\Delta F}$ значения вероятности битовой ошибки для фильтров разных порядков существенно отличаются. С увеличением порядка фильтра увеличивается и вероятность битовой ошибки. Наиболее ярко данная зависимость проявляется в области больших значений ОСШ.

Увеличение порядка ДФНЧ с одной стороны позволяет точнее воспроизводить форму доплеровского спектра многолучевого радиоканала, определяемую выражением (1.16), а с другой стороны требует существенного

увеличения вычислительных затрат. В данной ситуации возникает вопрос о выборе оптимального значения порядка ДФНЧ.

Критерий выбора оптимального значения порядка ДФНЧ, как и в случае с выбором оптимального количества лучей, определяется выражением (2.2), в роли аргумента в данном случае выступает порядок ДФНЧ K . Таким образом, оптимальным значением порядка ДФНЧ является значение аргумента \hat{K} , максимизирующее функцию $F(K)$, которая характеризует эффективность использования вычислительных ресурсов, необходимых для реализации ДФНЧ.

На рис. 16 приведена зависимость вероятности битовой ошибки от порядка фильтра при большом ОСШ (35 дБ) и $\frac{\Delta F_D}{\Delta F} = 0,2$. При увеличении порядка фильтра с 32 до 1024 вероятность битовой ошибки увеличивается менее чем на 30 %. Воспользовавшись предложенным критерием, получим, что оптимальным, с точки зрения отношения вероятности битовой ошибки к порядку ДФНЧ является – 32 (см. рис. 17). Таким образом, для физически реализуемых значениях отношения $\frac{\Delta F_D}{\Delta F}$ система связи оказывается не чувствительной к порядку доплеровского фильтра, что позволяет отказаться от использования фильтров высоких порядков, и тем самым снизить вычислительные затраты.

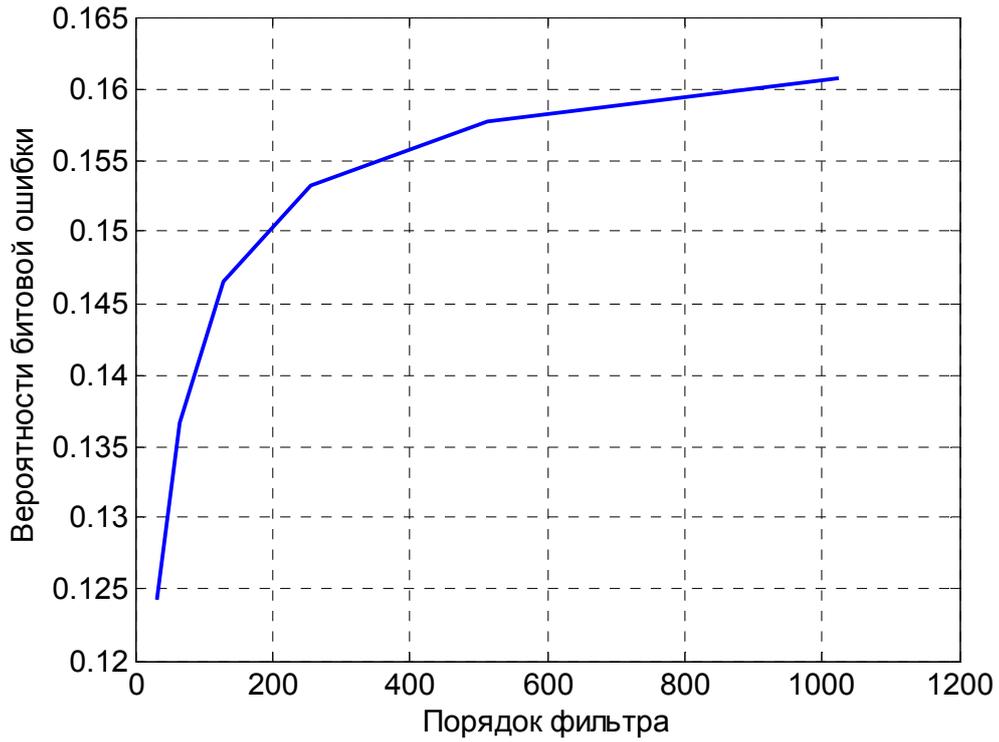


Рис. 16 График зависимости вероятности битовой ошибки от порядка ДФНЧ

при ОСШ равном 35 дБ и $\frac{\Delta F_d}{\Delta F} = 0,2$.

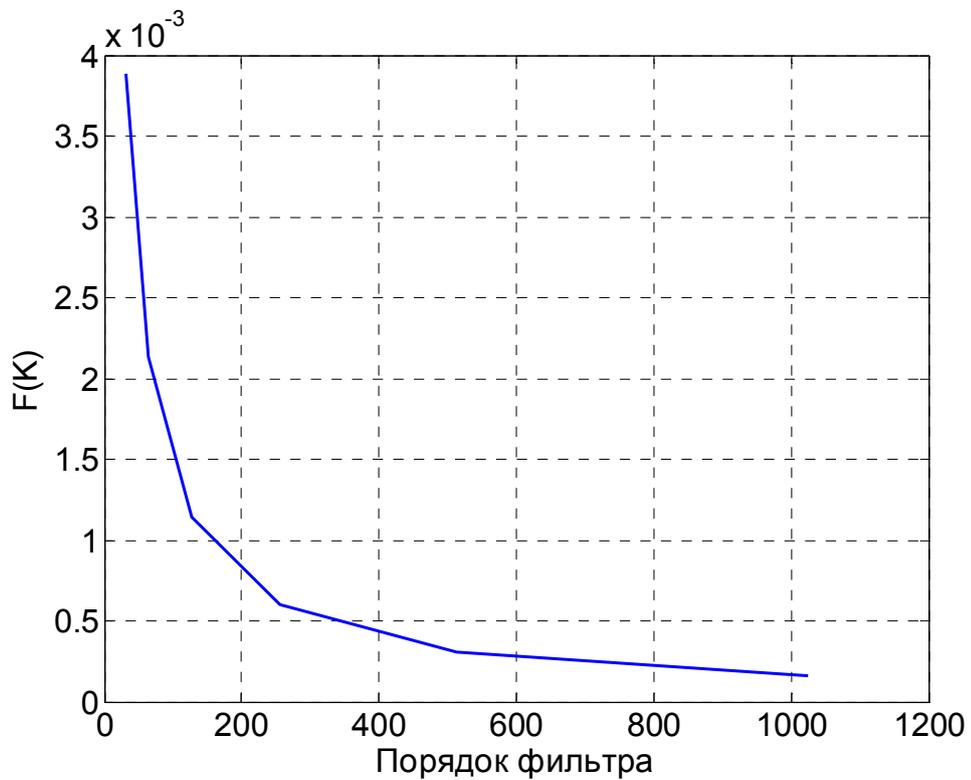


Рис. 17 График функции $F(K)$ при ОСШ (35 дБ) и $\frac{\Delta F_d}{\Delta F} = 0,2$.

Выводы

1. Предложен принцип, построения аппаратного имитатора радиоканала с частотно-временным рассеянием, отличающийся от известных учетом, как свойств радиоканала, так и характеристик сигнала системы радиосвязи, который позволяет повысить эффективность использования вычислительных ресурсов имитатора.

2. Интервал дискретизации комплексной импульсной характеристики многолучевого радиоканала оказывает существенное влияние на энергетическую эффективность исследуемой системы передачи информации. Вероятность битовой ошибки может изменяться на несколько порядков в зависимости от интервала дискретизации при фиксированной форме профиля задержки мощности.

3. Оптимизации интервала дискретизации комплексной импульсной характеристики радиоканала по критерию максимума эффективности использования вычислительных ресурсов позволяет в 2 раза снизить вычислительные затраты имитатора, по сравнению с классическим подходом к выбору интервала дискретизации ИХ, для случаев когда длительность импульсной характеристики радиоканала существенно превышает длительность информационного символа. Для случаев, когда длительность импульсной характеристики радиоканала сравнима или меньше длительности информационного символа вычислительные затраты возрастают, по сравнению с классическим подходом к выбору интервала дискретизации ИХ, однако, за счет более короткого интервала дискретизации повышается адекватность моделирования.

4. Порядок доплеровского фильтра, при физически реализуемых значениях отношения ширины доплеровского спектра к ширине полосы радиосигнала $\frac{\Delta F_D}{\Delta F}$, оказывает незначительное влияние на энергетическую эффективность исследуемой системы передачи информации, что позволяет отказаться от использования фильтров высоких порядков, и тем самым

снизить вычислительные затраты имитатора. Как показывает расчет экономия вычислительных ресурсов может составлять более, чем в 20 раз (при сравнении фильтра 32-го порядка с фильтром 1024-го порядка).

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА И РЕАЛИЗАЦИЯ ИМИТАТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА С ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫМ РАССЕЙЯНИЕМ

3.1 Выбор элементной базы для реализации широкополосного имитатора многолучевого радиоканала

В качестве элементной базы для цифрового имитатора многолучевого радиоканала в настоящее время экономически эффективным является использование цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) и программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Однако, область применения ЦСП ограничивается узкополосными имитаторами с полосой менее 1 МГц, что обусловлено относительно низкой производительностью современных процессоров [45, 46].

В данной главе диссертационной работы рассматривается разработка широкополосного имитатора с полосой до 130 МГц, в качестве цифрового вычислительного ядра использована микросхема ПЛИС фирмы XILINX семейства VIRTEX6 [47], входящая в состав отладочного комплекта XILINX VIRTEX 6 FPGA ML 605 Evaluation Kit [48].

В качестве аналого-цифрового преобразователя (АЦП) использован АЦП фирмы Texas Instruments ADC083000 [49]. В качестве цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) использован ЦАП фирмы Analog Devices AD9739 [50]. Тактирование всей системы осуществляется синтезатором частоты (СЧ) фирмы Analog Devices ADF4350 [51]. АЦП, ЦАП и СЧ установлены на плату ADA605 производства малого инновационного предприятия ООО «ИМТ» г. Ярославль [52] (см. рис. 18). Плата ADA605 подключается к отладочной плате ML605 через два FMC разъема, как показано на рис. 19.

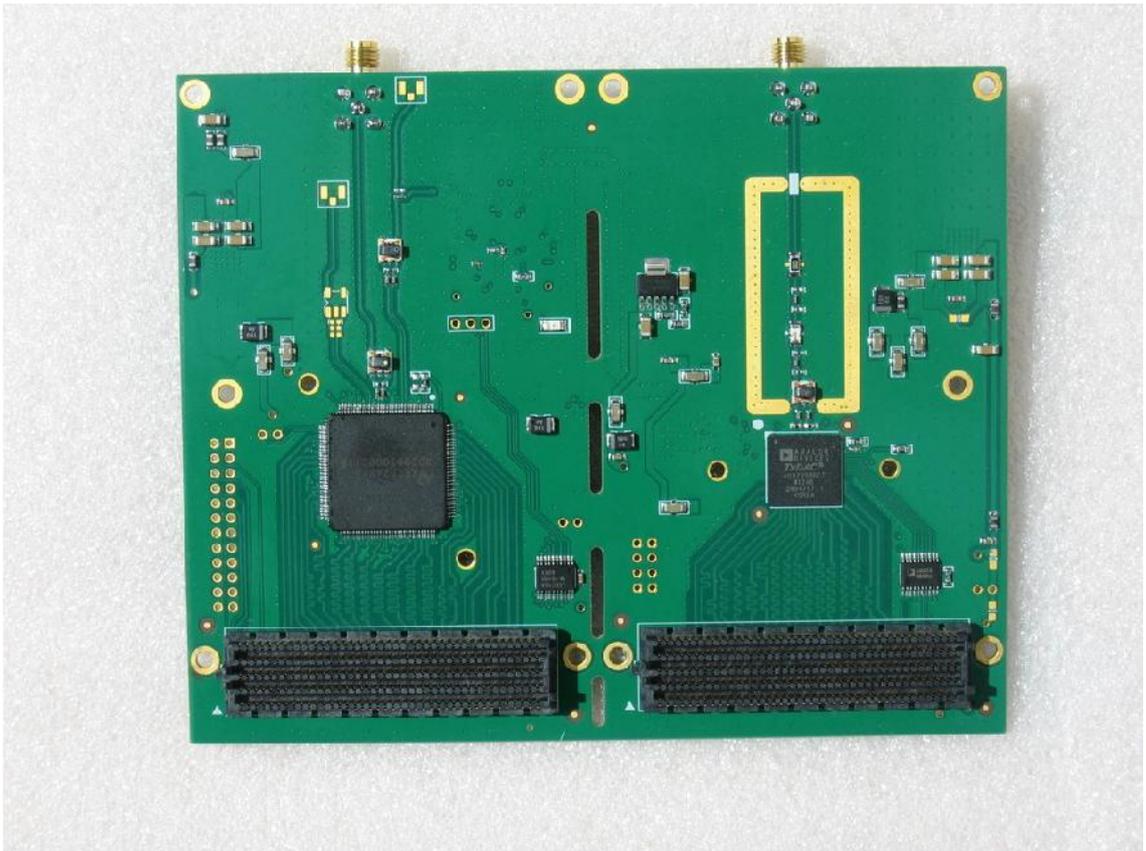


Рис. 18 Плата ADA605 с АЦП, ЦАП и СЧ.

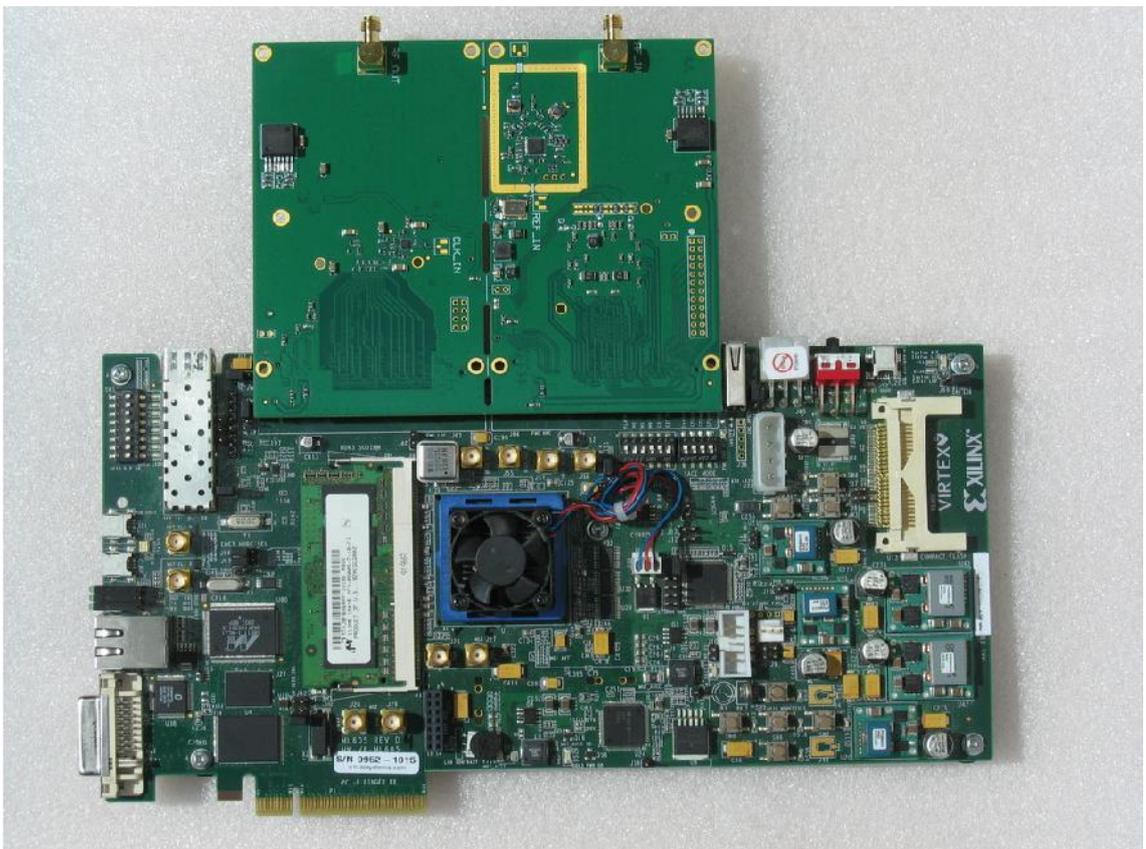


Рис. 19 Отладочная плата ЦОС Xilinx ML 605 с модулями АЦП и ЦАП.

В таблице 3 приведены основные технические характеристики АЦП и ЦАП. Данные преобразователи за счет большой аналоговой полосы пропускания позволяют производить обработку сигнала в 3-х зонах Найквиста, обеспечивая диапазон рабочих частот имитатора от 10 до 3000 МГц.

Таблица 3 Технические характеристики АЦП и ЦАП.

Тип преобразователя	Наименование	Производитель	Разрядность	Максимальная частота преобразования	Полоса пропускания
АЦП	ADC083000	Texas Instruments	8	3,0 ГГц	3,0 ГГц
ЦАП	AD9739	Analog Devices	14	2,4 ГГц	3,0 ГГц

Ограничение на максимальную частоту дискретизации имитатора накладывает ЦАП, максимальная частота преобразования которого составляет 2,4 ГГц. Синтезатор ADF4350 обеспечивает синтез частот в диапазоне от 2,2 ГГц до 4,4 ГГц, таким образом, тактовая частота работы имитатора может находиться в диапазоне от 2,2 ГГц до 2,4 ГГц. Выбор значения тактовой частоты осуществляется исходя из значений несущей частоты и ширины полосы обрабатываемого сигнала. На рис. 20 показан график СПМ фазового шума СЧ ADF4350 на частоте 2,2 ГГц (верхняя кривая).

Необходимо отметить, что максимальная тактовая частота ПЛИС Virtex 6 в зависимости от конкретных ресурсов составляет примерно 600 МГц, в связи с этим АЦП обладает 4-мя выходными портами, данные по которым передаются в режиме с удвоенной скоростью передачи (DDR) на частоте равной $\frac{F_{\text{АЦП}}}{4}$, а ЦАП, аналогично – 2-мя портами с частотой равной

$\frac{F_{ЦАП}}{2}$. На ПЛИС осуществляется параллельная обработка по 8 выборок за такт на тактовой частоте $\frac{F_{АЦП}}{8}$

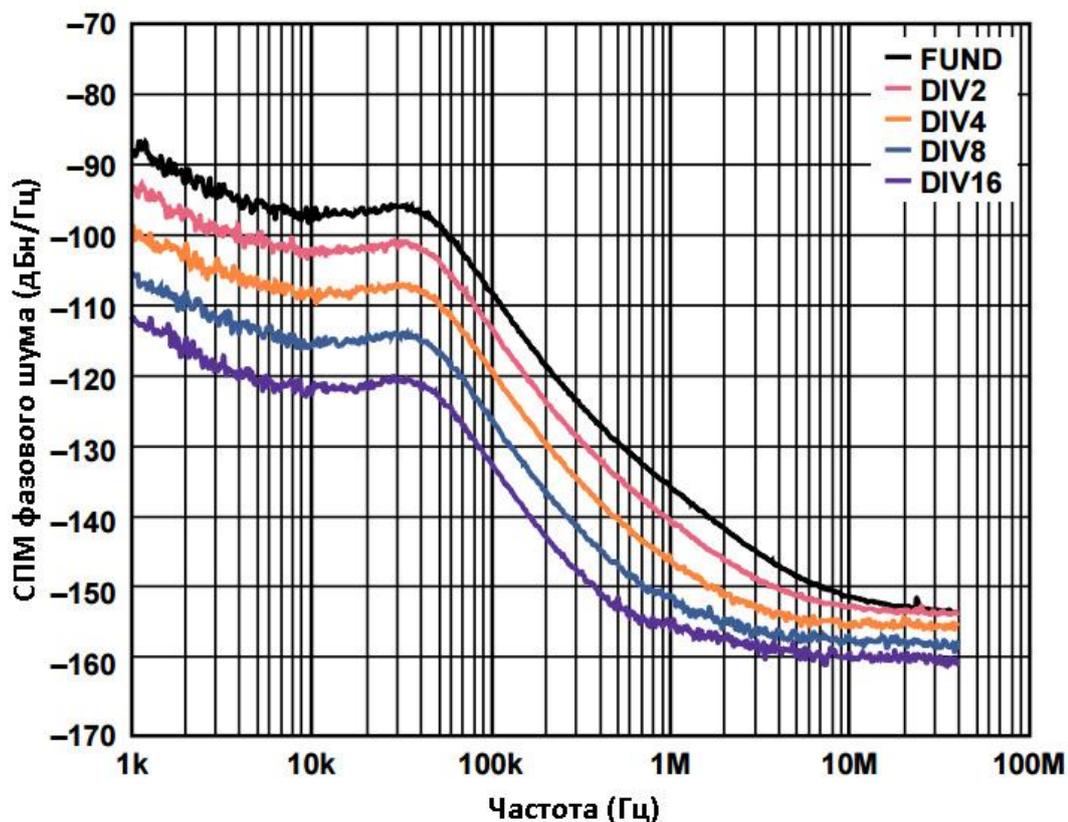


Рис. 20 График СПМ фазового шума СЧ ADF4350 на частоте 2,2 ГГц (верхняя кривая) [52].

3.2 Вычислительные ресурсы ПЛИС XILINX Virtex 6

В данном разделе диссертационной работы производится обзор вычислительных ресурсов ПЛИС, необходимых для реализации имитатора. К таким ресурсам относятся: конфигурируемые логические блоки (CLB), блоки цифровой обработки сигналов (DSP48), блоки памяти (BRAM); также в ПЛИС находятся такие ресурсы как блоки ввода-вывода (IOB), блоки синхронизации (DCM и PLL), различные приемо-передатчики и т.д., которые не имеют непосредственного отношения к реализации имитатора, поэтому в рамках данной работы будем рассматривать только первые три группы

ресурсов. На рис. 21 приведена упрощенная структурная схема ПЛИС, на которой показано относительное расположение различных ресурсов.

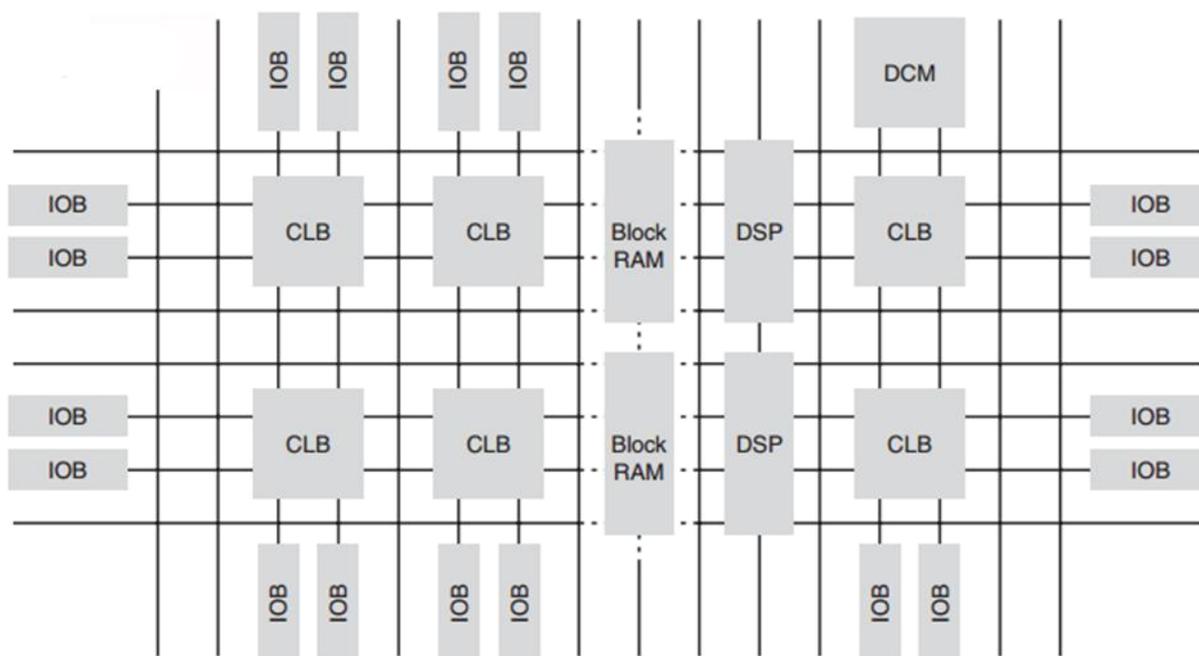


Рис. 21 Упрощенная структурная схема ПЛИС [54].

Конфигурируемые логические блоки и блоки цифровой обработки сигналов можно сравнить с арифметико-логическими устройствами (АЛУ) обычных процессоров, в том смысле, что они могут быть запрограммированы на выполнение обычных логических и арифметических операций, однако в отличие от АЛУ, архитектура которых фиксирована и предназначена для решения различных задач, CLB могут быть сконфигурированы на выполнение конкретных задач, что позволяет повысить эффективность и быстродействие [53].

На рис. 22 приведена структурная схема конфигурируемого логического блока, каждый блок подключен к так называемой коммутационной матрице, обеспечивающей соединение с другими ресурсами ПЛИС, и содержит две секции (Slice) и цепи ускоренного переноса (CIN, COUT).

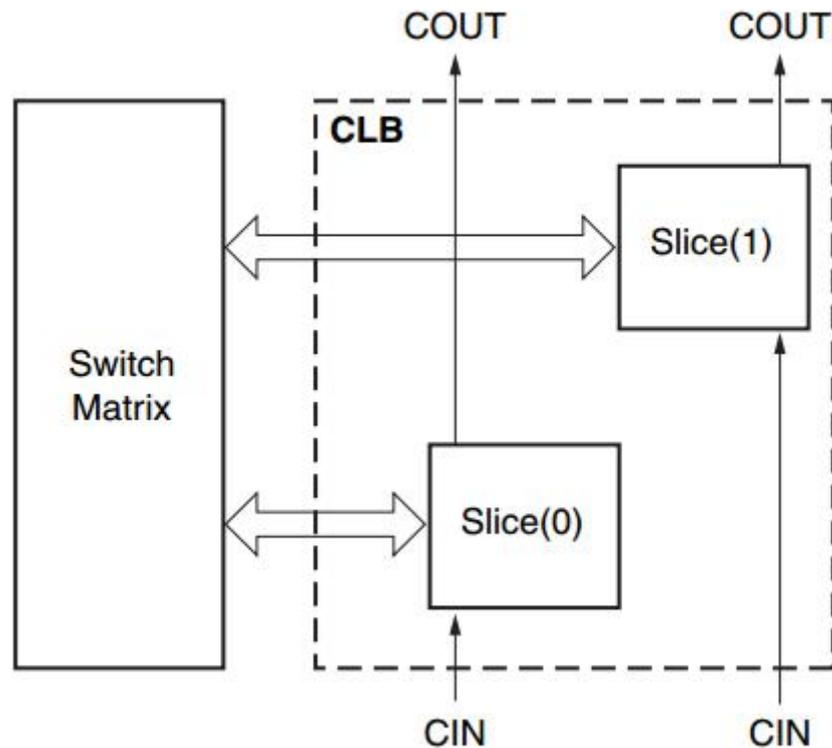


Рис. 22 Упрощенная структурная схема ПЛИС [54].

Секции бывают двух видов SLICEL и SLICEM, каждая из них содержит 4 генератора логических функций или логическую таблицу истинности (LUT), 8 триггеров, мультиплексоры и логику переноса. Оба типа секций предоставляют возможность реализации логических, арифметических операций и постоянно-запоминающих устройств (ПЗУ), однако, секции SLICEM также возможно использовать распределенных оперативно-запоминающих устройств (ОЗУ) и 32-х разрядных сдвиговых регистров. Структурная схема секции SLICEM приведена на рис. 23.

Генераторы логических функций в ПЛИС VIRTEX 6 реализованы в виде логических таблиц истинности, которые имеют 6 независимых входов (A1 – A6) и 2 независимых выхода (O5, O6). Каждый LUT можно запрограммировать на реализацию одной или двух Булевских функций 6 или 5 переменных соответственно.

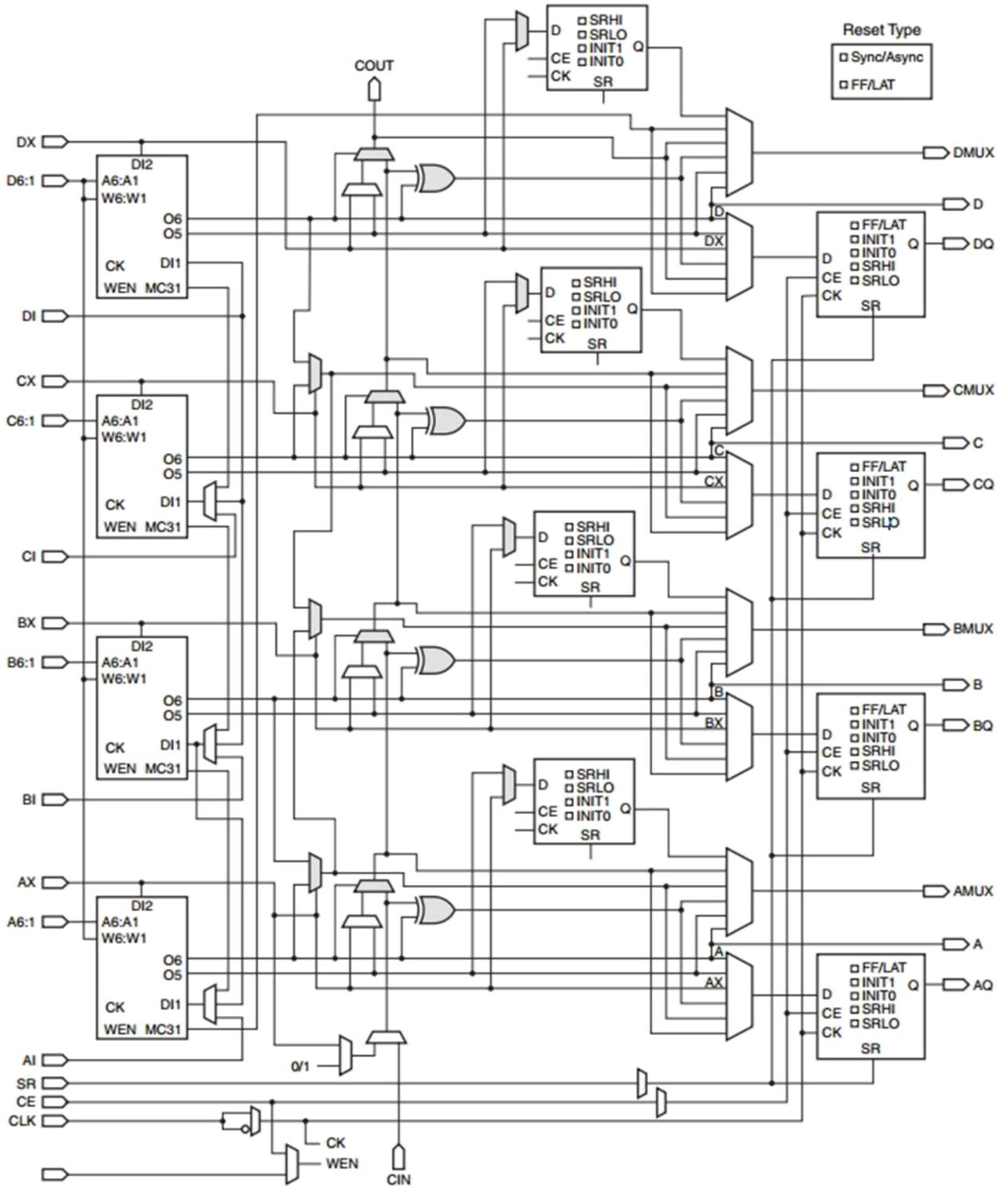


Рис. 23 Структурная схема секции SLICEM [54].

Всего рассматриваемая ПЛИС Virtex 6 VLX240T содержит 37680 конфигурируемых логических блока, 150720 логических таблиц истинности и 301440 триггеров.

Еще одним важным вычислительным ресурсом ПЛИС является блок ОЗУ (BRAM), который показан на рис. 25. Общий объем памяти блока составляет 36 кбит. Доступ к памяти осуществляется по двум независимым портам А и В. Всего рассматриваемая ПЛИС Virtex 6 VLX240Т содержит 416 блоков BRAM [55].

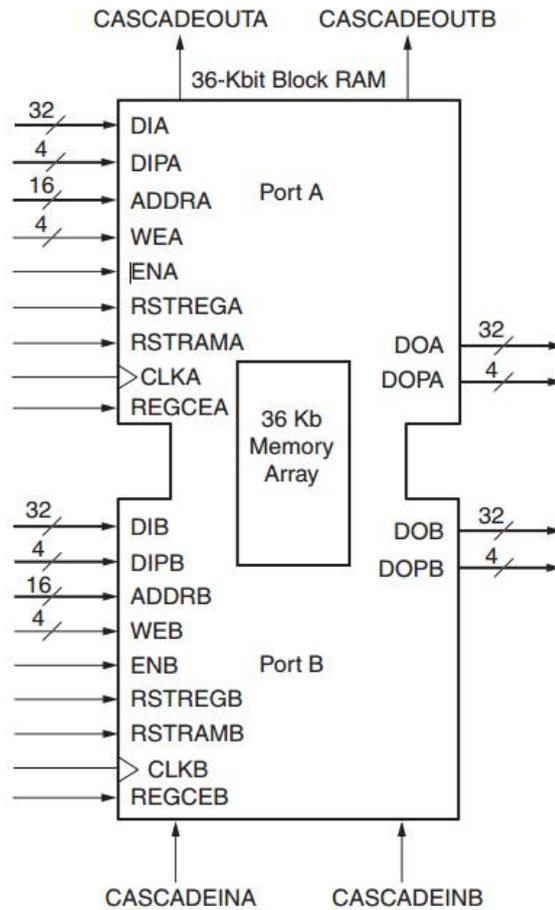


Рис. 25 Блок ОЗУ (BRAM) [57].

В таблице 4 отражено общее количество вычислительных ресурсов ПЛИС Virtex 6 VLX240Т, используемых для реализации имитатора.

Таблица 4 Вычислительные ресурсы ПЛИС Virtex 6 VLX240T.

Вид вычислительных ресурсов	Количество
LUT	150720
Триггеры	301440
DSP48	768
BRAM	416

3.3 Описание архитектуры имитатора многолучевого радиоканала.

На рис. 26 приведена структурная схема имитатора, реализованного на рассмотренной в предыдущем разделе аппаратной платформе. Выборки сигнала с АЦП в цифровой форме поступают на квадратурный демодулятор (КД), который осуществляет преобразование сигнала в базовую полосу частот. С КД сигнал поступает на дециматор, выполняющий понижение частоты дискретизации сигнала в 8 раз. Далее сигнал поступает на имитатор многолучевого радиоканала, с выхода которого подается на интерполятор, который повышает частоту дискретизацию в 8 раз. Далее сигнал квадратурным модулятором преобразуется на радиочастоту и передается на ЦАП. В роли тактового генератора всей системы выступает СЧ ADF4350. Управление параметрами имитатора (частоты КД и КМ, частота тактового генератора, режимы работы АЦП и ЦАП, характеристики имитируемого радиоканала и т.д.) производится встраиваемым микропроцессорным ядром Microblaze [56] в соответствии с командами приходящими по внешнему интерфейсу Ethernet 1000 Base-T.

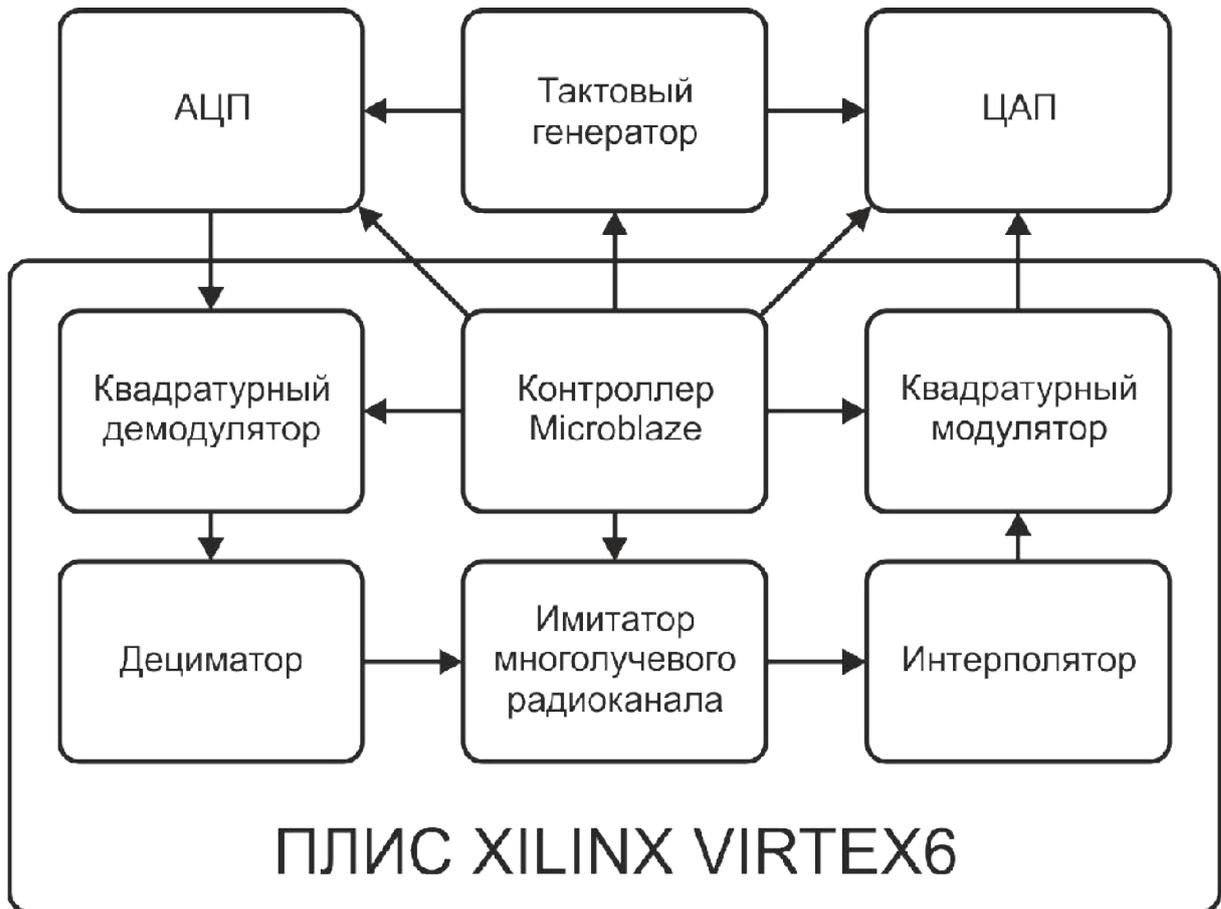


Рис. 26 Структурная схема имитатора, реализованного на отладочной плате Xilinx ML 605.

На рис. 27 показана структурная схема реализации имитатора многолучевого радиоканала на базе ПЛИС Xilinx Virtex 6. В состав имитатора входят многоотводная линия задержки с регулируемой длиной отвода, комплексные умножители и сумматор

Управление задержками

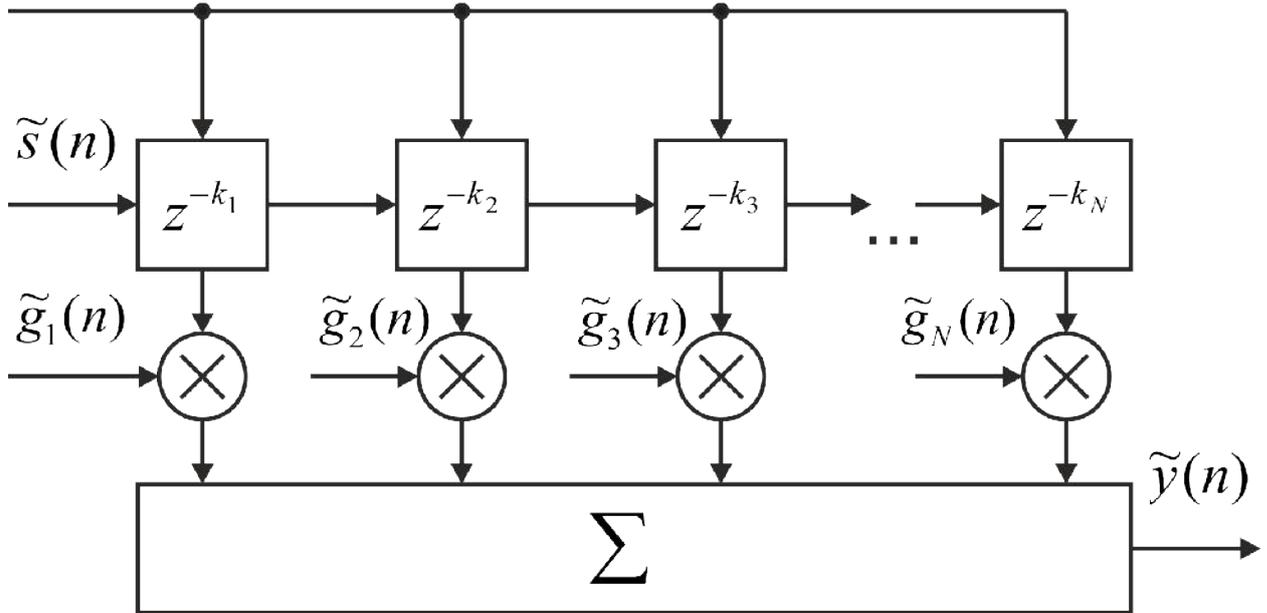


Рис. 27 Структурная схема имитатора многолучевого радиоканала.

3.3.1 Реализация квадратурного модулятора и демодулятора на ПЛИС

На рис. 28 показана классическая структурная схема цифрового квадратурного демодулятора, состоящего из АЦП, 2-х умножителей, цифрового вычислительного синтезатора (ЦВС) и 2-х фильтров нижних частот (ФНЧ). Аналоговый сигнал на АЦП преобразуется в цифровой, а затем производится перемножение цифрового сигнала на синус и косинус, синтезируемые ЦВС. ФНЧ используется для подавления суммарной составляющей на выходе умножителей.

Особенностью реализации КД на рассматриваемой аппаратной платформе является различие между частотой дискретизации АЦП и тактовой частотой работы ПЛИС. Частота дискретизации АЦП в 8 раз превышает тактовую частоту ПЛИС. Таким образом, КД должен производить обработку 8 отсчетов сигнала за один такт. Данная задача решается применением параллельной обработки с децимацией сигнала в 8 раз.

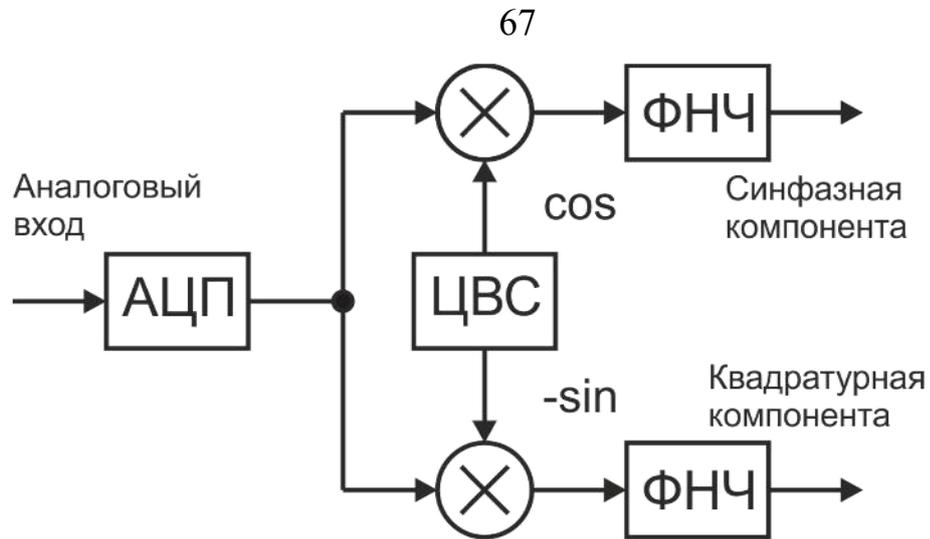


Рис. 28 Структурная схема цифрового квадратурного демодулятора.

Рассмотрим реализацию ЦВС, который производит синтез 8 отсчетов сигнала за один такт работы ПЛИС. Структурная схема данного синтезатора приведена на рис. 29.

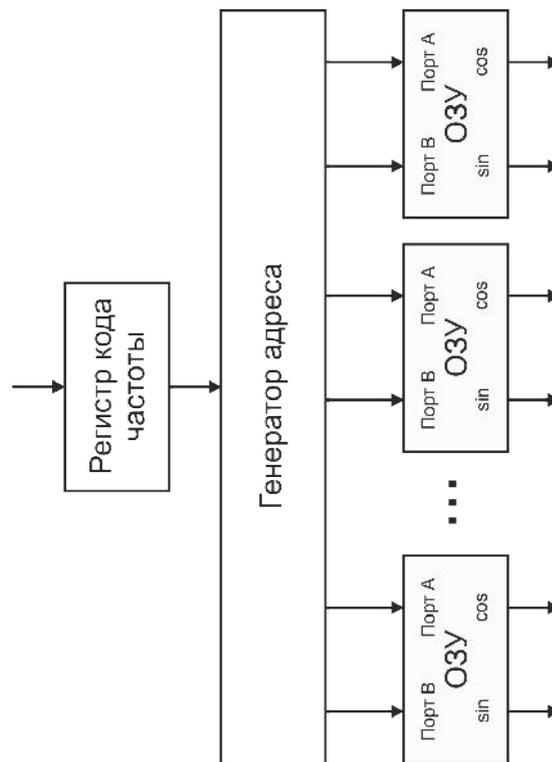


Рис. 29 Структурная схема ЦВС синтезирующего 8 отсчетов синуса и косинуса за один такт.

Принцип работы представленного ЦВС аналогичен классической реализации, согласно которой синтезатор реализуется на элементе ОЗУ, в котором хранится периода (четверть периода) косинуса, и генераторе адреса для ОЗУ [57]. Отличие состоит лишь в наличии 8 ОЗУ, которые позволяют синтезировать 8 отсчетов синуса и косинуса за один такт. Реализация блоков ОЗУ производилась с использованием готовых параметризуемых ядер LogiCORE IP DDS Compiler v4.0 [58]. Данное ядро хранит в памяти лишь четверть периода косинуса и применяет коррекцию рядом Тейлора для снижения уровня паразитных дискретных составляющих в спектре сигнала. На каждый канал ЦВС требуется 3 блока DSP48 и 0,5 блока ОЗУ. Всего на реализацию ЦВС потребовалось 25 блоков DSP48 и 4 блока ОЗУ, один дополнительный блок DSP48 задействован в качестве сумматора в генераторе адреса, для повышения быстродействия схемы.

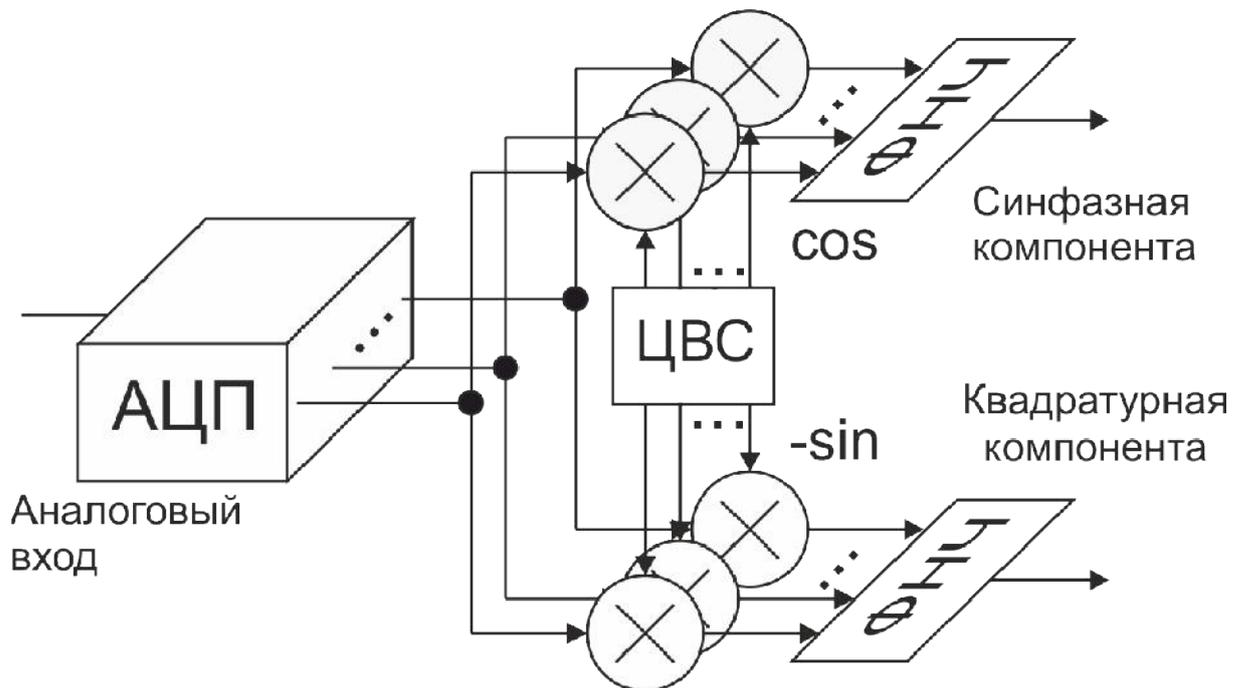


Рис. 30 Квадратурный демодулятор с обработкой 8 отсчетов за такт.

На рис. 30 представлена структура модифицированного квадратурного демодулятора с параллельной обработкой 8 отсчетов АЦП за 1 такт работы ПЛИС. ФНЧ реализован в виде каскадного интегрально-гребенчатого

фильтра понижающего частоту дискретизации сигнала до значения $\frac{F_{\text{АЦП}}}{8}$. Понижение частоты дискретизации позволяет существенно снизить количество вычислительных ресурсов для реализации имитатора.

Реализация квадратурного модулятора осуществляется аналогичным образом: синфазная и квадратурная компоненты сигнала, с частотой дискретизации $\frac{F_{\text{АЦП}}}{8}$ поступают на 2 каскадных интегрально-гребенчатых фильтра, повышающих частоту дискретизации до значения $F_{\text{ЦАП}} = F_{\text{АЦП}}$. Далее синфазная компонента сигнала умножается на косинус несущей частоты, синтезируемый ЦВС, квадратурная – на синус. Результат произведений суммируется и подается на ЦАП. Структурная схема КМ показана на рис. 31.

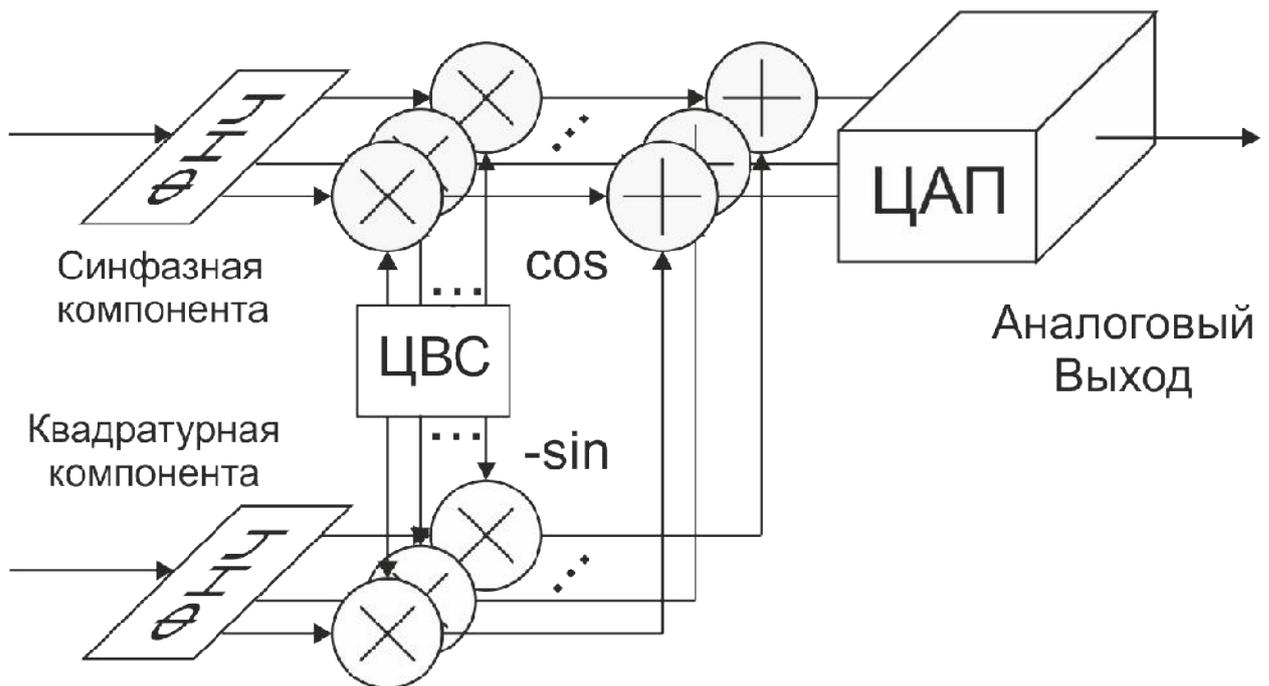


Рис. 31 Квадратурный модулятор с обработкой 8 отсчетов за такт.

В таблице 5 приведены результаты оценки количества вычислительных ресурсов ПЛИС, использованных для реализации квадратурного модулятора.

Таблица 5 Оценка вычислительных ресурсов КМ и КД.

	DSP48		BRAM		LUT		Регистры	
	Абс. зн.	Отн. зн. (%)	Абс. зн.	Отн. зн. (%)	Абс. зн.	Отн. зн. (%)	Абс. зн.	Отн. зн. (%)
КД	41	5,1	4	0,96	2226	1,4	6268	2,1
КМ	49	6	4	0,96	2140	1,4	6598	2,1

3.3.2 Реализация многоотводной линии задержки на ПЛИС

Наиболее экономичным, с точки зрения использования вычислительных ресурсов, подходом к реализации многоотводной линии задержки на ПЛИС является каскадирование стандартных библиотечных элементов SRLC32E. Данный элемент реализуется с использованием 1-го LUT секции SLICEM входящей в состав конфигурируемого логического блока (CLB) ПЛИС.

Структурная схема элемента SRLC32E показана на рис. 32 [59, 60].

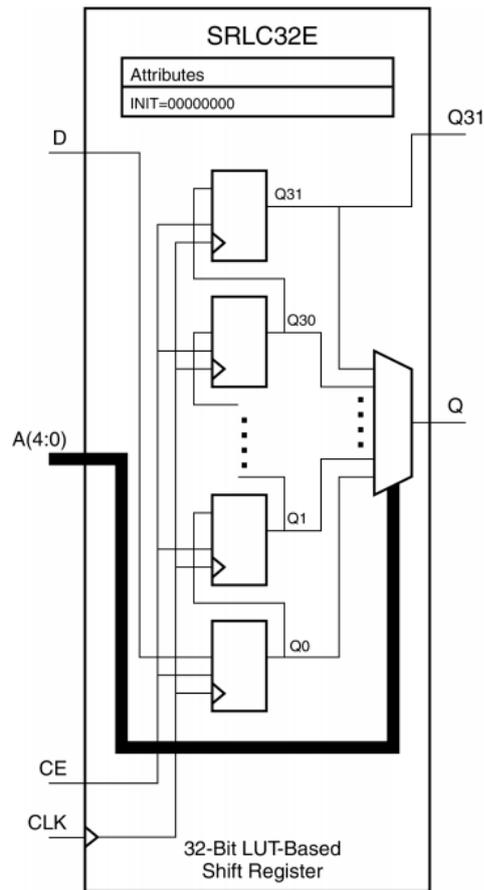


Рис. 32 Структурная схема элемента SRLC32E [61].

Данный элемент представляет собой 32-разрядный сдвиговый регистр. Сигнал на входе D поступает на каскад из 32 последовательно включенных D-триггеров, тактирование которых осуществляется сигналом CLK . Каждый из триггеров подключен к мультиплексору 32 в 1, управление которым осуществляется сигналом на входе $A(4:0)$. Элемент SRLC32E имеет два выхода Q – выход мультиплексора и $Q31$ – выход последнего D-триггера, обеспечивающий возможность объединения нескольких сдвиговых регистров в один. Таким образом, величина задержки сигнала на выходе Q определяется сигналом на входе $A(4:0)$ и может варьироваться от 1 до 32 тактов сигнала на входе CLK .

Для реализации комплексной многоотводной линии задержки на каждый отвод потребуются $2n$ сдвиговых регистров и столько же триггеров, где n – разрядность шины данных. Триггер включается после каждого

сдвигового регистра для улучшения временных характеристик схемы. В таблице 6 приведена оценка использования ресурсов ПЛИС при реализации комплексной линии задержки в 16 отводов разрядностью равной 16.

Таблица 6 Оценка использования ресурсов ПЛИС для реализации комплексной линии задержки в 16 отводов разрядностью равной 16.

LUT		Регистры	
Абс. зн.	Отн. зн. (%)	Абс. зн.	Отн. зн. (%)
512	0,34	512	0,17

3.3.3 Реализация генератора случайных чисел на ПЛИС

Как было показано в 1-ой главе данной диссертационной работы, в соответствии с классической моделью многолучевого радиоканала, комплексные случайные процессы (СП) с рэлеевским законом распределения амплитуды и равномерным законом распределения фазы $\tilde{g}_n(t)$ получаются из вещественных случайных процессов $\omega_n(t)$ с нормальным распределением, равномерной СПМ и нулевым математическим ожиданием. Наиболее эффективным алгоритмом формирования таких СП является преобразование Бокса-Мюллера.

С математической точки зрения преобразование Бокса-Мюллера описывается выражением (), и состоит в том, что из 2-х независимых случайных величин (СВ) r и φ с равномерно распределенных на интервале $(0,1]$ выполнив преобразование данное преобразование можно получить две независимые СВ z_0 и z_1 с нормальным распределением, нулевым математическим ожиданием и дисперсией равной 1.

$$\begin{aligned} z_0 &= \cos(2\pi\varphi)\sqrt{-2\ln(r)} \\ z_1 &= \sin(2\pi\varphi)\sqrt{-2\ln(r)} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Таким образом, для формирования 2-х СП с нормальным законом распределения необходимо сформировать 2 СП с равномерным законом распределения выполнить, произвести вычисления функций косинуса, синуса, натурального логарифма и квадратного корня и выполнить три операции умножения. Данные вычисления требуют использования большого количества ресурсов ПЛИС. Далее в этом разделе будет показано, что благодаря наличию ДФНЧ в канале формирования СП $\tilde{g}_n(t)$ и в соответствии с центральной предельной теоремой (ЦПТ) для качественного формирования СП $\tilde{g}_n(t)$, можно использовать ГСЧ с равномерным распределением.

На рис приведена структурная схема имитационной модели в среде MATLAB использованной для проверки статистических свойств случайного процесса $\tilde{g}_n(t)$ на основе ГСЧ с равномерным распределением.

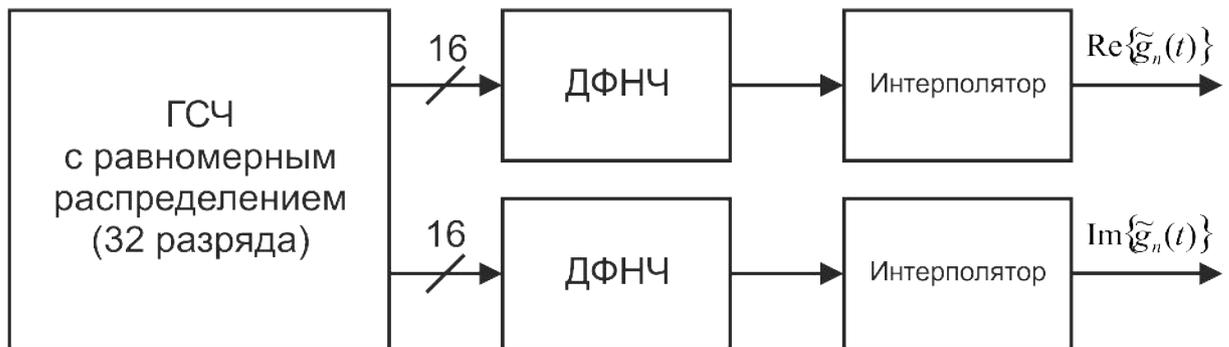


Рис. 33 Структурная схема имитационной модели генератора СП $\tilde{g}_n(t)$ на основе ГСЧ с равномерным законом распределения.

В качестве ГСЧ с равномерным распределением выбран генератор из семейства «Xorshift RNGs» [61]. Данный ГСЧ генерирует псевдослучайную последовательность (ПСП) 32-х разрядные числа с фиксированной запятой с периодом $2^{128}-1$ и требует очень малого количества вычислительных ресурсов. В основе алгоритма данного ГСЧ лежат простейшие вычислительные операции: арифметический сдвиг и «исключающее или»

(Xor). В таблице 7 приведена оценка необходимых вычислительных ресурсов для реализации данного ГСЧ на микросхеме ПЛИС Virtex 6 VLX240T на тактовой частоте 275 МГц.

Данный ГСЧ используется для генерации 2-х СП с равномерным распределением с разрядностью равной 16. Далее оба случайных процесса поступают на идентичные ДФНЧ и образуют соответственно вещественную и мнимую часть СП $\tilde{g}_n(t)$. На рис. 34 показано распределение СП на выходе ГСЧ с равномерным распределением. Проверка по критерию хи-квадрат гипотезы о том, что закон распределения СП на выходе данного ГСЧ является равномерным дает значение статистики 7,5 при критическом значении $\chi_{\alpha;n}^2 = \chi_{0,99;10}^2 = 23,2093$, таким образом, данную гипотезу можно принять.

Таблица 7 Оценка ресурсов ГСЧ.

Вид ресурса	Необходимо ресурсов	Доступно ресурсов в ПЛИС Virtex 6 VLX240T	Доля от общего количества ресурсов в ПЛИС Virtex 6 VLX240T
Регистры	160	301440	~0,0004 %
Логические таблицы истинности (LUT6)	79	150720	~0,0004 %

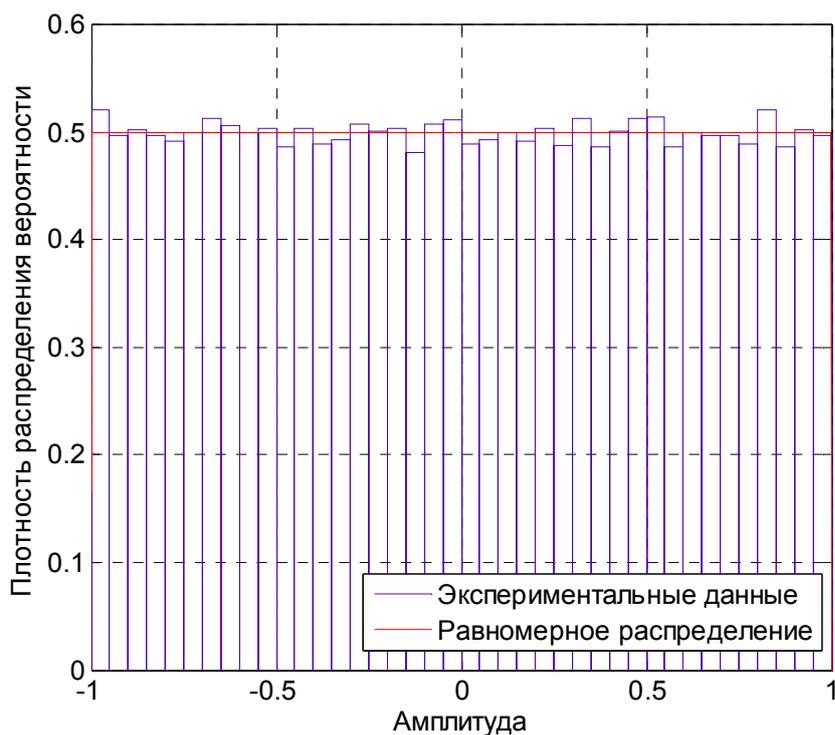


Рис. 34 Распределение сигнала на выходе ГСЧ с равномерным законом распределения.

На рис. 35 показано распределение мгновенных значений амплитуды сигнала на выходе ДФНЧ, порядок ДФНЧ равен 64, максимальная доплеровская частота равна 0,1 от частоты дискретизации фильтра. Проверка по критерию хи-квадрат гипотезы о том, что закон распределения СП на выходе данного ДФНЧ является нормальным дает значение статистики 15,42 при критическом значении $\chi_{\alpha;n}^2 = \chi_{0,99;10}^2 = 23,2093$, таким образом, данную гипотезу можно принять.

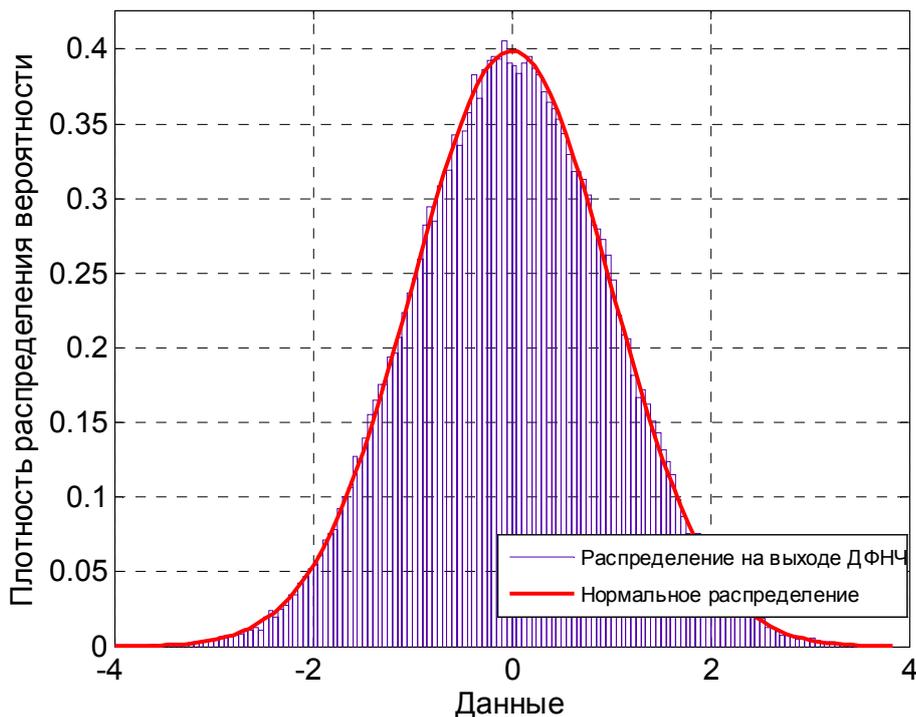


Рис. 35 Распределение мгновенных значений сигнала на выходе ДФНЧ.

На рис. 36 показано распределение мгновенных значений амплитуды СП $\tilde{g}_n(t)$. Проверка по критерию хи-квадрат гипотезы о том, что закон распределения мгновенных значений амплитуды комплексного СП $\tilde{g}_n(t)$ дает значение статистики 12,32 при критическом значении $\chi_{\alpha;n}^2 = \chi_{0,99;10}^2 = 23,2093$, таким образом, данную гипотезу можно принять.

На рис. 37 показано распределение мгновенных значений фазы СП $\tilde{g}_n(t)$. Проверка по критерию хи-квадрат гипотезы о том, что закон распределения мгновенных значений фазы комплексного СП $\tilde{g}_n(t)$ дает значение статистики 13,78 при критическом значении $\chi_{\alpha;n}^2 = \chi_{0,99;10}^2 = 23,2093$, таким образом, данную гипотезу можно принять.

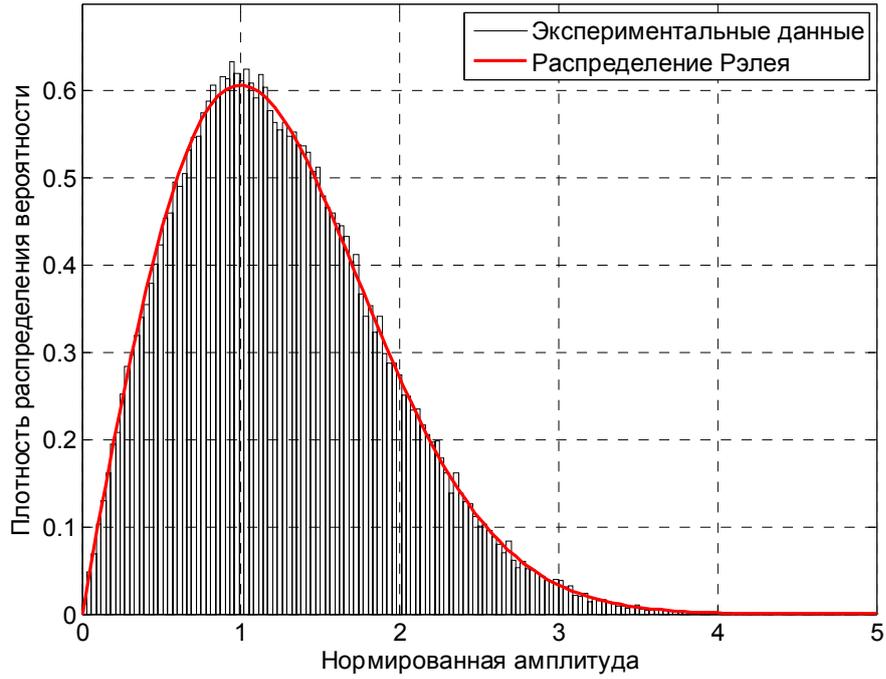


Рис. 36 Распределение мгновенных значений амплитуды СП $\tilde{g}_n(t)$.

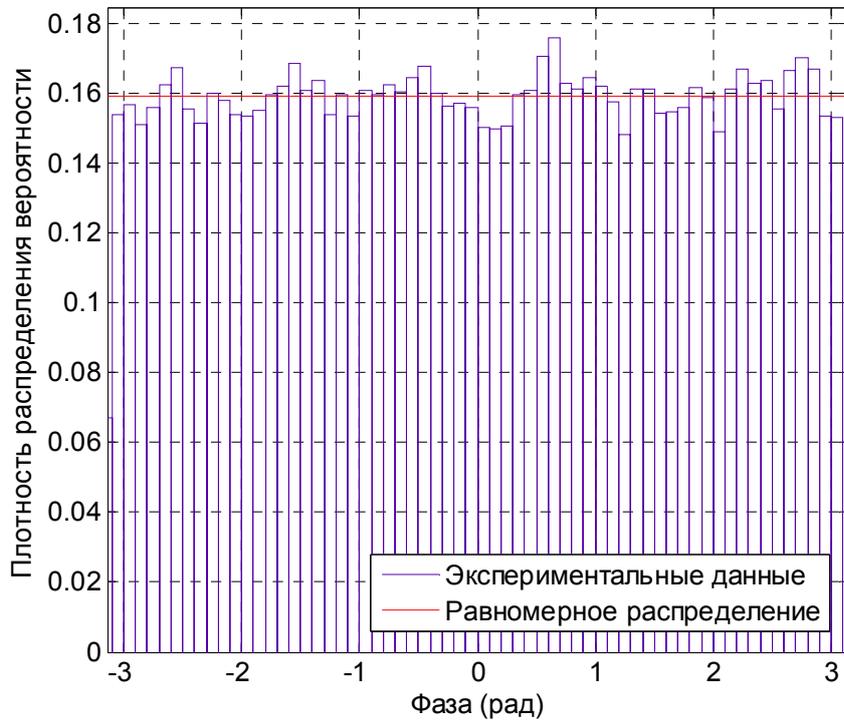


Рис. 37 Распределение мгновенных значений фазы СП $\tilde{g}_n(t)$.

3.3.4 Реализация ДФНЧ на ПЛИС

Для реализации ДФНЧ использовалось параметризируемое ядро фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ) IP LogiCORE FIR Compiler входящее в состав САПР Xilinx ISE [63, 64]. На рис. 38 показаны входные и выходные порты данного ядра, функциональное назначение портов представлено в таблице 8.

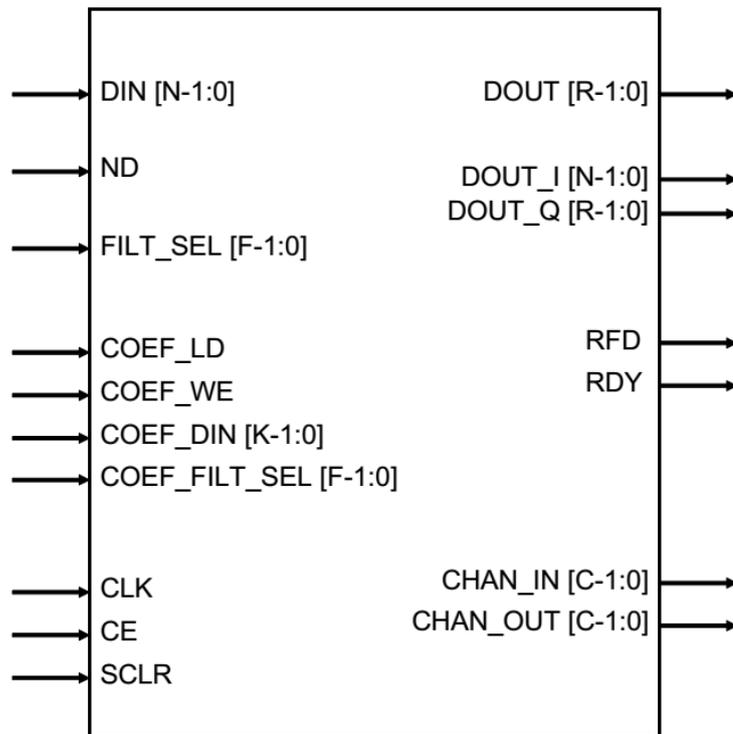


Рис. 38 Параметризируемое ядро КИХ фильтра IP LogiCORE FIR Compiler входящее в состав САПР Xilinx ISE [64].

Таблица 8 Описание функционального назначения портов ввода-вывода ядра IP LogiCORE FIR Compiler.

Наименование порта ввода-вывода	Направление	Разрядность	Функциональное назначение
DIN[N-1:0]	Вход	N	Ввод данных фильтра.

ND	Вход	1	Сигнал наличия новых данных.
FILT_SEL[F-1:0]	Вход	F	Выбор набора коэффициентов фильтра.
COEF_LD	Вход	1	Загрузка коэффициентов фильтра.
COEF_WE	Вход	1	Разрешение загрузки коэффициентов фильтра.
COEF_DIN[K-1:0]	Вход	K	Ввод коэффициентов фильтра.
COEF_FILT_SEL[F-1:0]	Вход	F	Выбор набора коэффициентов фильтра для загрузки.
CLK	Вход	1	Вход тактового сигнала.
CE	Вход	1	Разрешения тактирования.
SCLR	Вход	1	Синхронный сброс регистров фильтра
DOUT[R-1:0] DOUT_I[R-1:0] DOUT_Q[R-1:0]	Выход	R	Вывод данных фильтра.
RFD	Выход	1	Индикация готовности к вводу новых данных
RDY	Выход	1	Индикация готовности данных на порту DOUT[R-1:0]
CHAN_IN[C-1:0]	Выход	C	Индикация номера текущего канала на входе фильтра. Используется при работе в режиме с временным разделением
CHAN_OUT[C-1:0]	Выход	C	Индикация номера текущего канала на выходе фильтра. Используется при работе в режиме с временным разделением

На рис. 39 показана структурная схема фильтра, выполненного с использованием одного блока DSP48.

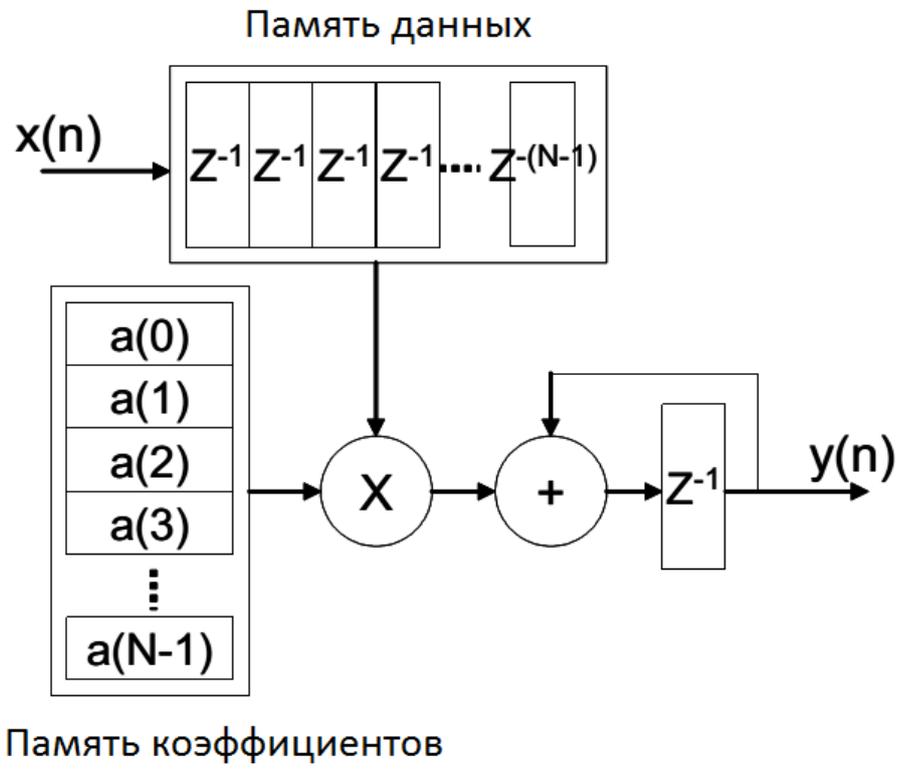


Рис. 39 Структурная схема фильтра.

На рис. 39 показана структурная схема фильтра, выполненного с использованием трех блоков DSP48.

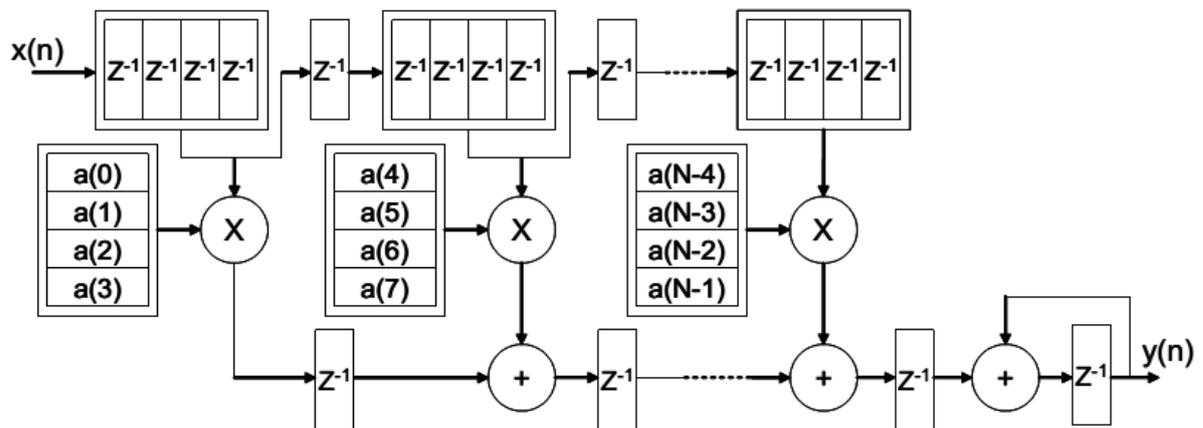


Рис. 40 Структурная схема фильтра.

Диапазон возможных доплеровских частот в многолучевом радиоканале определяется несущей частот радиосигнала и относительной скоростью движения передатчика и приемника. В реальных радиоканалах этот диапазон составляет от единиц герц до нескольких килogerц. Таким образом, при тактовой частоте работы ПЛИС равной 300 МГц случайный процесс $\tilde{g}_n(t)$ является узкополосным. Что позволяет осуществлять синтез данного СП на низкой тактовой частоте, а затем производить интерполяцию.

Рассматриваемое ядро может работать в многоканальном режиме с временным разделением каналов, что позволяет существенно снизить количество необходимых блоков DSP48 и ГСЧ. На рис. 41 показана временная диаграмма работы фильтра в трех канальном режиме с временным разделением каналов. Максимальное количество каналов – 64. Недостатком данного подхода является невозможность одновременного синтеза СП $\tilde{g}_n(t)$ с различной формой доплеровского спектра на одном фильтре.

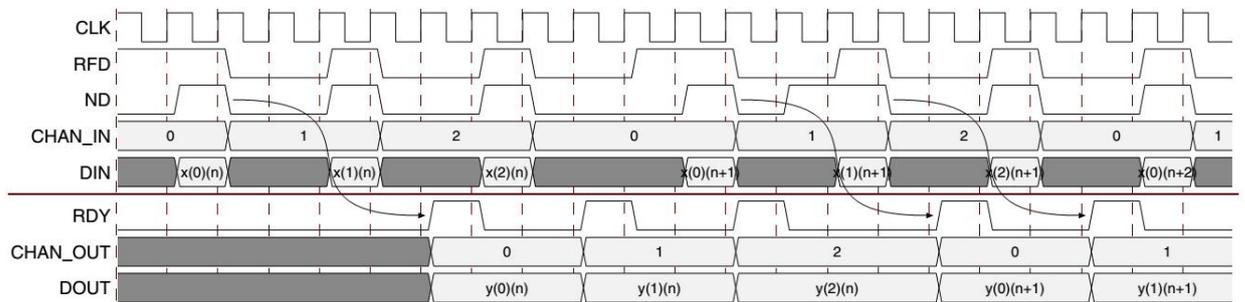


Рис. 41 Временная диаграмма работы фильтра в 3-х канальном режиме с временным разделением каналов.

В таблице 9 приведена оценка необходимых вычислительных ресурсов ПЛИС для реализации ДФНЧ различных порядков с количеством временных каналов равным – 64.

Таблица 9 Оценка ресурсов ДФНЧ.

Порядок фильтра	DSP48		BRAM		LUT		Регистры	
	Абс. зн.	Отн. зн. (%)	Абс. зн.	Отн. зн. (%)	Абс. зн.	Отн. зн. (%)	Абс. зн.	Отн. зн. (%)
32	1	0,13	3	0,72	75	0,01	78	0,005
64	1	0,13	5	1,2	120	0,02	125	0,01
128	1	0,13	9	2,1	206	0,04	211	0,02
256	1	0,13	17	4,1	405	0,08	410	0,04
512	3	0,39	34	8,2	906	0,16	914	0,08
1024	5	0,65	68	16,4	1918	0,32	1954	0,16

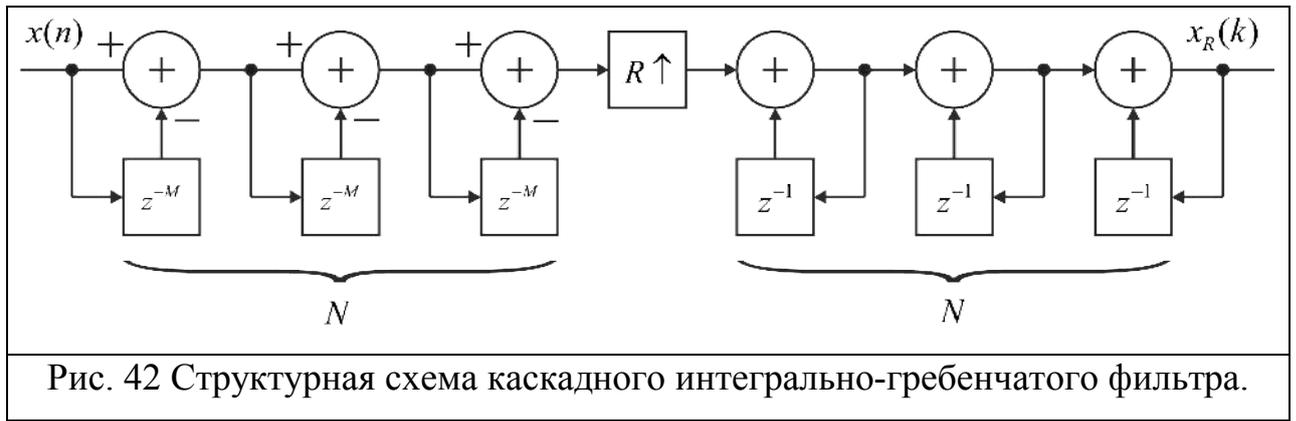
3.3.5 Интерполяция сигнала ДФНЧ на ПЛИС

Интерполяция сигнала ДФНЧ осуществляется каскадными интегрально-гребенчатыми фильтрами Хогенауэра (СІС фильтр). Данный тип фильтров является весьма привлекательным для решения задач интерполяции при аппаратной реализации на ПЛИС или ЦСП, поскольку не требует операций умножения [64, 65].

На рис. 42 приведена структурная схема интерполирующего в R раз СІС фильтра, на ней условно обозначены: N – порядок фильтра, который определяется количеством каскадов интеграторов и гребенчатых фильтров; M – дифференциальная задержка.

Передаточная функция интерполирующего СІС фильтра определяется выражением [66]:

$$H_{CIS}(z) = \frac{(1 - z^{-RM})^N}{(1 - z^{-1})^N}, \quad (3.2)$$



Интерполяция сигнала с выхода ДФНЧ производится двумя СИС фильтрами с коэффициентами интерполяции равными соответственно R_1 и R_2 . Коэффициенты выбор коэффициентов определяется отношением частот дискретизации квадратур и сигнала ДФНЧ, таким образом итоговый коэффициент интерполяции двух фильтров R_K определяется выражением:

$$R_K = R_1 R_2 = \frac{F_K}{F_{ДФНЧ}}.$$

Значение частоты дискретизации ДФНЧ не должно быть слишком большим, т.к. это приведет к необходимости увеличения порядка ДФНЧ. Рекомендуемым диапазоном значений для $F_{ДФНЧ}$ является $[8F_D; 12F_D]$, где F_D – максимальная доплеровская частота [38].

Наличие двух интерполирующих СИС фильтров, объясняется сложностью реализации на ПЛИС такого фильтра с коэффициентом интерполяции более 8192. Дальнейшее увеличение коэффициента интерполяции приведет к снижению максимальной тактовой частоты работы фильтра. Поэтому для решения рассматриваемой задачи используются два фильтра с коэффициентами интерполяции меньше 8192.

Произведем расчет фильтров для случая $F_D = 300$ кГц. Частоту $F_{ДФНЧ}$ выберем из рекомендованного диапазона, так чтобы коэффициент интерполяции R_K был натуральным числом, при частоте дискретизации

квадратур F_K равной 275 МГц таковым значением является $F_{\text{ДФНЧ}} = 2500$ Гц, а R_K равно 110000.

Параметры 1-го фильтра выбраны таким образом, чтобы уровень сигнала вне полосы ДФНЧ не превышал уровня -48 дБ относительно полной шкалы, данное значение определяется динамическим диапазоном АЦП с разрядностью равной 8. В этом случае при частоте дискретизации сигнала на входе фильтра, равной 2500 Гц, получим следующие параметры $R_1 = 110$; $N_1 = 3$; $M = 1$. АЧХ данного фильтра приведена на рис. 43.

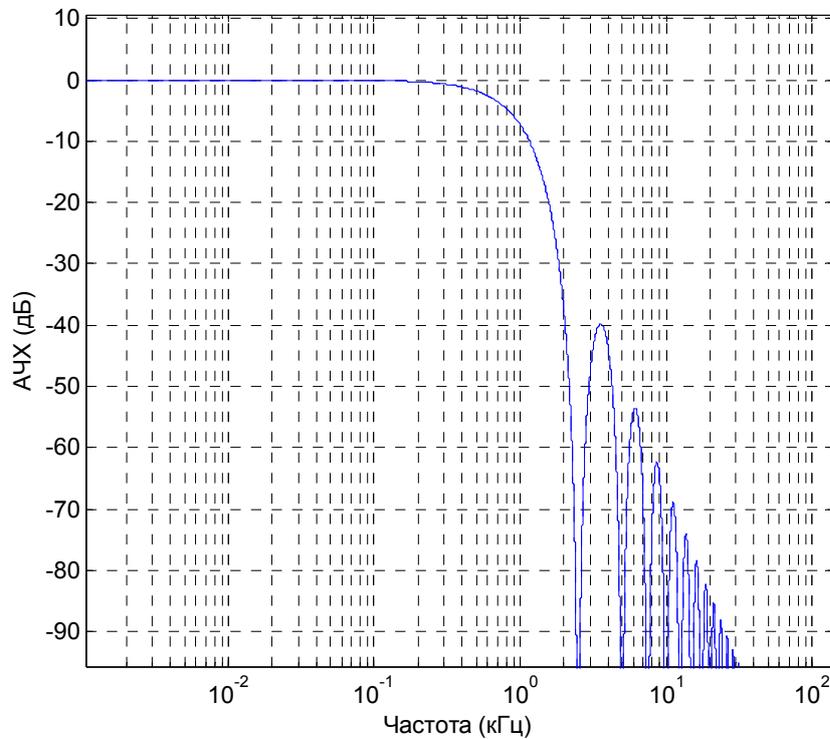


Рис. 43 АЧХ 1-го СИС фильтра с параметрами: $R_1 = 110$; $N_1 = 3$; $M = 1$.

На рис. 44 показана АЧХ 2-го СИС фильтра с параметрами: $R_2 = 1000$; $N_2 = 2$; $M = 1$. Частота дискретизации сигнала на входе этого фильтра равна 275 кГц.

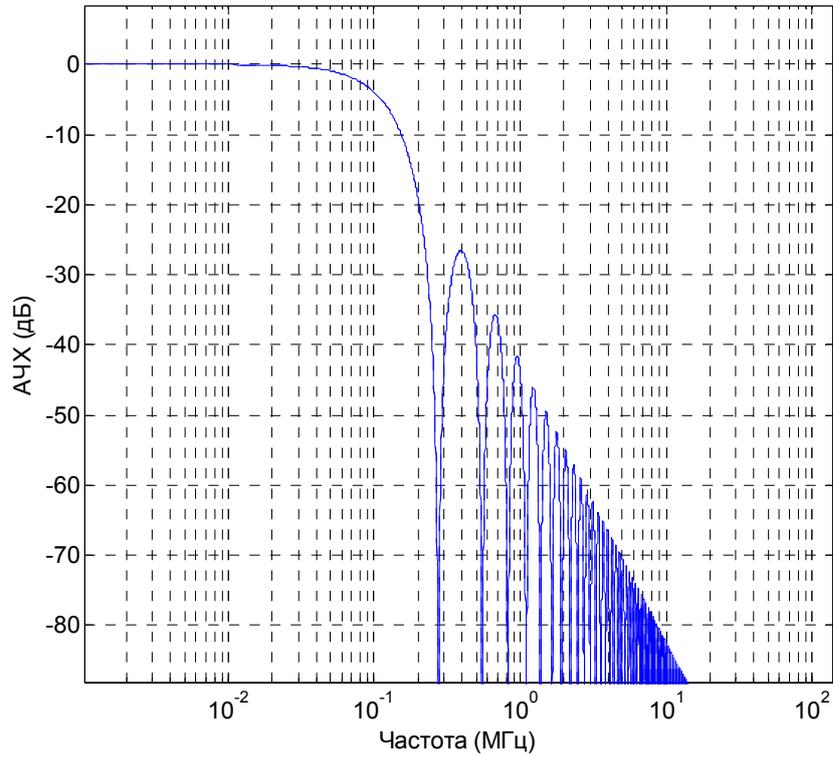


Рис. 44 АЧХ 2-го СІС фільтра с параметрами: $R_2 = 1000$; $N_2 = 2$; $M = 1$.

На рис. 45 показан спектр сигнала на выходе ДФНЧ (порядок фильтра равен 128).

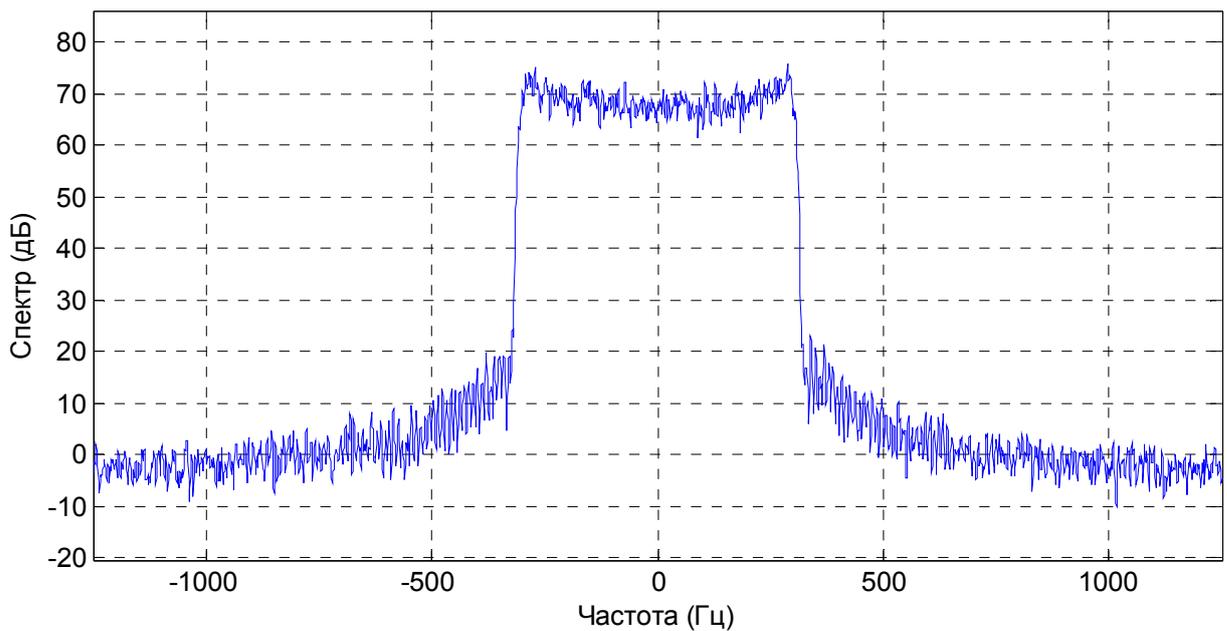


Рис. 45 Спектр сигнала на выходе ДФНЧ ($F_d = 300$ Гц; $F_{ДФНЧ} = 2500$ Гц).

На рис. 46 показан спектр сигнала на выходе интерполятора, уровень сигнала вне полосы ДФНЧ не превышает значения -48 дБ.

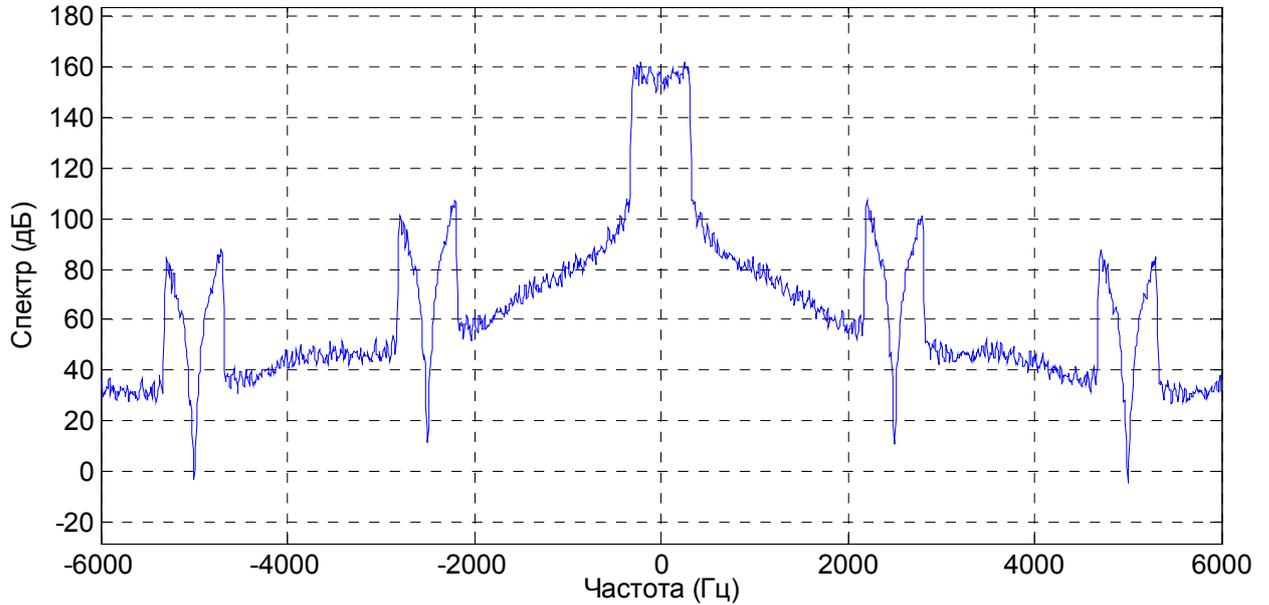


Рис. 46 Спектр сигнала на выходе интерполятора ($R_K = 110000$).

В таблице 10 приведены данные оценки количества ресурсов ПЛИС, необходимых для реализации рассмотренных фильтров. В общем для реализации двух фильтров требуется $\sim 0,01\%$ от общего количества ресурсов ПЛИС. Таким образом, для реализации схемы, обеспечивающей синтез одной реализации случайного процесса $\tilde{g}_n(t)$ потребуется $0,02\%$ ресурсов (по одному интерполятору на вещественную и мнимую часть $\tilde{g}_n(t)$).

Таблица 10 Оценка ресурсов интерполирующих фильтров.

Параметры фильтров	LUT		Регистры	
	Абс. зн.	Отн. зн. (%)	Абс. зн.	Отн. зн. (%)
$R_1 = 110; N_1 = 3; M_1 = 1$	258	0,057	348	0,038
$R_2 = 1000; N_2 = 2; M_2 = 1$	202	0,044	270	0,03

3.3.6 Общая оценка вычислительных ресурсов имитатора

В таблице 11 приведены результаты общей оценки вычислительных ресурсов ПЛИС Xilinx Virtex 6 VL240T задействованных для реализации опытного образца имитатора с количеством лучей равным 16. Синтез, имплементация и генерация конфигурационного файла для ПЛИС производились в САПР Xilinx PlanAhead (см. рис. 47). Помимо рассмотренных в настоящей главе узлов имитатора в его состав вошли: контроллер внешнего интерфейса Ethernet, микропроцессорное ядро Microblaze с блоком регистров контроля и управления моделирования и управляемая линия задержки.

Таблица 11 Общая оценка вычислительных затрат имитатора.

DSP48		BRAM		LUT		Регистры	
Абс. зн.	Отн. зн. (%)						
211	27	115	28	27905	18	42727	14

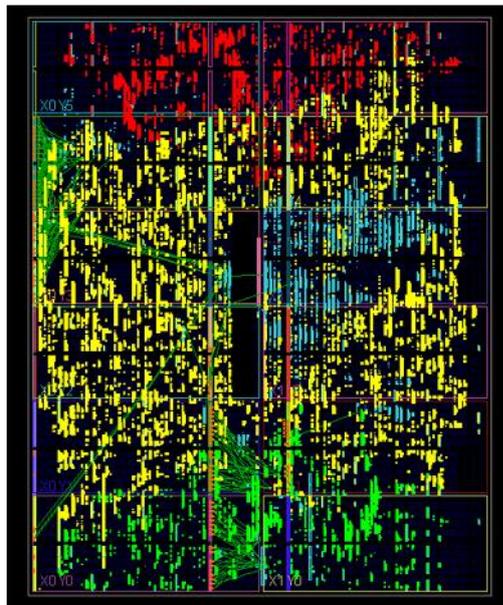


Рис. 47 Использование вычислительных ресурсов ПЛИС Xilinx Virtex 6 VL240T (снимок программы Xilinx PlanAhead).

3.4 Технические характеристики реализованного имитатора многолучевого радиоканала.

В данном разделе диссертационной работы приводятся основные технические характеристики опытного образца широкополосного имитатора радиоканала с частотно-временным рассеянием реализованного на аппаратной платформе рассмотренной выше (таблица 12).

Таблица 12 Технические характеристики опытного образца имитатора радиоканала с ЧВР.

№	Технические характеристики	Значение
1.	Диапазон частот	10 – 3000 МГц
2.	Ширина полосы	130 МГц
3.	Динамический диапазон по входу (определяется разрядностью АЦП)	48 дБ
4.	Динамический диапазон по выходу (определяется разрядностью ЦАП)	74 дБ
5.	Частота дискретизации АЦП(ЦАП)	2,2 ГГц
6.	Частота дискретизации квадратур	275 МГц
7.	Количество имитируемых лучей	16
8.	Минимальный период дискретизации ИХ	~3,6 нс
9.	Максимальный период дискретизации ИХ	~115 нс
10.	Максимальная длительность профиля задержки мощности	~1840 нс
11.	Диапазон максимальных доплеровских частот	50-4000 Гц
12.	Форма доплеровского спектра	спектр Джейкса

Выводы

1. Полностью цифровой имитатор широкополосного многолучевого радиоканала с частотно-временным рассеянием, работающий в режиме реального времени может быть реализован с применением современной технологии ПЛИС и высокоскоростных АЦП и ЦАП.

2. Применение высокоскоростных АЦП и ЦАП позволяет отказаться от использования аналоговых преобразователей частоты в диапазоне частот до 3 ГГц. Данное решение позволяет повысить универсальность имитатора, избавиться от различных искажений сигнала, вносимых аналоговым трактом.

3. Использование генератора случайных чисел с равномерным законом распределения вместо ГСЧ с нормальным законом распределения позволяет более чем в 10 раз уменьшить количество вычислительных ресурсов необходимых для реализации этого генератора.

4. Реализация доплеровского фильтра по принципу многоканального фильтра с временным разделением каналов позволяет уменьшить количество необходимых умножителей в число раз равное количеству временных каналов.

5. Оценка вычислительных ресурсов реализованного опытного образца имитатора радиоканала с ЧВР позволяет утверждать, что при сохранении минимального периода дискретизации ИХ равным 3,6 нс в рамках данной аппаратной платформы возможно реализовать имитатор на 128 лучей. С длительностью профиля задержки мощности не менее 10 мкс, что соответствует современным требованиям, предъявляемым к имитаторам многолучевых радиоканалов.

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ВЕРИФИКАЦИЯ ИМИТАТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА С ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫМ РАССЕЙЯНИЕМ

4.1 Исследование статистических и спектральных характеристик имитатора

4.1.1 Метрологическое обеспечение исследования статистических и спектральных характеристик имитатора

В данной диссертационной работе для исследования статистических и спектральных характеристик опытного образца ИМР использовалось прецизионное радиоизмерительное оборудование производства компании Agilent Technologies.

Измерение спектральных характеристик ИМР производилось с помощью анализатора спектра Agilent N9030A (рис. 48), с полосой анализа от 3 Гц до 26 ГГц и спектральным разрешением 1 Гц.



Рис. 48 Анализатор спектра Agilent N9030A.

Измерение статистических характеристик ИМР производилось с помощью цифрового осциллографа Agilent Infinium MSO9104A, с полосой пропускания 1 ГГц, частотой дискретизации 20 ГГц и возможностью записи до 10 миллионов отсчетов сигнала (рис. 49).

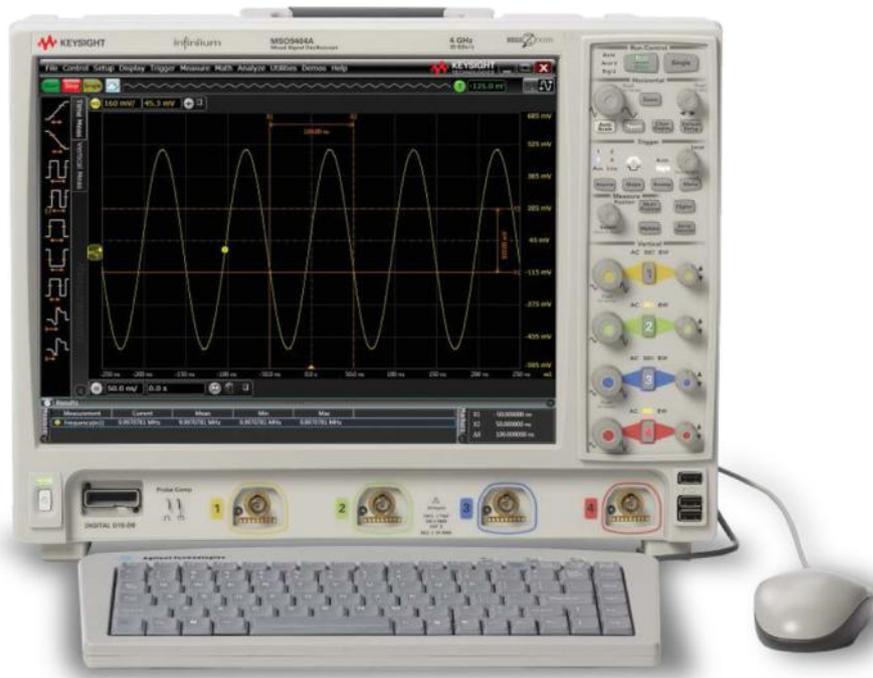


Рис. 49 Цифровой осциллограф Agilent Infinium MSO9104A.

Исследование спектральных и статистических характеристик имитатора производилось на тестовом гармоническом сигнале на различных частотах в диапазоне от 10 МГц до 3 ГГц. В качестве источника тестового сигнала использовался генератор, с диапазоном частот от 250 кГц до 20 ГГц и сверхнизким уровнем фазового шума (рис. 50).



Рис. 50 Генератор сигналов Agilent E8257D.

4.1.2 Исследование статистических характеристик имитатора

Задачей исследования статистических характеристик имитатора является определение законов распределения амплитуды и фазы сигнала на выходе ИМР и сравнение их с теоретическими распределениями.

На рис. 51 приведена структурная схема установки для исследования статистических характеристик имитатора. С генератора сигналов Agilent E8257D на имитатор подается тестовый гармонический радиосигнал. Выход имитатора подключен к цифровому осциллографу Agilent MSO9104A. Управление параметрами имитатора (центральной частотой и шириной доплеровского спектра), накопление и обработка данных эксперимента производится на сервисном ПК. Осциллограф производит выборку сигнала объемом 10 миллионов отсчетов сигнала и передает их на сервисный ПК.

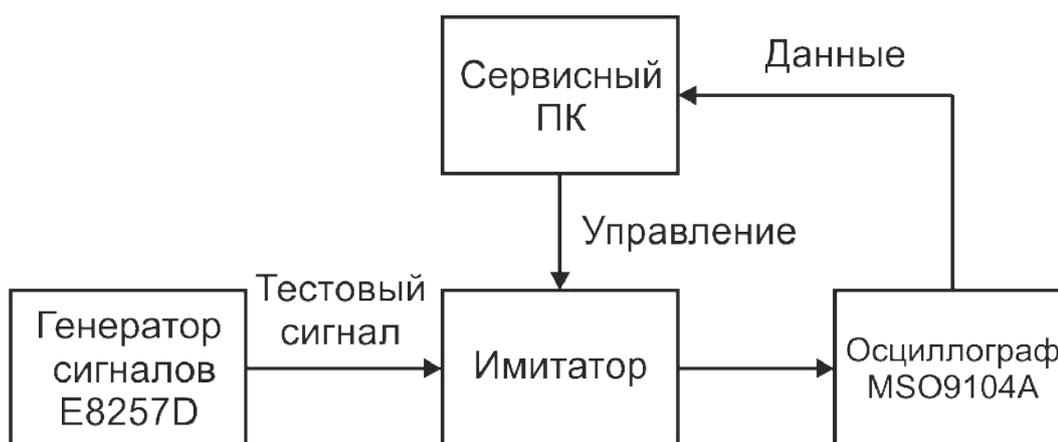


Рис. 51 Структурная схема установки для исследования статистических характеристик имитатора.

В эксперименте установлена минимальная центральная частота для данного имитатора – 10 МГц. Это не влияет на статистические характеристики сигнала на выходе имитатора, однако, позволяет понизить частоту дискретизации осциллографа до 50 МГц, тем самым увеличив временной интервал анализа до 200 мс (10 миллионов отсчетов сигнала с частотой дискретизации 50 МГц). Для обеспечения достоверности

результатов исследования статистический анализ производился по 100 таким интервалам.

На рис. 52 - 54 приведены снимки с экрана осциллографа, сделанные при различных значениях максимальной доплеровской частоты в диапазоне от 50 до 4000 Гц. На данных осциллограммах можно наблюдать флуктуации уровня сигнала с течением времени – замирания, длительность которых определяется формой доплеровского спектра и максимальной доплеровской частотой.



Рис. 52 Осциллограмма сигнала на выходе имитатора: несущая частота – 10 МГц; максимальная доплеровская частота – 50 Гц.



Рис. 53 Осциллограмма сигнала на выходе имитатора: несущая частота – 10 МГц; максимальная доплеровская частота – 300 Гц.



Рис. 54 Осциллограмма сигнала на выходе имитатора: несущая частота – 10 МГц; максимальная доплеровская частота – 1000 Гц.



Рис. 55 Осциллограмма сигнала на выходе имитатора: несущая частота – 10 МГц; максимальная доплеровская частота – 50 Гц.

На рис. 56 показана структурная схема алгоритма обработки экспериментальных данных, который выполнялся на сервисном ПК. В соответствии с данной схемой: над данными с осциллографа производилась квадратурная обработка с последующим вычислением амплитуды и фазы комплексной огибающей сигнала, далее производилось построение гистограмм распределений амплитуды и фазы.

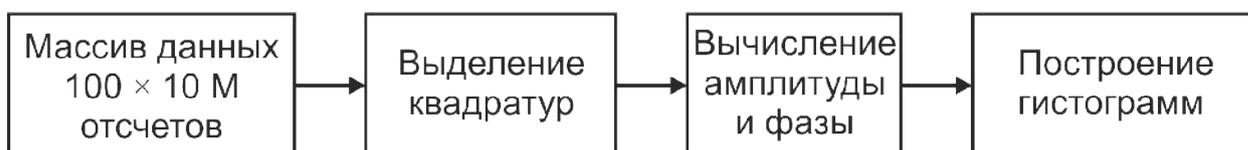


Рис. 56 Блок-схема алгоритма обработки экспериментальных данных.

В соответствии со статистической моделью распределения мгновенных значений амплитуды каждого луча должно описываться распределением Рэлея, фазы – равномерным распределением. Количественная оценка

соответствия статистических свойств луча проведена по критерию согласия Колмогорова-Смирнова при доверительной вероятности 0,99.. Статистика критерия для амплитуды находилась в диапазоне 0,0035 – 0,0046 для различных экспериментов, для фазы 0,0042-0,0054, критической значение для выборки заданного объема и доверительной вероятности – 0,0056. Таким образом, распределение мгновенных значений амплитуды лучей соответствует распределению Рэлея (см. рис. 57), а распределение мгновенных значений фазы лучей соответствует равномерному распределению (см. рис. 58).

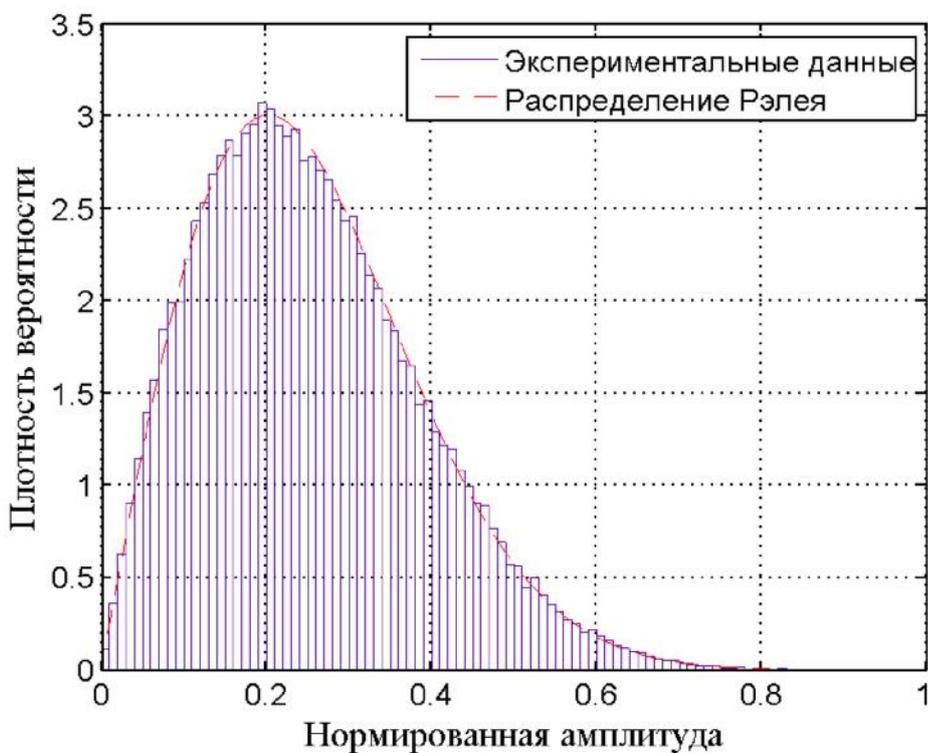


Рис. 57 Экспериментальное распределение мгновенных значений амплитуды луча.

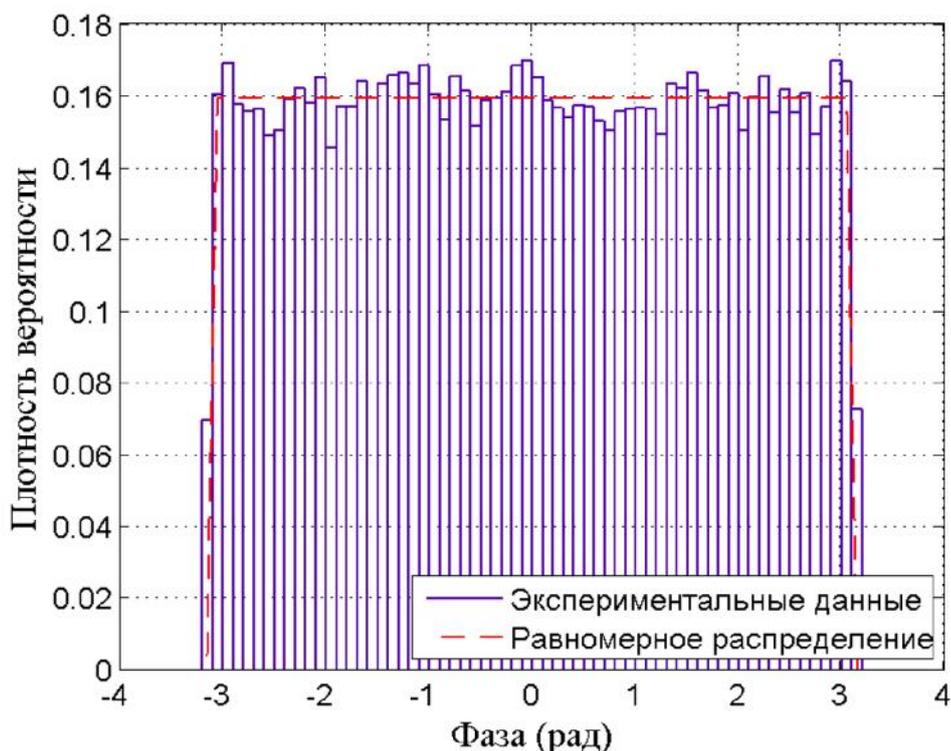


Рис. 58 Экспериментальное распределение мгновенных значений фазы луча.

4.1.3 Исследование диапазона рабочих частот

В данном разделе диссертационной работы приведены результаты исследования диапазона рабочих частот. Структурная схема экспериментальной установки приведена на рис. 59. Данная схема аналогична, той, что использовалась для исследования статистических характеристик, однако, вместо осциллографа в данном случае использовался анализатор спектр Agilent N9030A.

С генератора Agilent E8257D тестовый гармонический сигнал с частотой от 10 до 3000 МГц подавался на имитатор, на анализаторе спектра осуществлялся контроль наличия сигнала на выходе имитатора на соответствующей частоте.

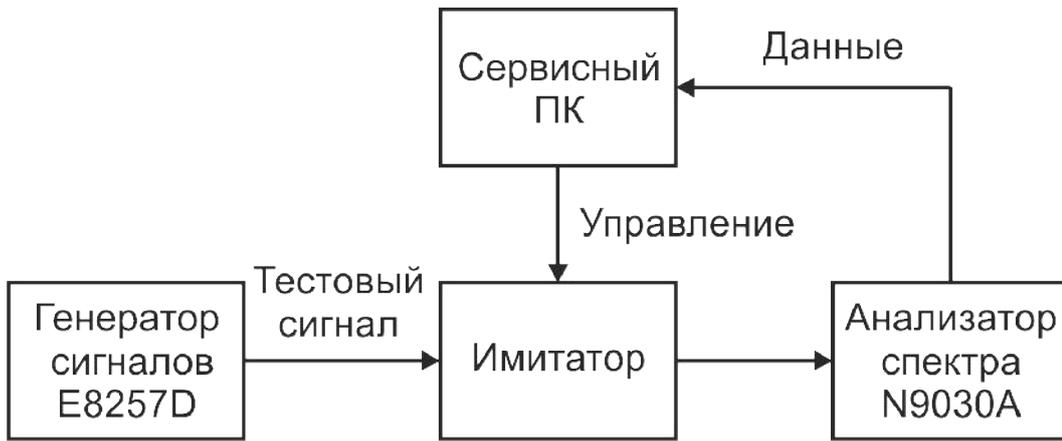


Рис. 59 Структурная схема экспериментальной установки для исследования спектральных характеристик имитатора.

На рис. 60-62 приведены снимки с экрана анализатора спектра, на которых продемонстрирован сигнал на выходе имитатора для различных значений частоты входного сигнала.

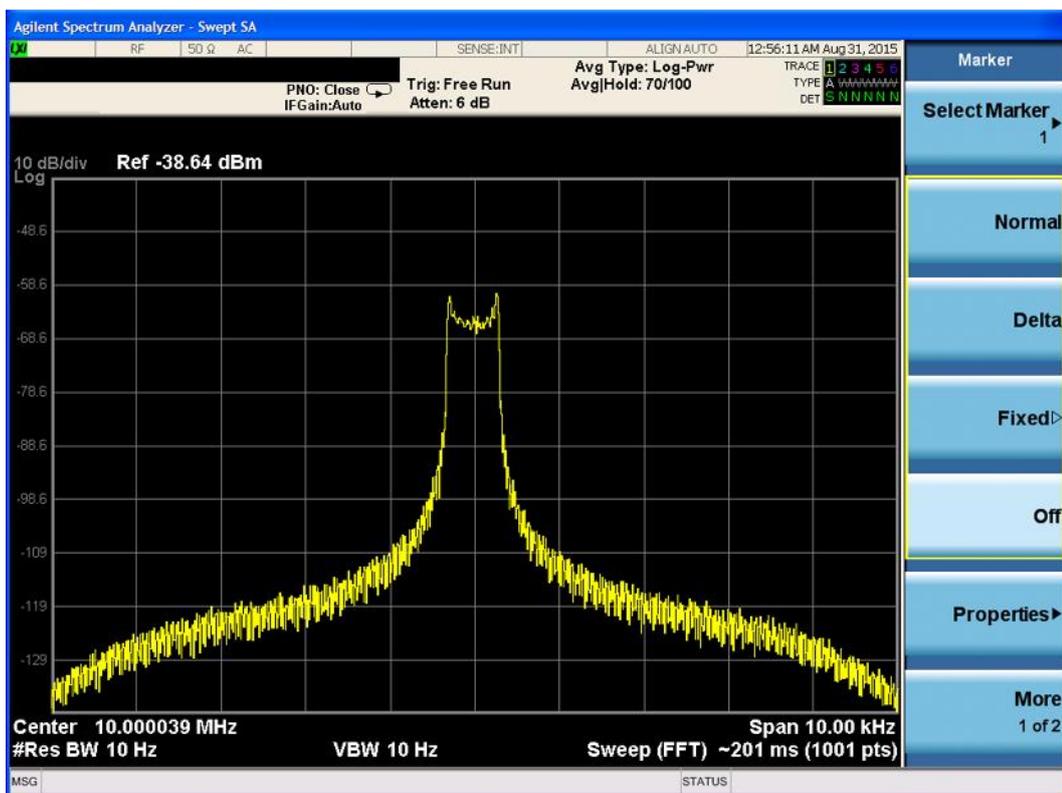


Рис. 60 Доплеровский спектр на частоте 10 МГц. Максимальная доплеровская частота – 300 Гц.

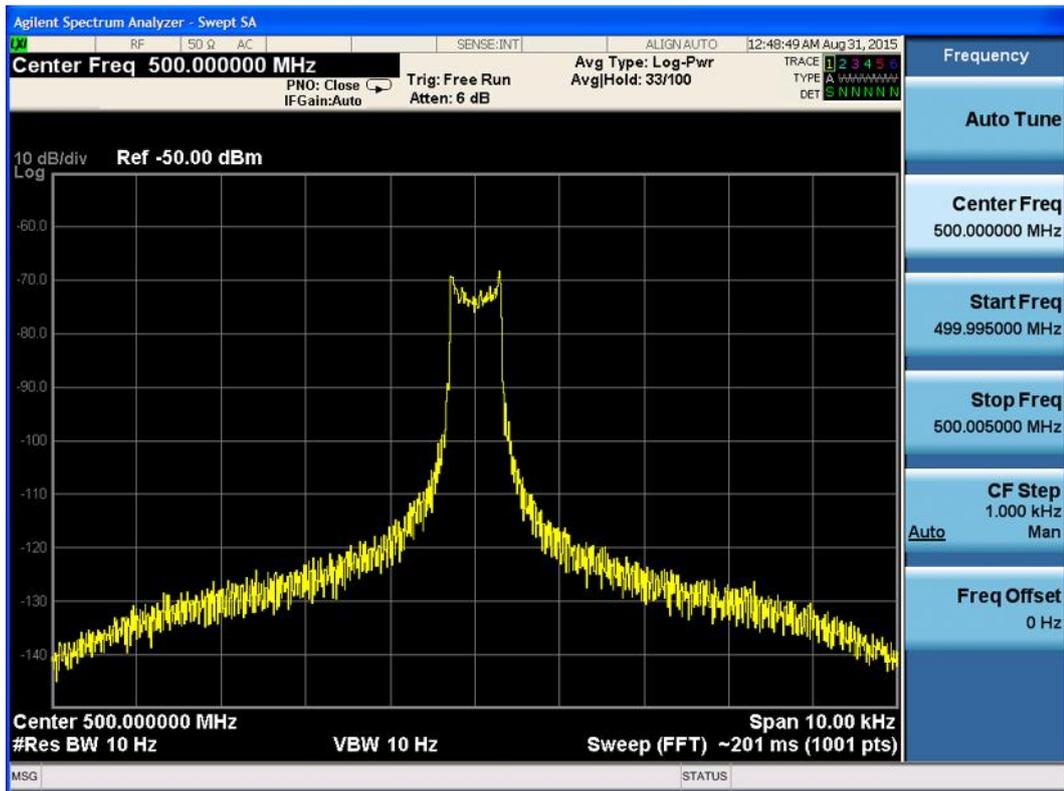


Рис. 61 Доплеровский спектр на частоте 500 МГц. Максимальная доплеровская частота – 300 Гц.

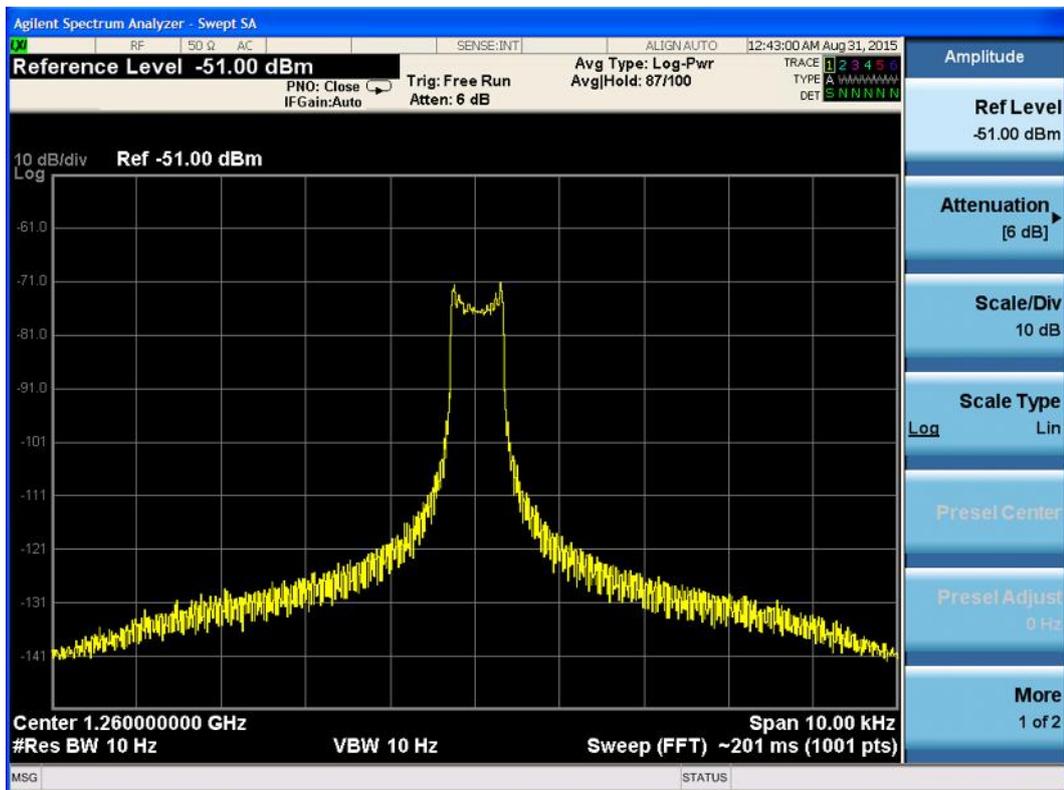


Рис. 62 Доплеровский спектр на частоте 1700 МГц. Максимальная доплеровская частота – 300 Гц.

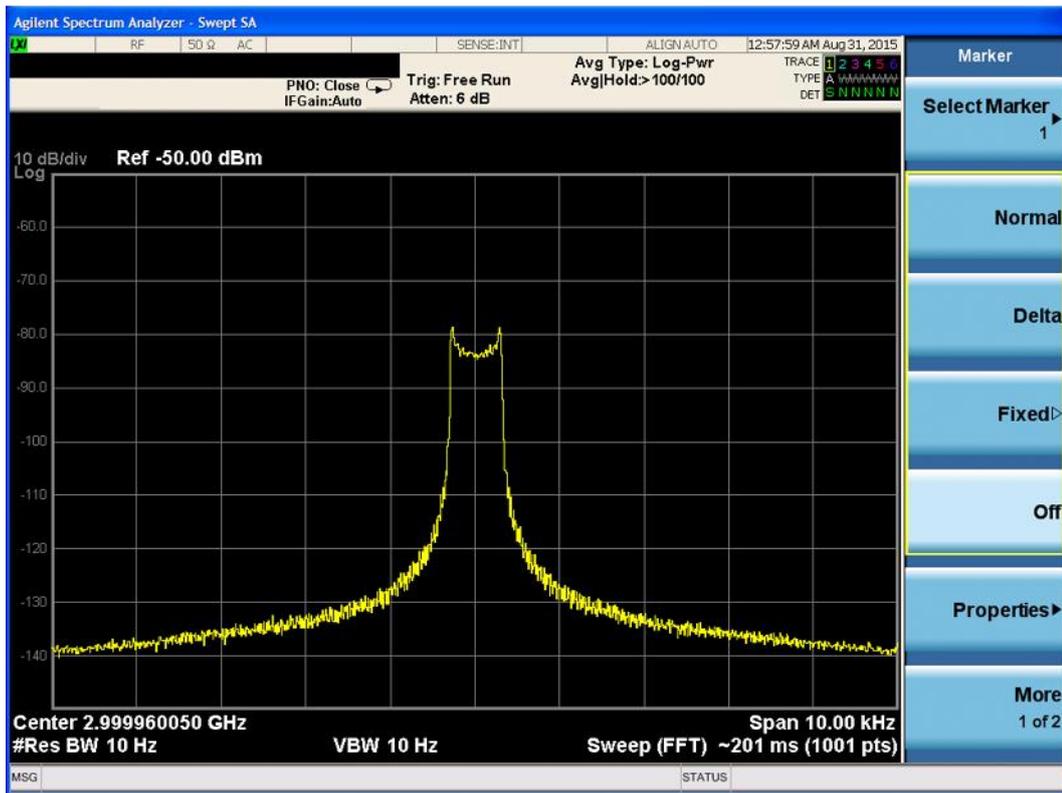


Рис. 63 Доплеровский спектр на частоте 3000 МГц. Максимальная доплеровская частота – 300 Гц.

4.1.4 Исследование формы доплеровского спектра

На рис. 64 – 67 приведены снимки с экрана анализатора спектра, на которых продемонстрирован сигнал на выходе имитатора для различных значений максимальной доплеровской частоты.

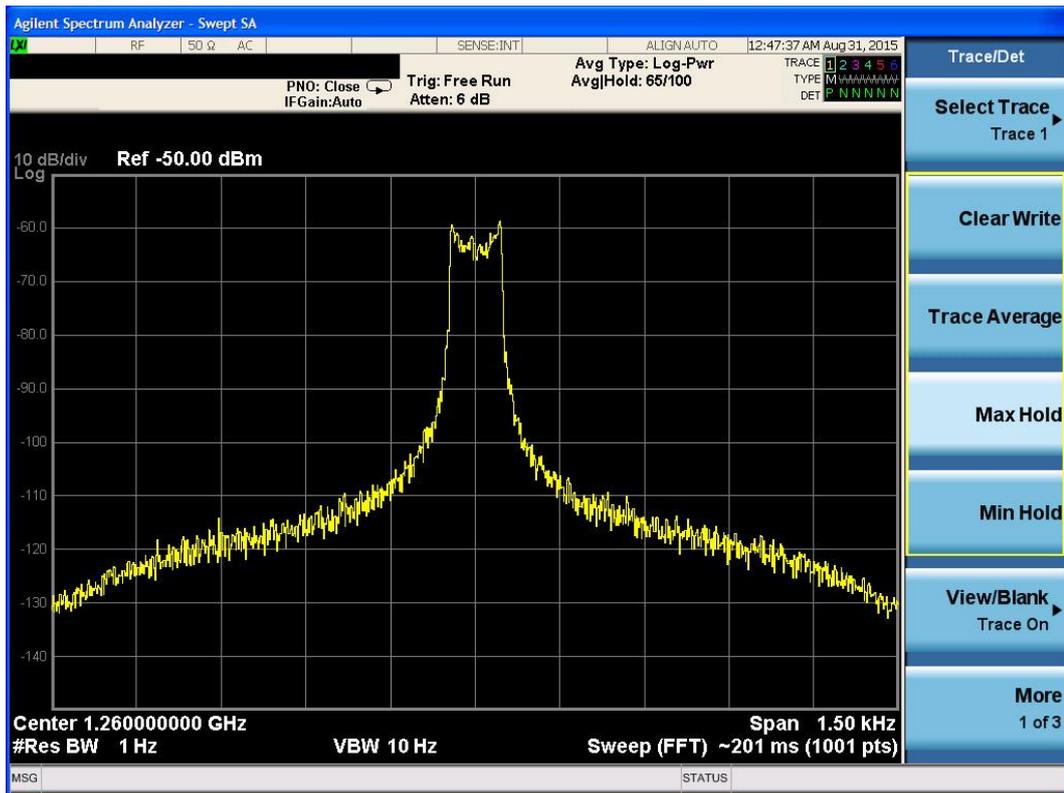


Рис. 64 Доплеровский спектр на частоте 1260 МГц. Максимальная доплеровская частота – 50 Гц.

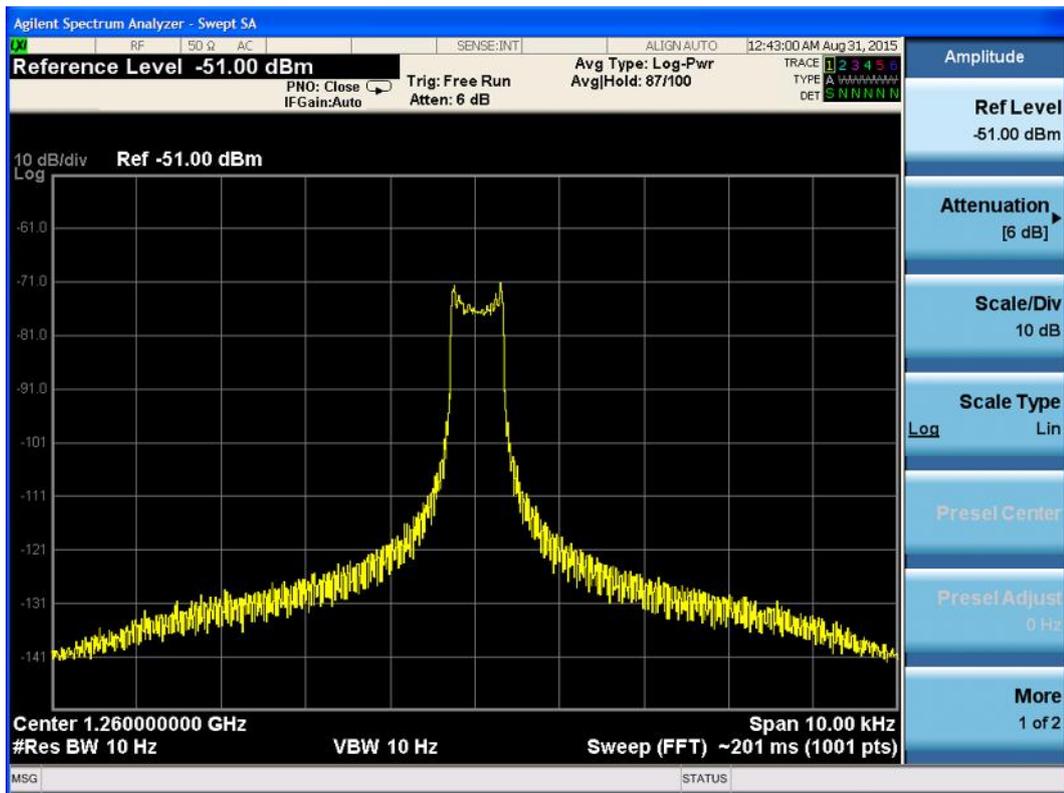


Рис. 65 Доплеровский спектр на частоте 1260 МГц. Максимальная доплеровская частота – 300 Гц.

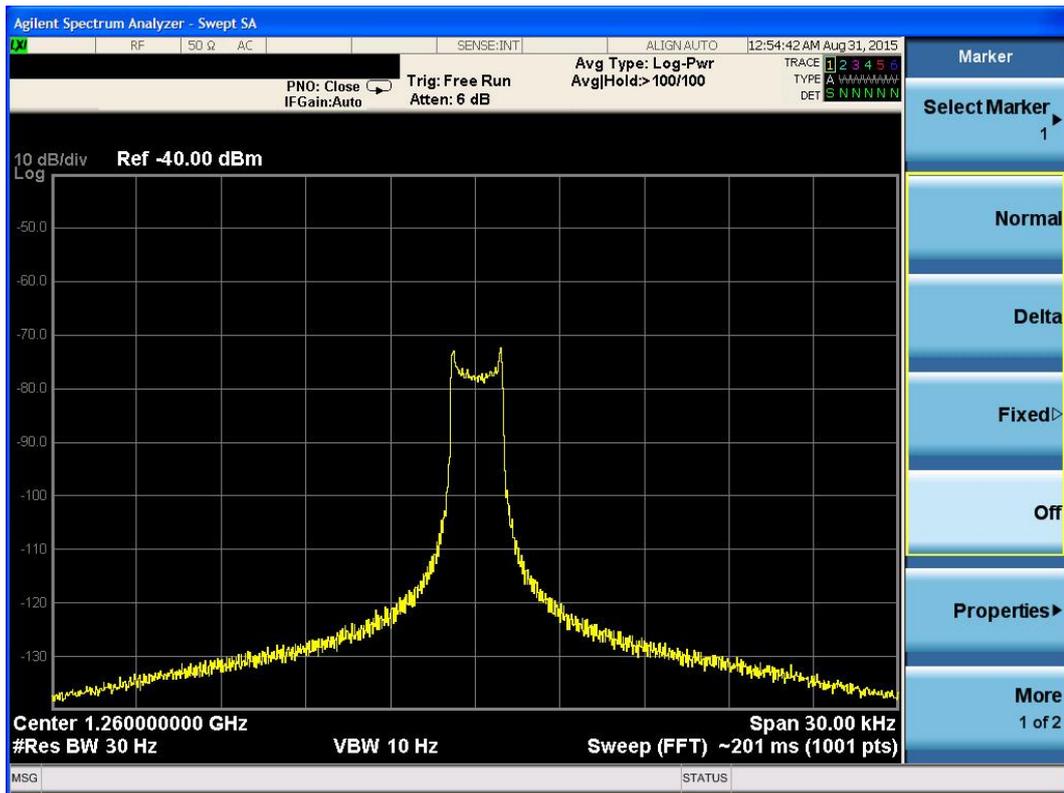


Рис. 66 Доплеровский спектр на частоте 1260 МГц. Максимальная доплеровская частота – 1000 Гц.

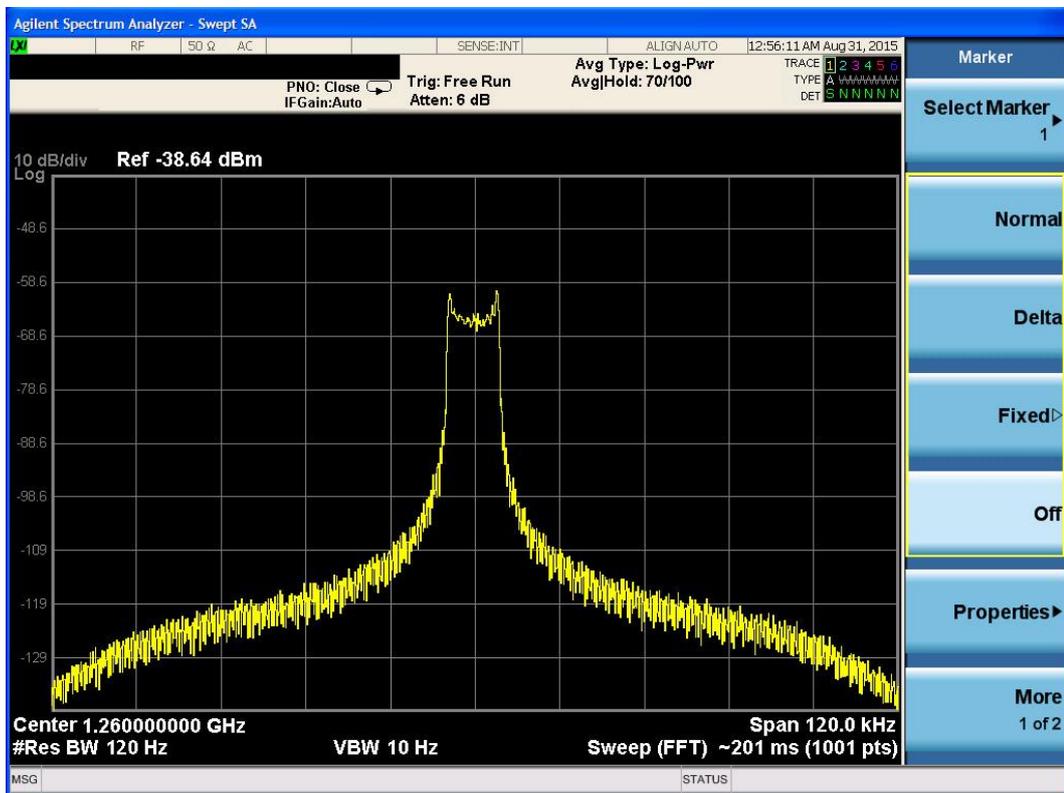


Рис. 67 Доплеровский спектр на частоте 1260 МГц. Максимальная доплеровская частота – 4000 Гц.

На рис. 68 приводится сравнение экспериментального доплеровского спектра отдельно взятого луча со спектром Джейкса, которое позволяет говорить о точном воспроизведении формы доплеровского спектра, отклонение экспериментальных данных от теоретической модели объясняется ограниченной статистикой эксперимента.

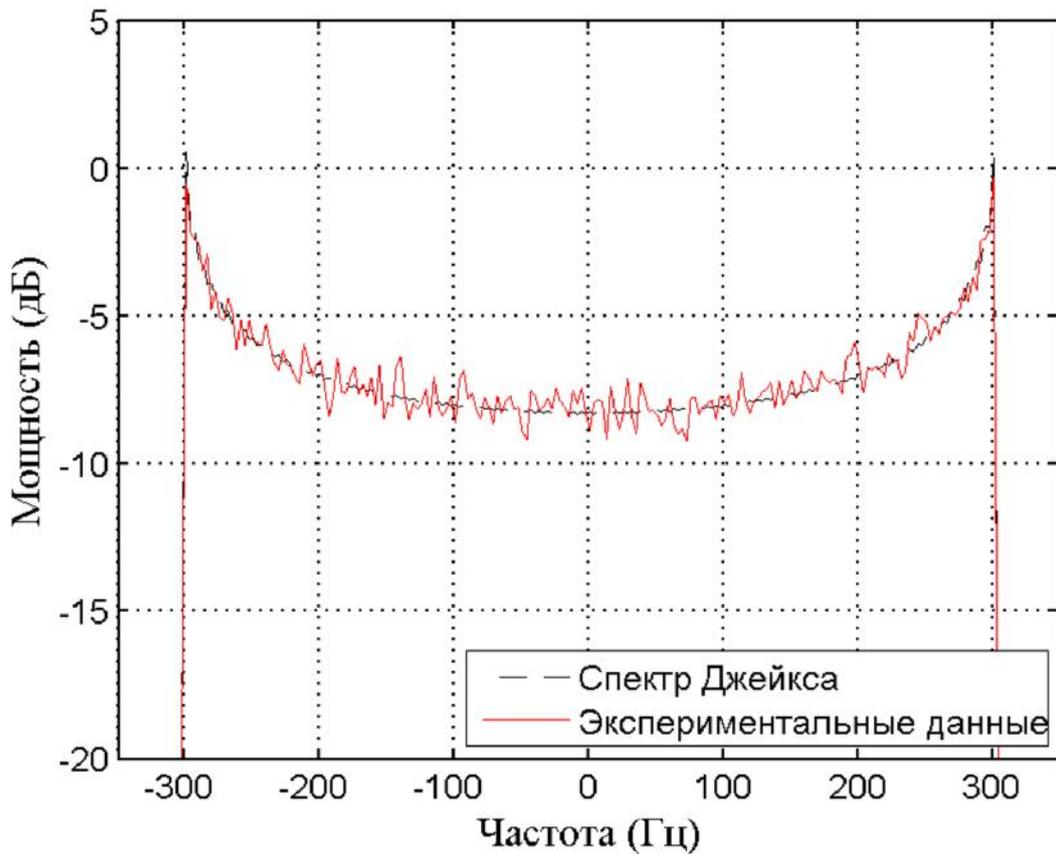


Рис. 68 Доплеровский спектр отдельного луча.

4.2 Экспериментальное исследование импульсной характеристики имитатора

4.2.1 Реализация анализатора импульсной характеристики имитатора

С целью решения задачи полной верификации разработанного имитатора многолучевого радиоканала и в связи с отсутствием доступных готовых решений на рынке, авторами был разработан анализатор импульсной характеристики радиоканала со следующими характеристиками: динамический диапазон анализа – 42 дБ; период анализа – 26 мкс; длительность анализа 406,4 нс; несущая частота зондирующего сигнала – 10-3000 МГц; временное разрешение по уровню -42 дБ – 3,2 нс [67, 68, 69, 70].

В качестве аппаратной платформы для реализации анализатора ИХ радиоканала, была использована такая же отладочная плата Xilinx ML605, на которой реализован имитатор многолучевого радиоканала. На рис. 69 приведена структурная схема анализатора, на схеме условно обозначены: РСЛОС – регистр сдвига с линейной обратной связью, служит для генерации псевдослучайной последовательности (ПСП); ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор, необходим для генерации несущего колебания; буфер памяти для данных поступающих с АЦП; микропроцессорное ядро Microblaze для управления и передачи данных по интерфейсу Ethernet в персональный компьютер (ПК).

В качестве зондирующего, используется непрерывный сигнал с бинарной фазовой манипуляцией (ФМн-2). Исходя из характеристик аппаратуры исследуемого имитатора, в качестве модулирующей последовательности, была выбрана М-последовательность с количеством элементов равным 127, длительность элемента равна 3,2 нс, общая длительность последовательности равна 406,4 нс, уровень боковых лепестков периодической автокорреляционной функции (АКФ) равен -42 дБ (см. рис. 70). В качестве генератора для М-последовательности использован РСЛОС,

который в соответствии с общепринятой методикой [33, 71] можно описать многочленом вида:

$$g(p) = p^7 + p^6 + 1, \quad (4.1)$$

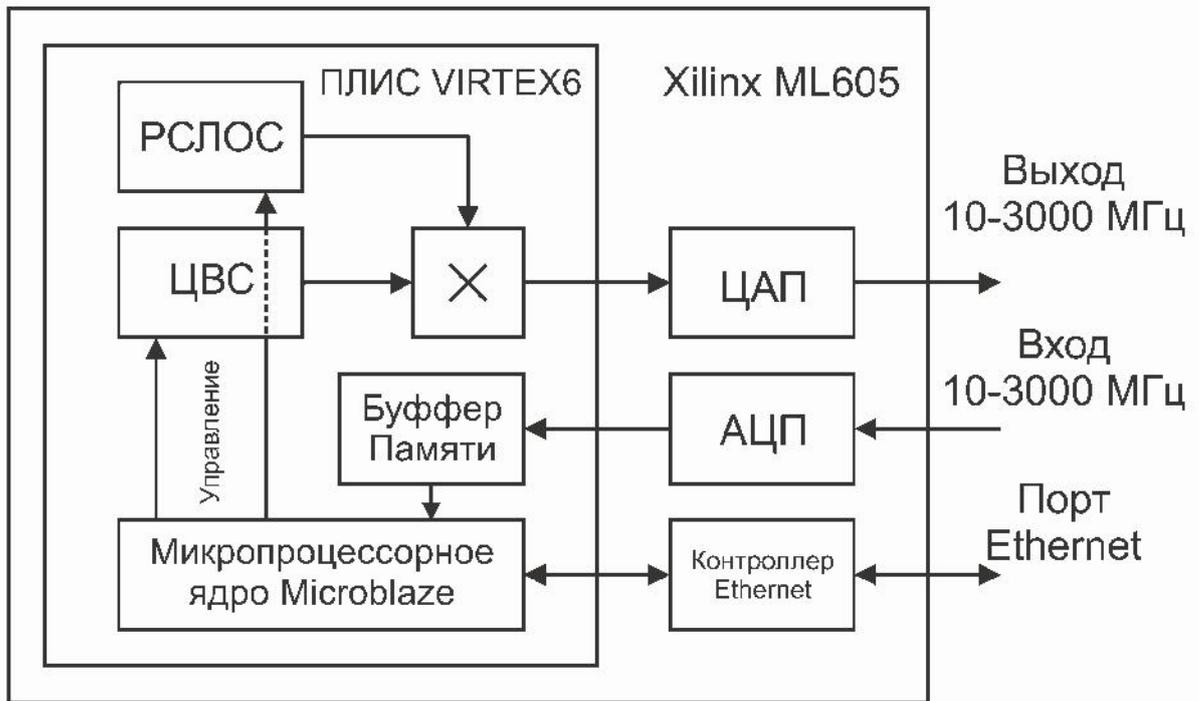


Рис. 69 Структурная схема анализатора импульсной характеристики радиоканала.

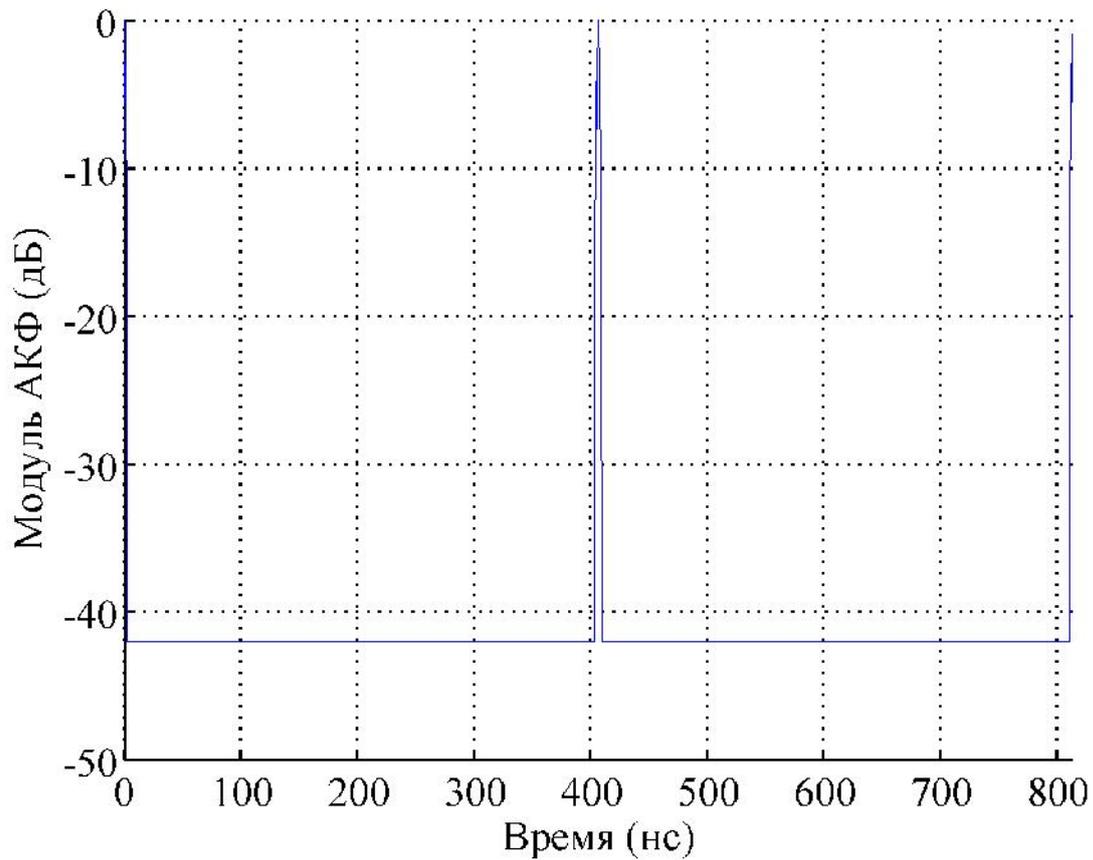


Рис. 70 График периодической АКФ М-последовательности.

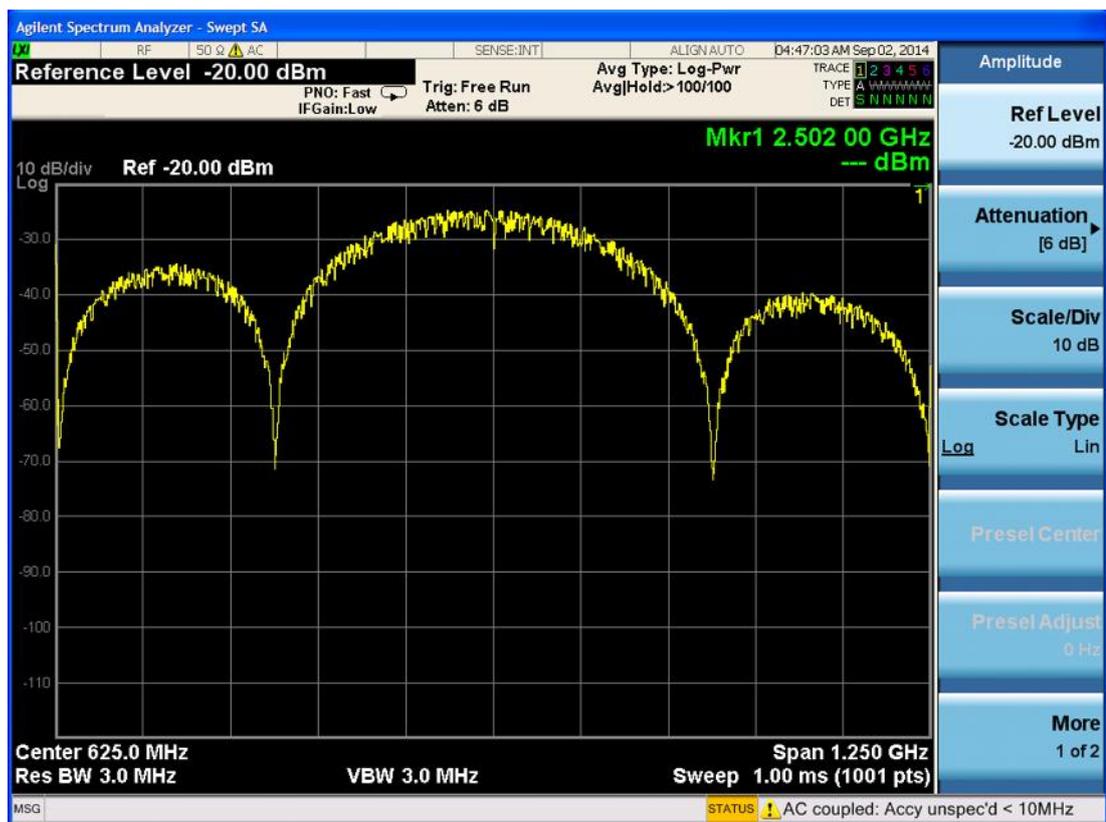


Рис. 71 Спектр сигнала на выходе анализатора импульсных характеристик.

На рис. 72 показан результат обработки данных полученных с АЦП в случае, когда выход анализатора был подключен напрямую к его входу посредством обычного СВЧ кабеля. Трехмерный график представляет собой зависимость квадрата модуля ВКФ от задержки и доплеровского сдвига частоты. Коэффициент передачи СВЧ кабеля является постоянной величиной, поэтому доплеровский сдвиг частоты в данном случае равен нулю. Данный эксперимент позволяет показать хорошее совпадение профиля задержки мощности для кабеля с АКФ М-последовательности зондирующего сигнала. Максимальный уровень боковых лепестков и разрешение совпадают с теоретическим значением.

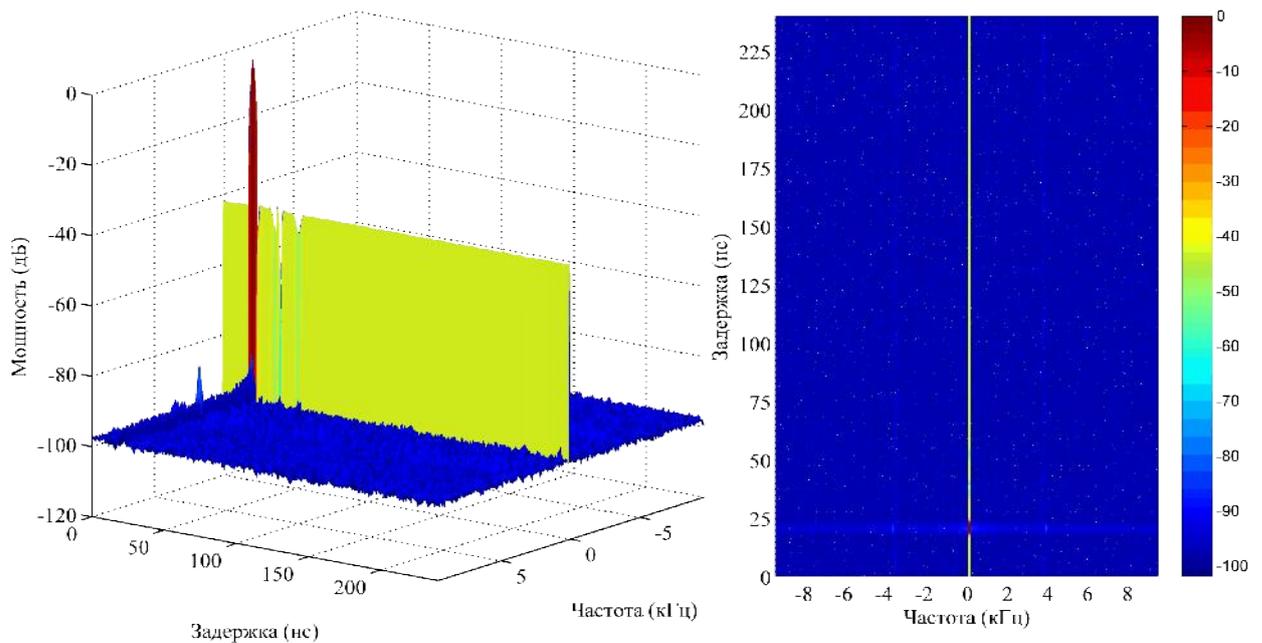


Рис. 72 Результат обработки данных полученных с АЦП анализатора ИХ.

Ограничение на период анализа имитатора в 26 мкс обусловлено пропускной способностью интерфейса Ethernet 1000-BaseT, равной 1 Гб/с. Фактически период анализа в соответствии с теоремой Котельникова определяет максимальную ширину доплеровского спектра равную 38,5 кГц, данное значение является достаточным для исследования имитатора многолучевого радиоканала [72, 73, 74].

4.2.2 Экспериментальное исследование импульсной характеристики имитатора

На рис. 73 представлена структурная схема эксперимента по исследованию импульсной характеристики имитатора многолучевого радиоканала посредством описанного выше анализатора. В соответствии с данной схемой: на вход АЦП имитатора подавался зондирующий сигнал с выхода анализатора. Параметры моделируемого радиоканала (количество лучей, мощность, форма и ширина доплеровского спектра каждого отдельного луча) передавались в имитатор с управляющего ПК. На вход анализатора подавался сигнал, прошедший через модель радиоканала, снятый с выхода имитатора. Далее в соответствии с алгоритмом работы анализатора, каждые 65 мкс производилась запись и отправка в ПК для анализа 2032 выборок сигнала с частотой дискретизации 2,5 ГГц, что соответствует двум периодам М-последовательности зондирующего сигнала. Для получения достаточной, для проведения анализа качества работы имитатора, статистики в ходе отдельно взятого эксперимента производилось накопление 80000 реализаций на временном интервале в 5,2 с. На ПК с помощью специального программного обеспечения осуществлялось выделение квадратурных составляющих сигнала, вычисление комплексной периодической ВКФ М-последовательности, быстрое преобразование Фурье и усреднение результата по всем накопленным реализациям [75, 76, 77, 78, 79].

В рамках данной работы исследование импульсной характеристики имитатора проводилось при следующих фиксированных параметрах модели радиоканала: экспоненциально спадающая форма профиля задержки мощности; классическая форма доплеровского спектра, соответствующая модели Кларка; ширина доплеровского спектра – 300 Гц; количество лучей – 16; относительная задержка между лучами – 10,8 нс; общая длительность ИХ – 192 нс.

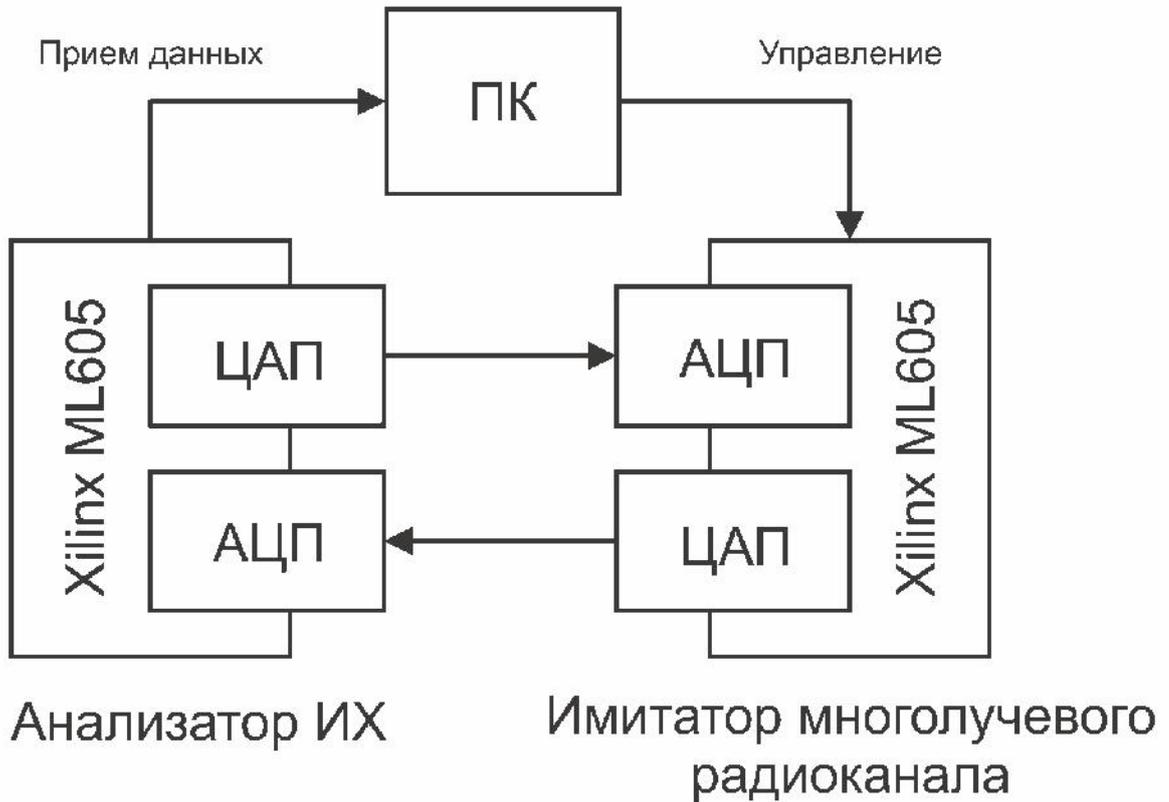


Рис. 73 Структурная схема поведения эксперимента.

В соответствии с экспериментальными результатами [80] установлено, что скорость спада профиля задержки мощности в городском радиоканале существенно зависит от угла возвышения передатчика относительно приемника. С увеличением угла возвышения скорость спада профиля задержки мощности возрастает. На рис. 74 – рис. 76 приведены графики ИХ имитатора для различных скоростей спада профиля задержки мощности, равных соответственно 0,2 дБ/нс, 0,5 дБ/нс и 1 дБ/нс, что соответствует различным углам возвышения передатчика относительно приемника.

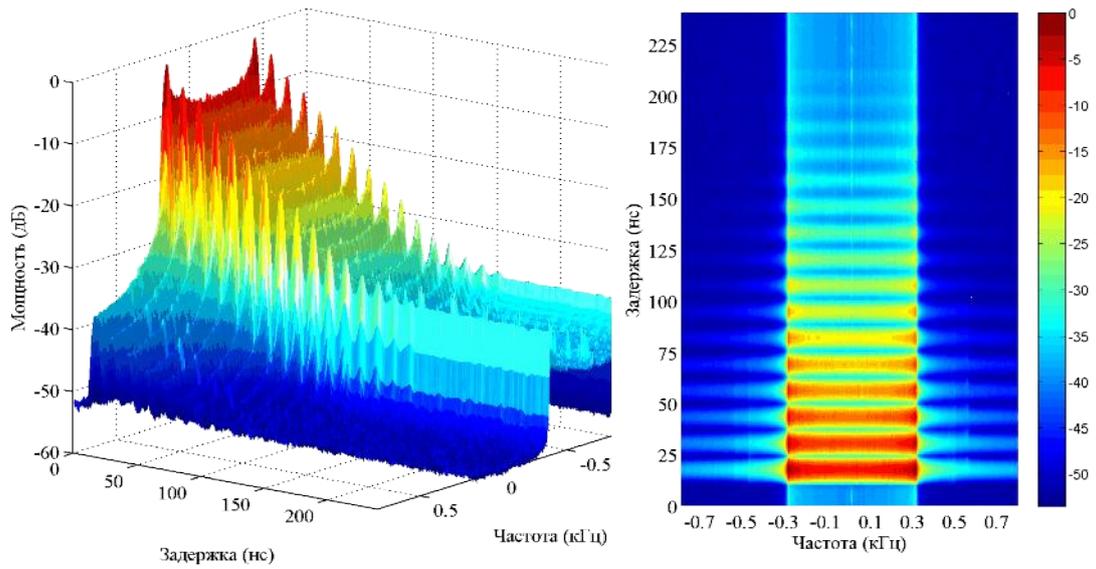


Рис. 74 ИХ имитатора при скорости спада профиля задержки мощности, равной 0,2 дБ/нс.

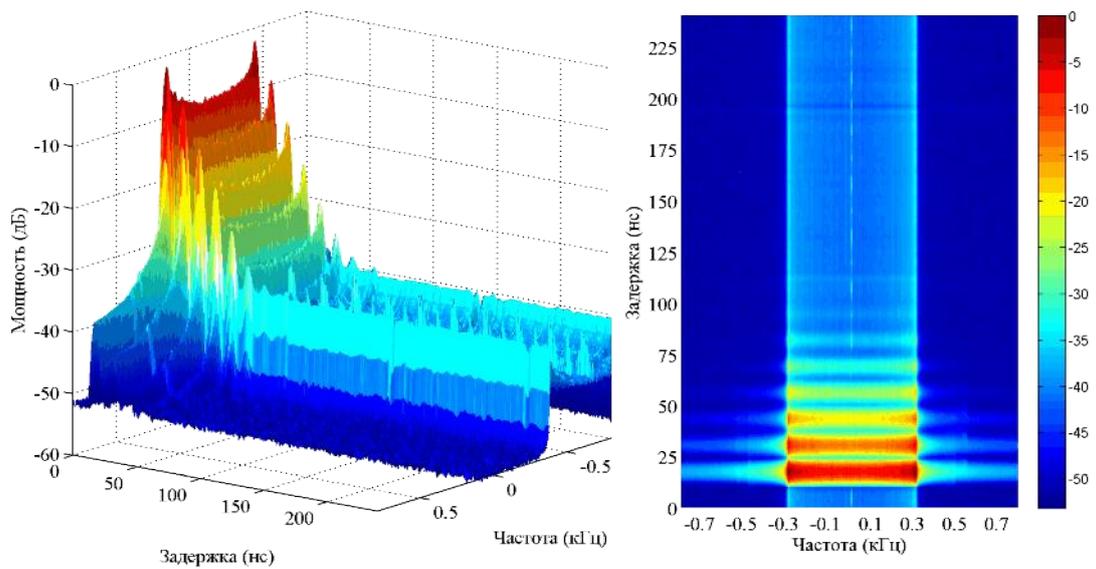


Рис. 75 ИХ имитатора при скорости спада профиля задержки мощности, равной 0,5 дБ/нс.

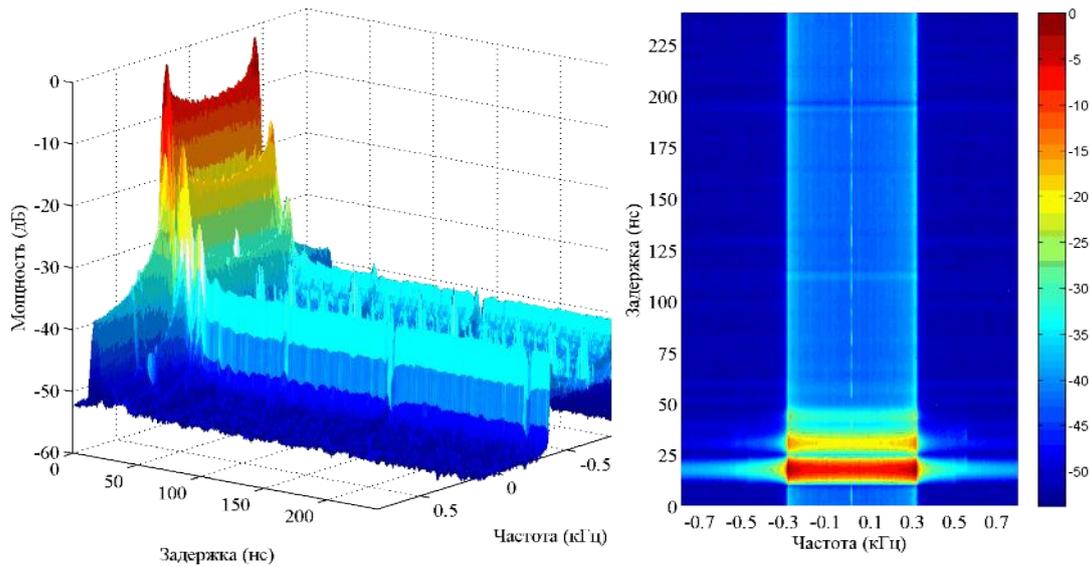


Рис. 76 ИХ имитатора при скорости спада профиля задержки мощности, равной 1 дБ/нс.

4.3 Исследование энергетической эффективности широкополосной системы скрытной радиосвязи в радиоканалах воспроизводимых имитатором

4.3.1 Описание широкополосной системы скрытной радиосвязи

Широкополосная система скрытной радиосвязи использует DBPSK модуляцию с канальной скоростью передачи информации равной 2 кбит/с и расширением спектра М-последовательностью длиной 32193 элемента, длительность элемента последовательности, таким образом, равна примерно 15 нс, а ширина спектра радиосигнала – примерно 130 МГц (по главному лепестку). Система рассчитана для работы в L-диапазоне, спектр сигнала на выходе передатчика показан на рис. 77.

Система предназначена для работы в радиоканале «вертолет-автомобиль». Максимальное удаление передатчика относительно приемника составляет 100 км. В следующем разделе показан пример расчета

характеристик двух радиоканалов с применением геоинформационной системы «Частотно-территориальное планирование» (ГИС ЧТП).

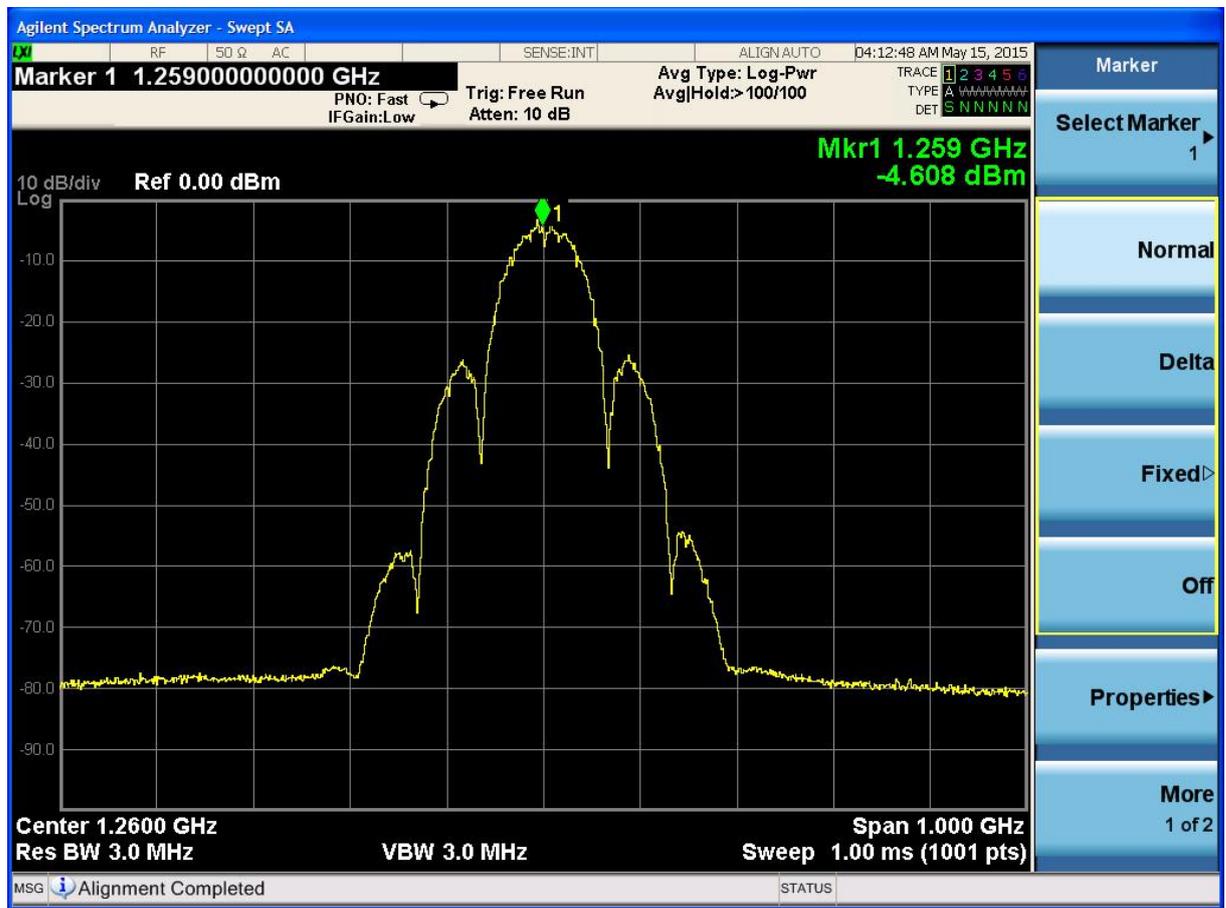


Рис. 77 Спектр сигнала на выходе передатчика.

4.3.2 Расчет характеристик радиоканала

Расчет характеристик радиоканала производился в программе ГИС ЧТП. Рассмотрены две модели радиоканала с расстоянием между передатчиком и приемником 25 км (модель №1) и 100 км (модель №2). Параметры моделей приведены в таблице 13.

Таблица 13 Параметры моделей радиоканалов.

Параметр модели	модель №1	модель №2
Расстояние между передатчиком и приемником (км)	25	100
Относительная скорость движения (км/ч)	360	360
Мощность передатчика (мВт)	10	10
Высота приемной антенны над уровнем земли (м)	2	2
Высота передающей антенны над уровнем земли (м)	100	2000
Коэффициент усиления антенны	1	1

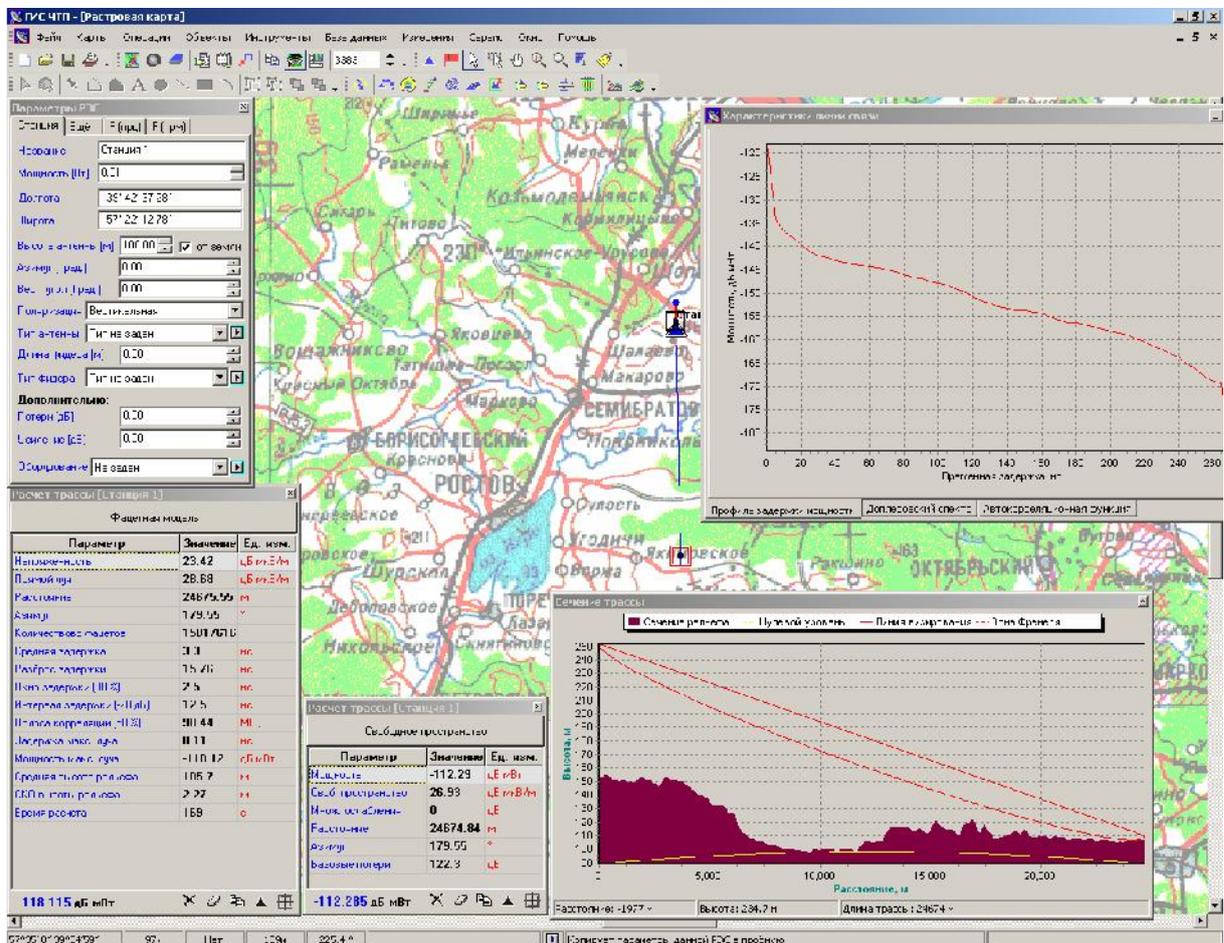


Рис. 78 Расчет характеристик радиоканала модели №1.

Анализ результатов расчета характеристик радиоканала модели № 1 (рис. 78) показал, что длительность профиля задержки мощности

радиоканала по уровню -20дБ составляет 6 нс , задержка отраженного луча относительно прямого – $0,11\text{ нс}$.

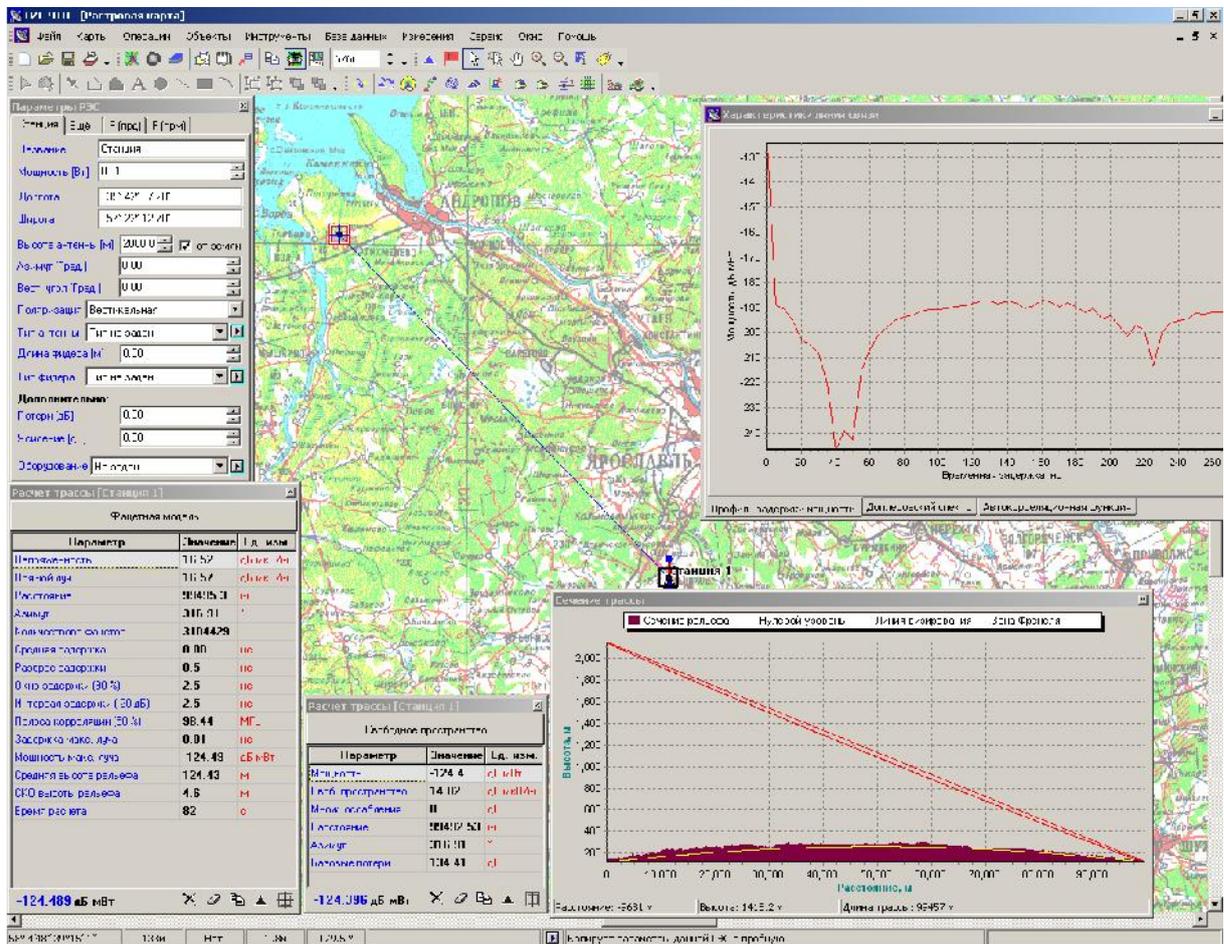


Рис. 79 Расчет характеристик радиоканала модели №2.

Анализ результатов расчета характеристик радиоканала модели № 2 (рис. 79) показал, что длительность профиля задержки мощности радиоканала по уровню -20дБ составляет 4 нс , задержка отраженного луча относительно прямого – $0,01\text{ нс}$.

Расчет характеристик радиоканалов показал, что с учетом рекомендации МСЭ об усечении профиля задержки мощности по уровню -20дБ , рассмотренные модели сводятся к классическому радиоканалу с райсовскими замираниями.

4.3.3 Исследование производительности широкополосной системы скрытной радиосвязи на комплексе полунатурного моделирования

Комплекс полунатурного моделирования (КПМ) представляет собой программно-аппаратный комплекс, предназначенный для проведения лабораторных исследований радиотехнических систем в условиях приближенных к реальным [79-85]. Структурная схема комплекса полунатурного моделирования радиотехнических систем приведена на рис. 80. Комплекс условно можно разделить на две части программную и аппаратную.

Программная часть реализована на сервисном ПК, входящем в состав комплекса. С помощью программной части комплекса решаются следующие задачи: расчет характеристик модели радиоканала в программе ГИС ЧТП, управление аппаратной частью комплекса, управление аппаратурой исследуемой РТС (передатчик и приемник), анализ эффективности работы исследуемой РТС [86-89].

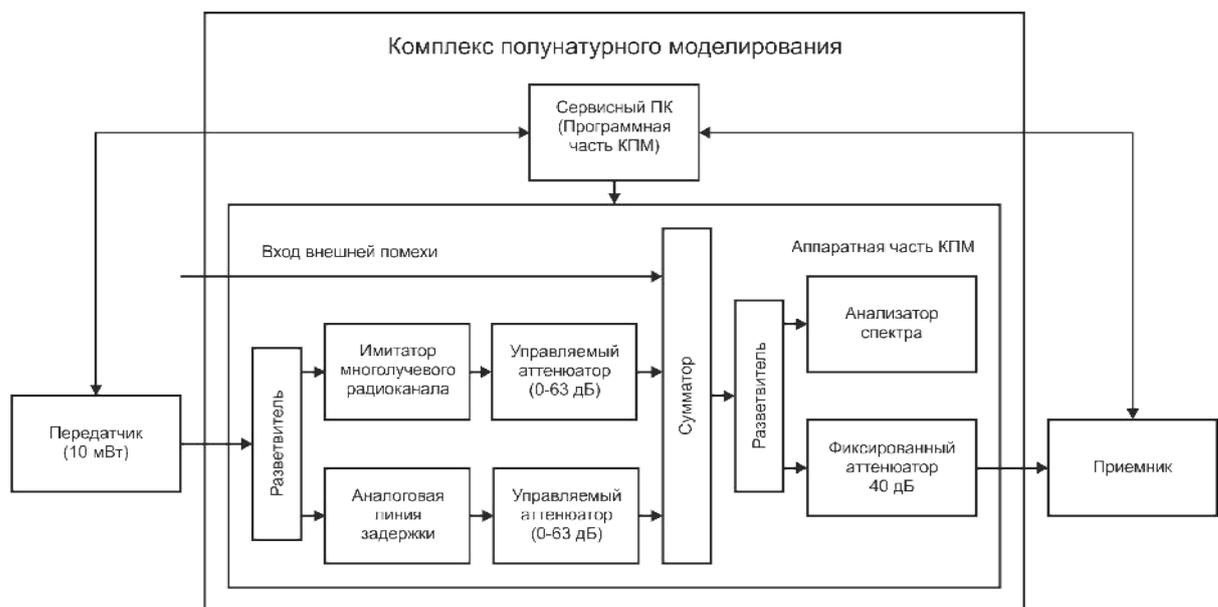


Рис. 80 Структурная схема комплекса полунатурного моделирования радиотехнических систем.

В состав аппаратной части входят имитатор многолучевого радиоканала, аналоговая линия задержки сигнала прямого луча, управляемые аттенюаторы с ослаблением в диапазоне от 0 до 63 дБ с шагом 1 дБ, аналоговый сумматор и разветвители, анализатор спектра, набор фиксированных аттенюаторов [90-93].

На рис. 81 показан внешний вид аппаратной части КПМ.

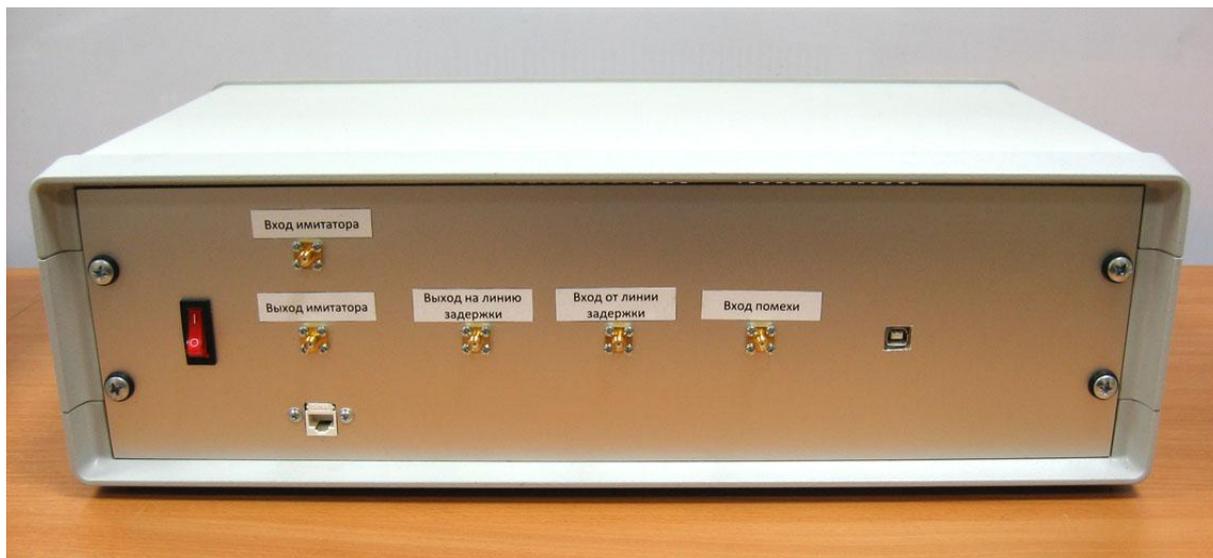


Рис. 81 Внешний вид аппаратной части комплекса полунатурного моделирования.

4.3.4 Исследование производительности широкополосной системы скрытной радиосвязи в канале с АБГШ

На рис. 82 приведено сравнение энергетической кривой полученной в результате испытаний на КПМ в условиях воздействия собственных шумов приемника и теоретической кривой для DBPSK модуляции в канале с АБГШ в условиях идеальной частотной и временной синхронизации.

Теоритическая кривая для вероятности битовой ошибки P_b для сигнала с DBPSK модуляцией в канале с АБГШ определяется выражением [28]:

$$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right), \quad (4.2)$$

где E_b – энергия информационного бита, N_0 – СПМ шума.

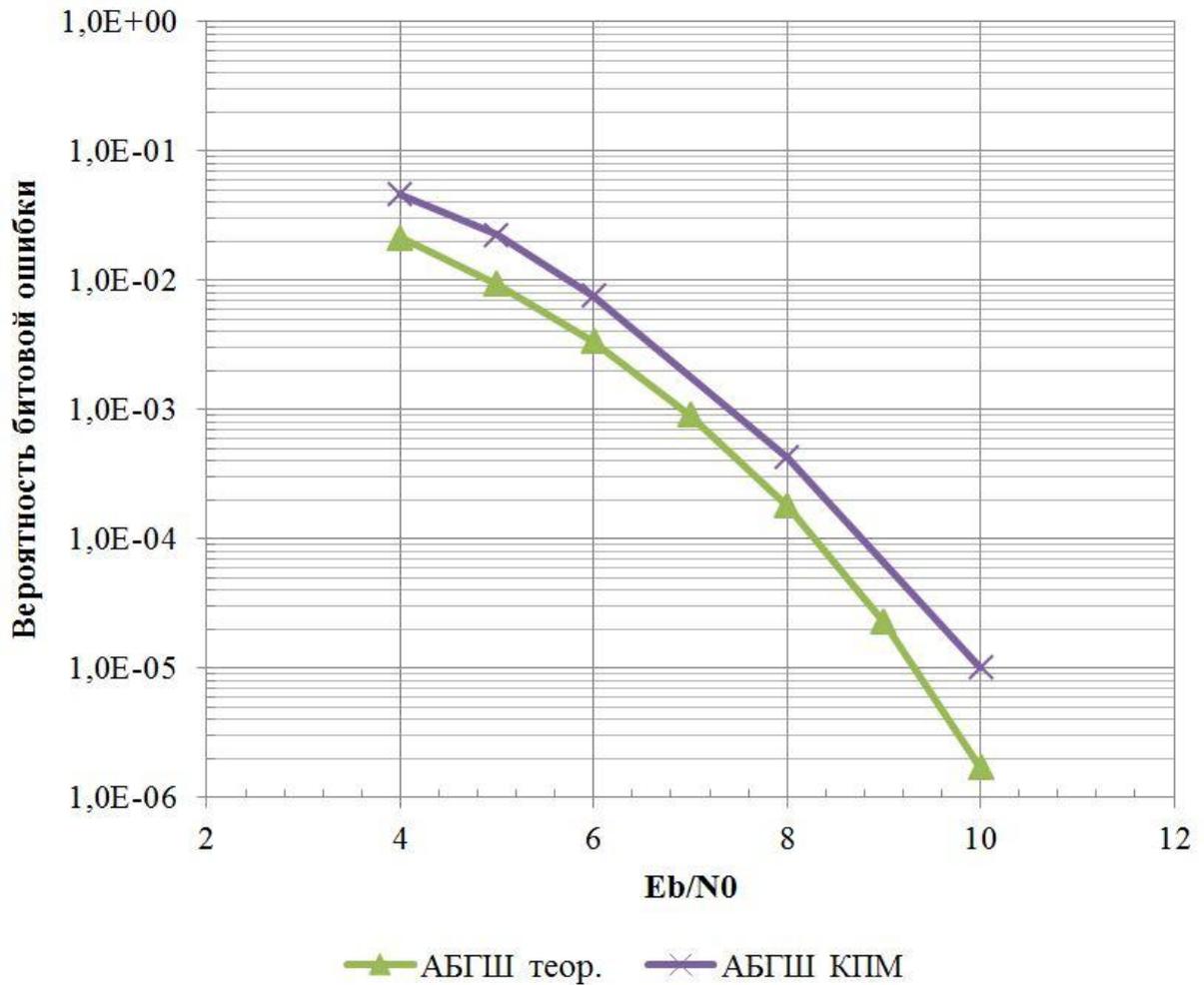


Рис. 82 Сравнение теоритической кривой помехоустойчивости с экспериментальной, полученной на КПМ в АБГШ канале.

4.3.5 Исследование производительности широкополосной системы скрытной радиосвязи в канале с релеевскими замираниями

На рис. 83 приведено сравнение энергетической кривой полученной в результате испытаний на КПМ в условиях воздействия собственных шумов приемника и релеевских замираний, и теоретической кривой для DBPSK модуляции в релеевском канале в условиях идеальной частотной и

временной синхронизации. На КПМ производилось два эксперимента с различной шириной доплеровского спектра рассеянного луча ($F_d=50$ Гц и $F_d=300$ Гц).

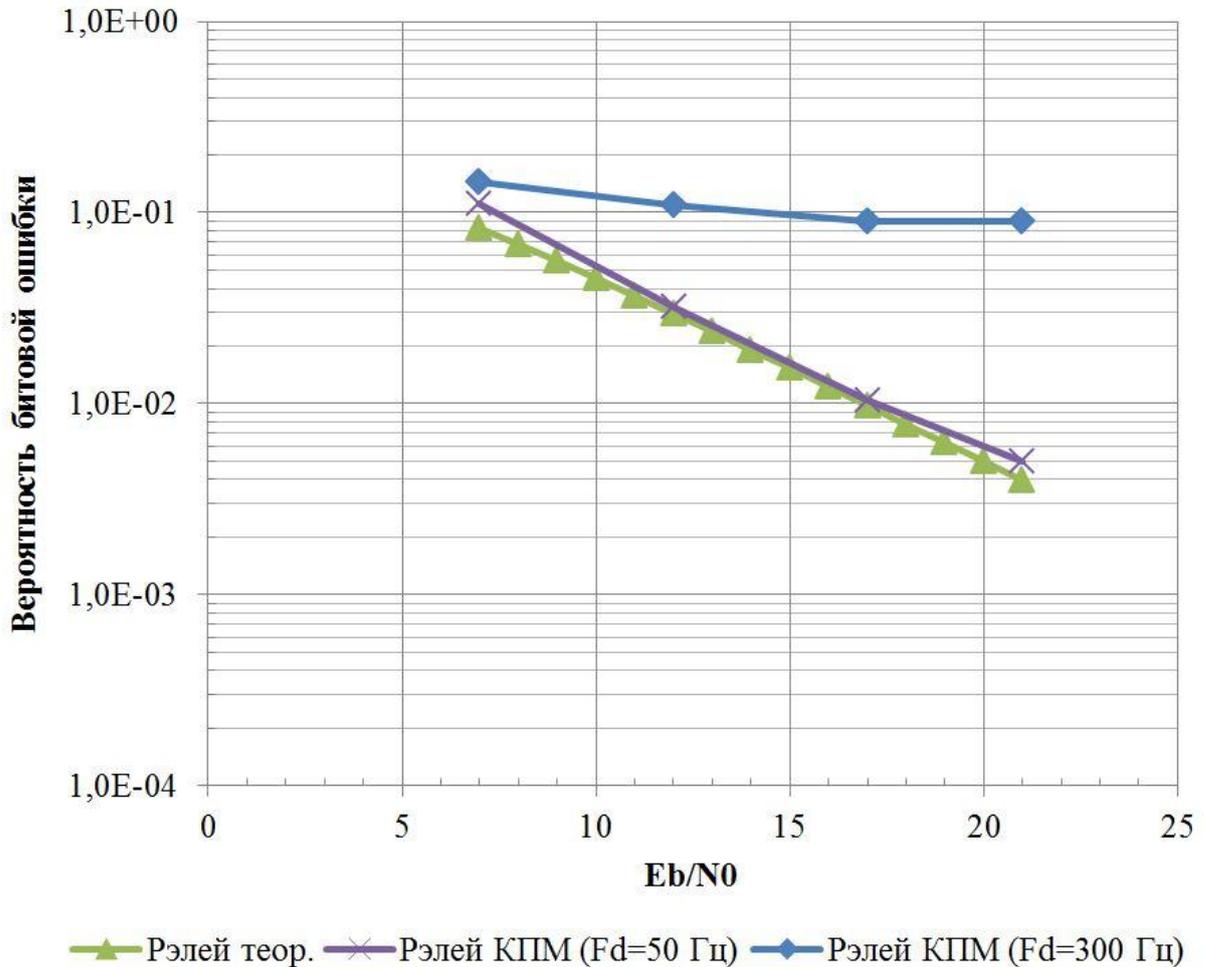


Рис. 83 Сравнение теоритической кривой помехоустойчивости с экспериментальной, полученной на КПМ в канале рэлеевскими замираниями.

Теоритическая кривая для вероятности битовой ошибки P_b для сигнала с DBPSK модуляцией в канале с рэлеевскими и райсовскими замираниями определяется выражением [28]:

$$P_b = \frac{1}{2} M_\gamma(-1), \quad (4.3)$$

для рэлеевских замираний:

$$M_{\gamma}(s) = \frac{1}{1 - s\gamma}, \quad (4.4)$$

где $\gamma = \rho \frac{E_b}{N_0}$ – ОСШ, ρ – мощность амплитудной огибающей замираний.

4.3.6 Исследование производительности широкополосной системы скрытной радиосвязи в канале с райсовскими замираниями

На рис. 84 приведено сравнение энергетической кривой полученной в результате испытаний на КПМ в условиях воздействия собственных шумов приемника и райсовских замираний, и теоретической кривой для DBPSK модуляции в райсовском канале в условиях идеальной частотной и временной синхронизации.

Теоритическая кривая для вероятности битовой ошибки P_b для сигнала с DBPSK модуляцией в канале с райсовскими замираниями также как и для рэлеевских, определяется выражением (4.3) [28], однако, выражение для функции $M_{\gamma}(s)$ описывается следующим образом:

$$M_{\gamma}(s) = \frac{1 + K}{1 + K - s\gamma} \exp\left(\frac{Ks\gamma}{1 + K - s\gamma}\right), \quad (4.5)$$

где K – отношение мощности прямого луча к мощности рассеянного луча – фактор Райса.

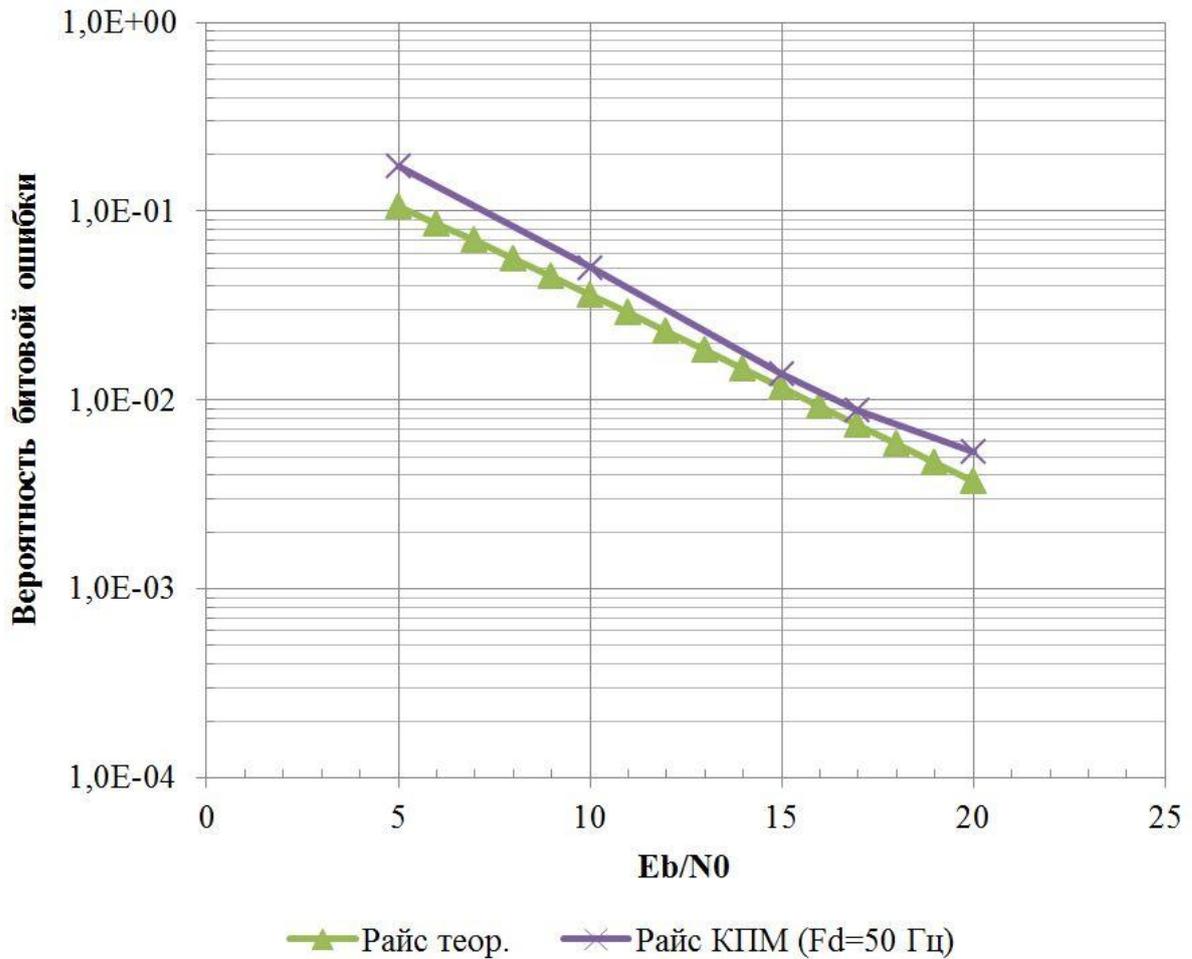


Рис. 84 Сравнение теоритической кривой помехоустойчивости с экспериментальной, полученной на КПИМ в канале райсовскими замираниями.

Выводы

1. Спектральные и статистические характеристики имитатора соответствуют заложенным в него математическим моделям.
2. Исследование статистических характеристик подтвердило правомерность замены ГСЧ с нормальным законом распределения на ГСЧ с равномерным законом распределения, описанной в предыдущей главе.
3. Получено экспериментальное подтверждение возможности обработки сигналов в диапазоне от 10 до 3000 МГц с шириной полосы сигнала до 130 МГц.

4. Совпадение результатов испытаний системы связи на комплексе полунатурного моделирования с теоретическими данными позволяет говорить об адекватности моделирования на КПМ, той математической модели, которая была заложена в процессе разработки имитатора.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертационная работа посвящена оптимизации вычислительных ресурсов широкополосного имитатора многолучевого радиоканала с частотно-временным рассеянием. Основные результаты диссертационной работы сводятся к следующим положениям:

1. Разработан принцип построения аппаратного имитатора многолучевого радиоканала, учитывающий, как свойства радиоканала, так и характеристики радиосигнала системы радиосвязи. Применение данного принципа позволяет адекватно воспроизводить свойства многолучевого радиоканала с высокой эффективностью в режиме реального времени.

2. Применение критерия оптимизации интервала дискретизации импульсной характеристики радиоканала позволяет в 2 раза снизить вычислительные затраты имитатора, по сравнению с классическим подходом к выбору интервала дискретизации ИХ, для случаев, когда длительность импульсной характеристики радиоканала существенно превышает длительность информационного символа. Для случаев, когда длительность импульсной характеристики радиоканала сравнима или меньше длительности информационного символа, вычислительные затраты возрастают в 2-4 раза, по сравнению с классическим подходом, однако, за счет более короткого интервала дискретизации повышается адекватность моделирования.

3. Порядок доплеровского фильтра, при физически реализуемых значениях отношения ширины доплеровского спектра к ширине полосы радиосигнала $\frac{\Delta F_D}{\Delta F}$, оказывает незначительное влияние на энергетическую эффективность исследуемой системы передачи информации, что позволяет отказаться от использования фильтров высоких порядков, и тем самым снизить вычислительные затраты имитатора. Как показывает расчет экономия вычислительных ресурсов может составлять более, чем в 20 раз (при сравнении фильтра 32-го порядка с фильтром 1024-го порядка).

4. Применение высокоскоростных АЦП и ЦАП позволяет отказаться от использования аналоговых преобразователей частоты в диапазоне частот до 3ГГц. Данное решение позволяет повысить универсальность имитатора, избавиться от различных искажений сигнала, вносимых аналоговым трактом.

5. Исследование статистических характеристик подтвердило правомерность замены ГСЧ с нормальным законом распределения на ГСЧ с равномерным законом распределения. Использование ГСЧ с равномерным законом распределения позволяет более чем в 10 раз уменьшить количество вычислительных ресурсов необходимых для реализации этого генератора.

6. Реализация доплеровского фильтра по принципу многоканального фильтра с временным разделением каналов позволяет уменьшить количество необходимых умножителей в число раз равное количеству временных каналов.

7. По результатам экспериментальных исследований можно сделать заключение, что разработанный экспериментальный образец имитатора широкополосного радиоканала с частотно-временным рассеянием полностью соответствует тем математическим моделям, которые были заложены в него в процессе проектирования.

На основании представленных выше положений можно сделать вывод о том, что цель диссертационной работы по повышению эффективности использования вычислительных ресурсов широкополосного имитатора многолучевого радиоканала с частотно-временным рассеянием достигнута.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. T. Rappaport Wireles Communications. Principles and Practice. Second Edition. — Prentice Hall, 2001. — Т. 2.
2. Ren Fei Hardware emulation of w ireless communication fading channels // Doctoral Dissertations. — 2011.
3. Л.Н. Волков , М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики : Учеб. пособие. — Москва : Экотрендз, 2005.
4. Галкин А.П. Моделирование каналов систем связи. — М. : Связь, 1979.
5. Kolu J., Jamsa, T., Hulkkonen, A. Real Time Simulation of Measured Radio Channels // IEEE, VCT Fall, Orlando, Florida, USA. — 2003. — Vol. 1.
6. Kempainen J., Poutannen, T., Harju, J. Method and apparatus for simulating radio channel // US PATENT №7394880. — 2008.
7. Sivante W., Winroth, M.O. Channel simulator for mobile systems // US Patent №6600926. — 2003.
8. Д.Д. Кловский Обработка пространственно-временных сигналов. — Москва : Связь, 1969. — 376 с.
9. Кловский Д. Д. Модели непрерывных каналов связи на основе. — Москва : Радио и связь, 1984.. — 248 с.
10. Быков В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. — Москва : Советское радио, 1971. — 328 с.
11. Самойлов А.Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов // Проектирование и технология электронных средств. — 2003. — 4. — С. 32-36.
12. Самойлов А.Г. Модель распространения сигналов сотовой связи. // Сборник трудов VII Международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации». — 2007. — С. 26-27.

13. Шон Ву Ван Моделирование широкополосных радиоканалов в системах мобильной связи. // Сборник трудов «Высокие технологии, фундаментальные и прикладные исследования, образование» РГГМУ. — 2009. — С. 79-81.

14. Шон Ву Ван Разработка имитатора радиоканалов мобильной связи. — Владимир : Автореферат диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук, специальность 05.12.13 «Системы, сети и устройства телекоммуникаций», 2009.

15. Басс Ф. Г., Фукс, И. М. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. — М. : Советское Радио, 1972.

16. Clarke R. H. A statistical theory of mobile-radio reception // Bell Sys. Tech. J.. — 1968. — Т. 47, 6. — С. pp. 957–1000.

17. Gans M. J. A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment // IEEE Trans. Veh. Technol.. — 1972. — Т. 21, 1. — С. pp. 27-38.

18. Jakes William C. Microwave Mobile Communications . — Piscataway, NJ : IEEE Press, 1974.

19. Bello Philip A. Characterization of randomly time-variant linear channels // IEEE Trans. Commun. Syst. — 1963. — vol. CS-11. — С. 360-393.

20. Борзов А.Б. Соколов А.В. Математическая модель рассеяния электромагнитных волн на объектах сложной формы // Электромагнитные волны и электронные системы. — 1998. — 10. — С. 39-54.

21. А.Б. Герасимов ПОЛУНАТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ В КАНАЛАХ С ПРОСТРАНСТВЕННО-ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫМ РАССЕЯНИЕМ В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ. — Ярославль, 2010.

22. Saeed Fouladi Fard Amirhossein Alimohammad A SINGLE FPGA FILTER-BASED MULTIPATH FADING EMULATOR // IEEE "GLOBECOM" proceedings. — 2009. — С. 55-60.

23. Komninakis Christos A Fast and Accurate Rayleigh Fading Simulator // Applied Wave Research, Inc. — <http://www.ee.ucla.edu/~chkomn>.

24. Achilleas Anastasopoulos Keith M. Chugg AN EFFICIENT METHOD FOR SIMULATION OF FREQUENCY SELECTIVE ISOTROPIC RAYLEIGH FADING. — University of Southern California, Los Angeles, CA, 2008. — С. 75-85.
25. Komninakis Christos Fast Rayleigh fading simulation with an IIR filter and polyphase interpolation // *Satellite Communications*. — 2004. — 7. — С. Christos Komninakis, Joel F. Kirshman.
26. Jamshaid Sarwar Malik Ahmed Hemani On the Design of Doppler Filters for Next Generation Radio Channel Simulators // *2009 International Conference on Signals, Circuits and System*. — С. 124-131.
27. Jeruchim Michel C. *Simulation of Communication Systems – Modeling, Methodology and Techiques*) 2-nd Edition. — Kluwer Academic Publishers, 2002.
28. Simon M. K., Alouini, M. S. *Digital Communication over Fading Channels – A Unified Approach to Performance Analysis*. — Wiley, 2000.
29. Sklyar B. Rayleigh fading channels in mobile radio communications // *IEEE Communication Magazine*. — 1997. — 35(9). — С. 133-155.
30. Скляр Б. *Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение*. — Москва : Издательский дом "Вильямс", 2003. — 1104 с.
31. Ibnkahla Mohamed *Signal processing for mobile communications handbook*. — Washington, D.C. : CRC PRESS, 2005.
32. Шелухин О.И. *Моделирование информационных систем. Учебное пособие для вузов.* — Москва : Горячая линия - Телеком, 2012. — 516 с.
33. Прокис Д. *Цифровая связь*. — Радио и связь, 2000.
34. Баскаков И.С. *Радиотехнические цепи и сигналы*. — Москва : Высшая школа, 2000. — 248 с.
35. *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA)* . — ETSI TS 136 101 V10.3.0 , 2011.
36. *GSM Technical Specification ver 5.0.0*. — ETSI, 1996.
37. *COST 207 Digital land mobile radio communications*. — Brussels, 1989.

38. Cyril-Daniel Iskander A MATLAB-based Object-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation // <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/18869-a-matlab-based-object-oriented-approach-to-multipath-fading-channel-simulation>.
39. Octoscope Fundamentals of channel emulation // <http://www.octoscope.com/>. — 2012. — http://www.octoscope.com/English/Collaterals/Presentations/octoScope_FundamentalsChannelEmulation.pdf.
40. Spirent VR5 HD Spatial Channel Emulator. — 2013. — <http://www.spirent.com>.
41. PropSim The PropSim® channel emulation platform. — 2014. — <http://www.anite.com/>.
42. Systems Azimuth ACE MX MIMO Channel Emulators. — <http://www.azimuthsystems.com/products/ace-channel-emulators/ace-mx/>.
43. Казаков Л.Н. Соловьев Д.М. Оптимизация вычислительных ресурсов имитатора мобильного городского многолучевого радиоканала. // Электросвязь. — 2016. — 4. — С. 49-56.
44. DS291 LogiCORE IP Complex Multiplier v3.1 // Xilinx. — 2011. — <http://www.xilinx.com/support.html>.
45. DS214 LogiCORE IP Adder/Substracter v11.0 // Xilinx. — 2011. — <http://www.xilinx.com/support.html>.
46. Иванов А.П. Имитатор многолучевого канала связи // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». — 2011. — Т. 1.
47. Шутов С.Л., Иванов А.П., Жуков С.В., Кашлов В.В. Имитатор декаметрового канала связи // 3-я Международная конференция и выставка "Цифровая обработка сигналов и ее применение":. — 2000.. — Т. 2. — С. 255-258.
48. Xilinx Virtex-6 Family Overview. — 2015.
49. Virtex-6 FPGA ML605 Evaluation Kit // Xilinx. — 2015. — <http://www.xilinx.com/products/boards-and-kits/ek-v6-ml605-g.html>.

50. ADC083000 8-Bit, 3 GSPS, High Performance, Low Power A/D Converter // Texas Instruments. — 2009. — <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/adc083000.pdf>.
51. AD9739 RF Digital-to-Analog Converter // Analog Devices. — 2009. — <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9739.pdf>.
52. ADF4350. Wideband Synthesizer with Integrated VCO // Analog Devices. — 2009. — <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADF4350.pdf>.
53. Плата ADA605 // ООО "ИМТ". — 2015. — <http://imt-yar.ru/products/15641712>.
54. Xilinx Virtex-6 FPGA. Configurable Logic Block. User Guide. — 2012.
55. Sundararajan P. High Performance Computing Using FPGAs. — Xilinx, 2010.
56. Virtex-6 FPGA DSP48E1 Slice User Guide UG369 // Xilinx. — 2011. — <http://www.xilinx.com/support/documentation/virtex-6.htm>.
57. Virtex-6 FPGA Memory Resources User Guide // XILINX. — 2014. — <http://www.xilinx.com/support.html>.
58. Microblaze Processor Reference Guide UG081 // Xilinx. — 2014. — <http://www.xilinx.com/support.html>.
59. Рабинер Р., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. — Москва : Мир, 1978. — 848 с.
60. LogiCORE IP DDS Compiler v4.0 // XILINX. — 2011. — <http://www.xilinx.com/support.html>.
61. Xilinx Virtex-6 Libraries Guide for HDL Designs. — 2013.
62. Marsaglia George Xorshift RNGs // Journal of Statistical Software. — 2003. — 8 (14).
63. Тарасов И. Возможности FPGA фирмы Xilinx для цифровой обработки сигналов // Компоненты и технологии. — 2007. — №5. — С. 68-74.

64. IP LogiCORE FIR Compiler v5.0 // Веб-сайт компании Xilinx. — 2011. — <http://www.xilinx.com>.
65. Harris Fredric J. Multirate Signal Processing for Communication Systems. — Prentice Hall PTR, 2004.
66. Meyer-Baese U. Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays. — Springer Verlag, 2001.
67. Hogenauer E.B. An Economical Class of Digital Filters for Decimation and Interpolation // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. — 1981. — ASSP-29(2). — С. pp. 155–162.
68. Герасимов А.Б., Соловьев Д.М. Реализация на ПЛИС имитатора многолучевого канала высокоскоростной мобильной радиосвязи // Электросвязь. — 2014. — 5. — С. 39-44.
69. Герасимов А.Б., Казаков, Л.Н., Кренев, А.Н., Соловьев, Д.М. Комплекс полунатурного моделирования системы высокоскоростной радиосвязи в радиоканале земля-самолет. // Сборник докладов международного научно-технического семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях СИНХРОИНФО 2013». — Ярославль, 2013. — С. 192-195.
70. Герасимов А.Б., Казаков, Л.Н., Соловьев, Д.М. Реализация на программируемой логической интегральной схеме имитатора городского многолучевого канала высокоскоростной мобильной радиосвязи // Вестник ЯЗРИ ПВО. — 2014. — №4. — С. 76-86.
71. Герасимов А.Б., Кренев, А.Н., Погребной, Д.С., Селянская, Е.А., Соловьев, Д.М. 12-ая Всероссийская научно-практическая конференция «Актуальные вопросы разработки и внедрения информационных технологий двойного применения» // Комплекс полунатурного моделирования систем радиосвязи.. — Ярославль, 2011. — С. 100-105.
72. Герасимов А.Б., Кренев, А.Н., Киселева, Ю.С., Скороходов, Е.А., Соловьев, Д.М. Полунатурная модель радиолокатора // Труды XIII Всероссийской научно-практической конференции «Проблемы развития и

применения средств ПВО в современных условиях». — Ярославль, 2012. — С. 187-190.

73. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для ВУЗов. — Москва : Радио и связь, 1986. — 512 с.

74. Виноградов К.Е., Герасимов, А.Б., Захаров, М.Ю., Кренёв, А.Н., Селянская, Е.А., Тюкин, А.Л. Анализ профилей рассеяния радиосигналов в каналах с частотно-пространственно-временным рассеиванием. // Сборник докладов Всероссийской конференции "Интеллектуальные ресурсы регионов России". — 2010.

75. Герасимов А.Б., Соловьев, Д.М. Комплекс полунатурного моделирования систем радиосвязи с нефиксированной конфигурацией. // Сборник докладов IV международной научно-практической конференции «Научно-техническое творчество молодежи – путь к обществу, основанному на знаниях». — Москва, 2012. — С. 143-146.

76. Герасимов А.Б., Кренев, А.Н., Соловьев, Д.М. Реализация на ПЛИС имитатора многолучевого канала высокоскоростной мобильной радиосвязи // Труды XIV Всероссийской научно-практической конференции «Проблемы развития и применения средств ПВО на современном этапе. Средства ПВО России и других стран мира, сравнительный анализ». — Ярославль, 2013. — С. 100-108.

77. Герасимов А.Б., Соловьев, Д.М. Реализация на ПЛИС имитатора многолучевого радиоканала с частотно-селективными замираниями // Доклады международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий REDS-2014». — Москва, 2014. — С. 146-149.

78. Соловьев Д.М., Скороходов, Е.А. Полунатурное моделирование многофункциональной БРЛС в режиме обнаружения // Сборник трудов международной научно-технической конференции «СИНХРОИНФО 2014». — Воронеж, 2014. — С. 144-147.

79. Туров В.Е., Герасимов, А.Б., Соловьев Д.М. Алгоритм подавления многократных ответных импульсных помех обзорным радиолокационным станциям и его реализация в комплексе полунатурного моделирования. // Вестник ВУНЦ ВВС "ВВА" (филиал г. Ярославль). — 2012. — Т. 2, 14. — С. 25-37.

80. С.Л. Марпл-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. — Москва : Мир, 1990. — 584 с.

81. LEHNER A. PROCEEDINGS OF THE 2nd WORKSHOP ON POSITIONING, NAVIGATION AND COMMUNICATION (WPNC'05) // The land mobile satellite navigation multipath channel - a statistical analysis. — 2005. — С. 119-126.

82. Казаков Л.Н., Соловьев, Д.М. Расчет параметров городского многолучевого радиоканала // Вестник ЯрГУ им. П.Г. Демидова. Серия естественные и технические науки.. — 2014. — 4. — С. 19-24.

83. Казаков Л.Н., Соловьев, Д.М. Оптимизация вычислительных ресурсов имитатора широкополосного городского многолучевого радиоканала // Электросвязь. — 2015. — №5. — С. 20-23.

84. Герасимов А.Б., Соловьев, Д.М An efficient use of DAC dynamic range in frequency-selective channel simulator // T-Comm. Телекоммуникации и транспорт. — 2015. — Т. 9, №1. — С. 90-92.

85. Соловьев Д.М. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012613902 программный файл «Цифровой когерентный модем фазоманипулированных сигналов». . — РФ, 26 04 2012 г..

86. Соловьев Д.М Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013615936 программный файл «Цифровой имитатор многолучевого канала для высокоскоростных систем авиационной радиосвязи». — РФ.

87. Кренев А.Н., Герасимов, А.Б., Погребной, Д.С., Соловьев, Д.М., Селянская, Е.А. Патент на полезную модель «Программно-аппаратный

комплекс с нефиксированной конфигурацией для моделирования радиотехнических систем». Заявка № 012120499/08(030909) от 17.05.2012 решение о выдаче патента от 6 июня 2012. — РФ.

88. Герасимов А.Б., Кренев, А.Н., Погребной, Д.С., Селянская, Е.А., Соловьев, Д.М. 14-я Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2012" // Комплекс полунатурного моделирования систем радиосвязи с нефиксированной конфигурацией.. — Москва, 2012. — С. 53-55.

89. Герасимов А.Б., Кренев, А.Н., Погребной, Д.С., Селянская, Е.А., Соловьев, Д.М. Сборник докладов международного научно-технического семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях СИНХРОИНФО 2012» // Комплекс полунатурного моделирования систем радиосвязи с нефиксированной конфигурацией.. — 2012. — С. 37-40.

90. Герасимов А.Б., Кренев, А.Н., Погребной, Д.С., Селянская, Е.А., Соловьев, Д.М. Комплекс полунатурного моделирования в задачах авиационной радиосвязи // Труды XIII Всероссийской научно-практической конференции «Проблемы развития и применения средств ПВО в современных условиях». — Ярославль, 2012. — С. 157-160.

91. Герасимов А.Б., Кренев, А.Н., Соловьев, Д.М. Цифровой имитатор радиоканала с частотно-селективными замираниями // Вестник Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова. Серия Естественные и технические науки.. — Ярославль, 2014. — С. 55-59.

92. Казаков Л.Н., Соловьев, Д.М. Расчет параметров городского многолучевого радиоканала // Вестник Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова. Серия Естественные и технические науки.. — 2014. — №4. — С. 29-36.

93. Казаков Л.Н., Кренев, А.Н., Соловьев, Д.М. Оптимизация использования вычислительных ресурсов имитатора многолучевого

радиоканала // Доклады международной молодежной научно-практической конференции “Путь в науку”. — 2014. — С. 59-60.

94. Герасимов А.Б., Соловьев, Д.М. Эффективное использование динамического диапазона ЦАП в имитаторе канала с частотно-селективными замираниями // Сборник трудов международной научно-технической конференции «СИНХРОИНФО 2014». — Воронеж, 2014. — С. 192-195.

95. Кренев А.Н., Селянская, Е.А., Соловьев, Д.М., Туров, В.Е. Полунатурное моделирование динамического поля сигналов электромагнитной обстановки // Сборник докладов международного научно-технического семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях СИНХРОИНФО 2013». — Ярославль, 2013. — С. 75-78.

96. Соловьев Д.М., Скороходов, Е.А. Оптимизация вычислительных ресурсов имитатора многолучевого радиоканала // Сборник докладов международного научно-технического семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях СИНХРОИНФО 2015». — Санкт-Петербург, 2015. — С. 185-187.

97. Прокис Д. Цифровая связь. — Радио и связь, 2000.

98. Галкин А.П. Моделирование каналов систем связи. — М. : Связь, 1979.

99. Alimohammad A., Fard, S.F., Cockburn, B.F., Schlegel, C. A Compact and Accurate Gaussian Variate Generator // Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions. — 2008. — №5. — С. 517-527.

100. Microblaze Processor Reference Guide UG081. — <http://www.xilinx.com/support.html>.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 120789

**ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС С
НЕФИКСИРОВАННОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ ДЛЯ
МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ**

Патентообладатель(ли): *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова" (RU), Общество с ограниченной ответственностью "РТС" (RU), Общество с ограниченной ответственностью "ИМТ" (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2012120499

Приоритет полезной модели 17 мая 2012 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре полезных моделей Российской Федерации 27 сентября 2012 г.

Срок действия патента истекает 17 мая 2022 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **120 789** ⁽¹³⁾ **U1**
(51) МПК
G05B 23/00 (2006.01)

(12) ТИТУЛЬНЫЙ ЛИСТ ОПИСАНИЯ ПОЛЕЗНОЙ МОДЕЛИ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2012120499/08, 17.05.2012

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
17.05.2012

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 17.05.2012

(45) Опубликовано: 27.09.2012 Бюл. № 27

Адрес для переписки:

150000, г.Ярославль, ул. Советская, 14,
Ярославский государственный университет
им. П.Г. Демидова, Управление научных
исследований и инноваций

(72) Автор(ы):

Кривев Александр Николаевич (RU).
Герасимов Александр Борисович (RU).
Погребной Дмитрий Сергеевич (RU).
Соловьев Дмитрий Михайлович (RU).
Селянская Екатерина Андреевна (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего
профессионального образования
"Ярославский государственный университет
им. П.Г. Демидова" (RU).
Общество с ограниченной
ответственностью "РТС" (RU).
Общество с ограниченной
ответственностью "ИМГ" (RU)

(54) ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС С НЕФИКСИРОВАННОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

(57) Формула полезной модели

Программно-аппаратный комплекс с нефиксированной конфигурацией для моделирования радиотехнических систем, состоящий из управляющей ЭВМ, соединенной с интерфейсом, отличающийся тем, что содержит

по крайней мере один блок формирования сигнала, конфигурирующийся в ответ на команду управления, соединенный с по крайней мере одним блоком моделирования радиоканала, конфигурирующимся в ответ на команду управления, выход которого соединен с сумматором;

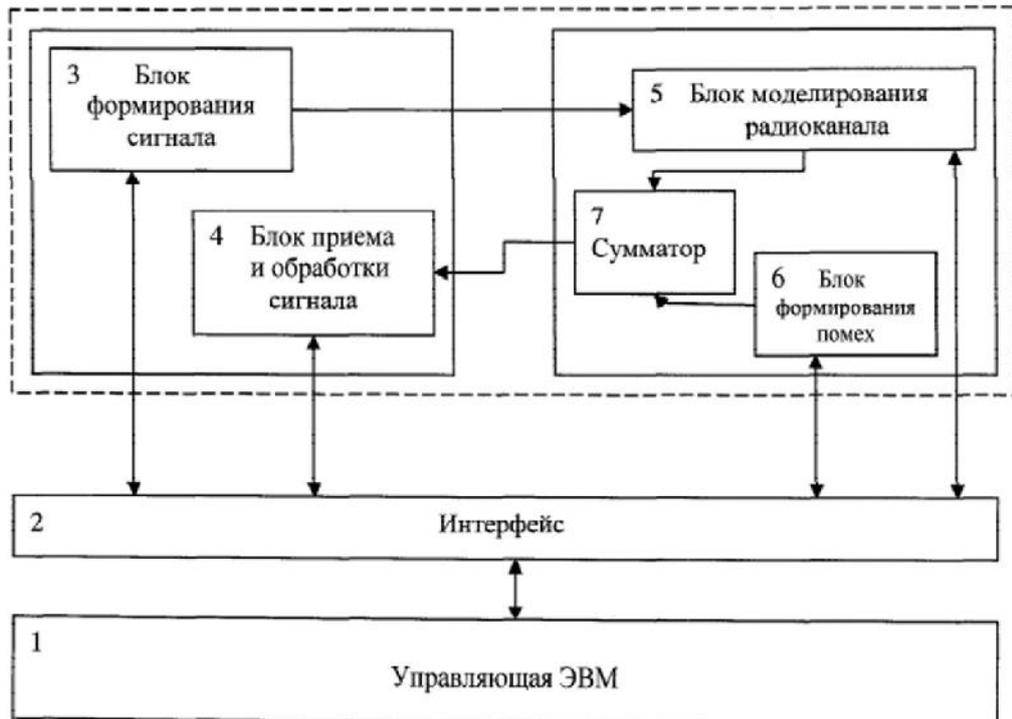
по крайней мере один блок приема и обработки сигнала, конфигурирующийся в ответ на команду управления, соединенный с выходом сумматора;

по крайней мере один блок формирования помех, конфигурирующийся в ответ на команду управления, соединенный с сумматором;

каждый блок соединен двунаправленной шиной с интерфейсом.

RU 120789 U1

RU 120789 U1



RU 1 2 0 7 8 9 U 1

RU 1 2 0 7 8 9 U 1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2013615936

Программный файл «Цифровой имитатор многолучевого радиоканала для высокоскоростных систем авиационной радиосвязи»

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова» (RU)*

Автор: *Соловьев Дмитрий Михайлович (RU)*

Заявка № **2013613560**

Дата поступления **30 апреля 2013 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **24 июня 2013 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Б.П. Симонов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2012613902

Программный файл «Цифровой когерентный
модем фазоманипулированных сигналов»

Правообладатель(ли): *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова» (RU),
Общество с ограниченной ответственностью «РТС» (RU)*

Автор(ы): *Соловьев Дмитрий Михайлович (RU)*

Заявка № 2012611648

Дата поступления 11 марта 2012 г.

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ
26 апреля 2012 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Б.Л. Симонов