

ЯРОСЛАВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
им. П.Г. ДЕМИДОВА

На правах рукописи



Стоянов Дмитрий Драганович

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ
СИГНАЛОВ В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ**

Специальность: 05.12.04 Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Приоров Андрей Леонидович

Ярославль – 2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	4
ВВЕДЕНИЕ.....	6
ГЛАВА 1. ЗАДАЧИ МОНИТОРИНГА СПЕКТРА В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ	14
1.1. Анализ актуальных задач когнитивного радио и перспектив его внедрения в России	14
1.2. Особенности мониторинга спектра в когнитивном радио	17
1.3. Модель наблюдаемых данных на основе дискретного преобразования Фурье	19
1.4. Статистические характеристики используемой модели шума в частотной области	21
1.5. Исследование алгоритмов мониторинга радиоспектра в широком диапазоне частот	23
1.5.1. Мониторинг спектра на основе параметрических алгоритмов.....	25
1.5.2. Мониторинг спектра на основе непараметрических алгоритмов	30
1.5.3. Непараметрический алгоритм на основе знако-рангового критерия Вилкоксона.....	30
1.6. Методы оценки интенсивности шума.....	36
1.7. Выводы по главе.....	38
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА НЕПАРАМЕТРИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ.....	41
2.1. Модификация знако-рангового критерия Вилкоксона	41
2.2. Алгоритм обнаружения сигналов на основе модифицированного критерия Вилкоксона.....	53
2.3. Разработка методики получения эмпирической характеристики обнаружения	58
2.4. Исследование алгоритма обнаружения	60

2.5. Определение минимальной ширины полосы обнаруживаемого сигнала	63
2.6. Выводы по главе.....	70
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА	
ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ ПРИ МОНИТОРИНГЕ СПЕКТРА	
В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ	72
3.1. Разработка комбинированного алгоритма для обнаружения радиосигналов априорно неопределенной формы в широком диапазоне частот.....	72
3.2. Анализ эффективности алгоритма на примере сигналов с цифровыми видами модуляции	75
3.3. Анализ точности определения полосы, занимаемой обнаруженными радиосигналами, и методика ее оценки	85
3.4. Исследование алгоритмов обнаружения на реальных сигналах.....	89
3.5. Разработка программно-аппаратного комплекса и практическая реализация алгоритмов обнаружения	98
3.6. Выводы по главе.....	104
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	107
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	111
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТ ОСНОВНЫХ	
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СТАНДАРТОВ РАДИОСВЯЗИ	122
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ	124

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АО – алгоритм обнаружения

АОЭ – асимптотическая относительная эффективность

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

ГКРЧ – государственная комиссия по радиочастотам

ДПФ – дискретное преобразование Фурье

КР – когнитивное радио

МС – мониторинг спектра

МСЭ-R – международный союз электросвязи. Сектор радиосвязи

ОСШ – отношение сигнал/шум

ПАК – программно-аппаратный комплекс

ПК – персональный компьютер

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема

ПОР – программно определяемое радио

ПРВ – плотность распределения вероятности

РК – радиоконтроль

СКО – среднеквадратическое отклонение

ЦОС – цифровая обработка сигналов

CDMA – Code Division Multiple Access

COFDM – Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing

GMSK – Gaussian Minimum Shift Keying

GSM – Global System for Mobile Communications

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers

QPSK – Quadrature phase shift keying

SDR – Software defined radio

UMTS – Universal Mobile Telecommunications System

USRP – Universal Software Radio Peripheral

WAW – Waveform Audio File Format

WRAN – Wireless Regional Area Networks

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы и состояние вопроса

В настоящее время наблюдается стремительное развитие радиосистем передачи данных. Постоянно растущие требования к скорости и объему передаваемой информации склоняют разработчиков таких систем к использованию широкополосных каналов связи. Одновременно с этим растет потребность более эффективно использовать радиочастотный спектр для обеспечения возможности доступа к информационным ресурсам новых пользователей.

На сегодняшний день распределение полос частот между операторами связи происходит на основании соответствующих лицензий Государственного комитета по радиочастотам. Лицензированные полосы радиоспектра могут использоваться только теми операторами, за которыми они закреплены. Однако полосы радиочастот, в которых способны работать современные мобильные телекоммуникационные системы являются конечным ресурсом. Как показывают проведенные исследования [4], использование этого ресурса эффективно не на всех доступных частотах. Один из подходов к решению данной проблемы был предложен в работах J. Mitola [99, 100] и вылился в концепцию когнитивного радио.

Когнитивное радио (КР) – это беспроводная интеллектуальная система связи, способная анализировать окружающую обстановку и приспосабливаться к ней посредством обучения, реагируя на изменения в окружении изменением своих собственных параметров (например, несущей частоты, мощности, способа модуляции) в реальном времени с целью увеличения эффективности использования спектрального ресурса [103].

Отличительной особенностью систем КР является их способность обнаруживать и динамически использовать свободные диапазоны радиочастот для доступа абонентов к сети КР. Такая возможность осуществляется

посредством автономного мониторинга радиоспектра во всем рабочем диапазоне радиочастот, который может составлять от единиц МГц до нескольких ГГц и зависит от стандарта, использующего когнитивные функции.

Основной задачей мониторинга спектра (МС) в КР является обнаружение сигналов, действующих во всем рабочем диапазоне частот, и разбиение этого диапазона на «занятые» и «свободные» полосы. Поскольку процесс МС в КР исключает присутствие оператора, корректирующего параметры системы, требуется применение таких алгоритмов обнаружения (АО), качественные характеристики которых были бы устойчивы по отношению к неизвестным параметрам и свойствам регистрируемых сигналов в широком диапазоне рабочих частот.

Задача обнаружения сигналов в КР осложняется ограниченностью априорных данных о подлежащих обнаружению сигналах, и чаще всего характерен предельный случай – полное их отсутствие.

Одним из путей преодоления априорной неопределенности такого рода является применение адаптивных АО. В данном направлении работали такие ученые как А.М. Рембовский, А.Б. Токарев [54, 55, 80–83]. Существующие адаптивные параметрические АО радиосигналов синтезированы на основе моделей стандартных законов распределения, таких как распределение Гаусса, Релея, Райса и ряда других подобных распределений [55, 98, 113], а в случае изменения вида функции распределения сигнала эффективность обнаружения таких алгоритмов, (оптимальных, как правило, только для одной модели распределения) резко снижается.

Другим путем преодоления априорной неопределенности может быть применение алгоритмов, использующих принцип инвариантности. В последнее время задачей синтеза инвариантных АО занимались такие специалисты как В.А. Богданович, Ё.Ю. Бородич, М.Е. Шевченко, А.О. Чемаров. Разработанные ими алгоритмы [2, 3, 92] обеспечивают эффективное обнаружение только узкополосных сигналов, характерных в основном для КВ диапазона. Однако технологии КР не ограничивают область своего применения КВ диапазоном,

поэтому применение данных алгоритмов для МС в КР может быть весьма ограниченным.

Так же в условиях априорной неопределенности существенной проблемой является обнаружение широкополосных сигналов. Вопросами разработки АО широкополосных сигналов занимались Я.Д. Ширман, В.Г. Радзиевский, А.П. Дятлов, среди зарубежных авторов S. Haykin, D.J. Thomson, G. Xu, M. Wax [22, 52, 93, 105, 111]. Такие АО могут быть основаны на применении корреляционного анализа, вейвлет-анализа [87] или проверке наблюдаемого сигнала на циклостационарность [94, 114, 115]. Указанные методы обладают высокой помехоустойчивостью относительно классического энергетического приемника, но при этом требуют больших вычислительных затрат для их реализации. Кроме того, для большинства данных алгоритмов необходимо априорное знание ширины полосы обнаруживаемого сигнала, что на практике чаще всего нереализуемо.

Современные стандарты беспроводной передачи данных комбинируют в себе узкополосные и широкополосные сигналы, использующие различные виды модуляций [53], что не позволяет создать единую модель для статистического описания всех типов используемых сигналов, поэтому особое внимание при разработке АО для систем КР следует обратить на непараметрические методы обнаружения.

Таким образом, в настоящее время является актуальной задача создания алгоритмов обнаружения радиосигналов, ориентированных на применение в условиях априорной неопределенности относительно действующих в рабочей полосе радиосигналов для решения задачи мониторинга спектра в КР в широком диапазоне частот.

Целью работы является разработка и анализ алгоритмов обнаружения радиосигналов в частотной области в условиях априорной неопределенности для решения задачи мониторинга спектра когнитивных радиосистем.

В соответствии с указанной целью в работе поставлены и решены следующие **задачи**:

- сравнительный анализ существующих алгоритмов обнаружения сигналов и оценка степени их применимости для решения задачи мониторинга спектра в когнитивных радиосистемах;
- разработка непараметрического алгоритма обнаружения широкополосных радиосигналов в условиях априорной неопределенности относительно обнаруживаемых сигналов;
- разработка методики получения эмпирической характеристики обнаружения алгоритмов;
- исследование характеристик разработанных алгоритмов при помощи статистического моделирования и апробация на реальных радиосигналах в условиях полунатурного моделирования.

Методы исследования

При решении поставленных задач использованы методы теории вероятности и математической статистики, теории обнаружения, статистической радиотехники, спектрального анализа. При исследовании алгоритмов применялись методы математического и полунатурного моделирования.

Объектом исследования являются методы обнаружения радиосигналов, предназначенные для автономного радиомониторинга в интеллектуальных самообучающихся радиосистемах.

Предметом исследований являются параметрические и непараметрические алгоритмы, позволяющие решать задачу обнаружения радиосигналов в условиях априорной неопределенности.

Научная новизна

Впервые получены следующие научные результаты:

1. Предложена модификация знако-рангового критерия Вилкоксона, позволяющая решать задачу статистического обнаружения сигнала на фоне шума с асимметричным распределением.
2. Разработан алгоритм обнаружения широкополосных сигналов, основанный на модифицированном критерии Вилкоксона, работающий в

условиях непараметрической априорной неопределенности.

3. Разработан комбинированный алгоритм обнаружения для решения задачи мониторинга спектра в когнитивных радиосистемах в широком частотном диапазоне.

Практическая значимость

1. Предложенная модификация непараметрического критерия Вилкоксона расширяет сферу его применения на задачи обнаружения сигнала в частотной области на фоне шума с асимметричным видом плотности вероятности в условиях непараметрической априорной неопределенности.
2. Эффективность разработанного алгоритма обнаружения по сравнению с известным и применяемым на практике алгоритмом выше на 1..14 дБ при ОСШ в полосе обзора от -16 дБ до 16 дБ для сигналов современных стандартов радиосвязи, имеющих различные статистические характеристики.
3. Разработанный комбинированный алгоритм обнаружения объединяет в себе преимущества существующего АО узкополосных сигналов и разработанного непараметрического эффективного при обнаружении широкополосных сигналов. Это позволяет применять его для обнаружения сигналов в диапазоне частот от единиц МГц до единиц ГГц в условиях отсутствия априорной информации относительно действующих в данной полосе сигналов.
4. Разработана программа «SignalDetecting» (Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2014618161), которая позволяет проводить анализ АО радиосигналов по набору синтезированных сигналов с различными статистическими характеристиками, путем статистического моделирования рассчитывать и отображать характеристики обнаружения, проверять работу АО на записях реальных радиосигналов.

Результаты работы внедрены в соответствующие разработки ОАО «Ярославский радиозавод» и ООО «Оскар» (г. Ярославль). Отдельные

результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова в рамках дисциплины «Беспроводные сети связи». Все результаты внедрения подтверждены соответствующими актами (приложение 2).

Достоверность материалов диссертационной работы подтверждена согласованностью результатов математического моделирования разработанных алгоритмов и экспериментальной проверки в условиях полунатурного моделирования на реальных сигналах, апробацией в печати и на научно-практических конференциях различного уровня.

Апробация работы. Результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

- 69 Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий (РЭУС-2014)», Москва, 2014
- XIX Международной научно-практической конференции «Перспективы развития информационных технологий», Новосибирск, 2014;
- Международной научно-практической конференции «Технические науки: теоретические и прикладные аспекты», Уфа, 2014;
- XIII, XIV Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение», Москва, 2011–2012;
- I Международной научно-практической конференции студентов и молодых ученых «Молодежь и наука: модернизация и инновационное развитие страны», Пенза, 2011;
- XVIII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика», Москва, 2012.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 11 научных работ, из них 2 статьи в журналах, рекомендованных ВАК для публикации результатов кандидатских и докторских диссертаций [72, 73], 9 докладов на научных конференциях [15–19, 27, 47, 71, 74]; получено свидетельство о регистрации

программы для ЭВМ [75].

Личный вклад автора. Выносимые на защиту положения предложены и реализованы автором самостоятельно в ходе выполнения научно-исследовательских работ на кафедре динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения, списка литературы и двух приложений. Содержание работы изложено на 124 страницах. Список литературы включает 115 наименований. В работе представлено 56 рисунков и 1 таблица.

В первой главе освещаются актуальные задачи КР и состояние вопроса по внедрению данной технологии в России. Выносятся проблема необходимости создания АО, ориентированных на особенности задачи мониторинга спектра в КР. Приводится описание используемой модели наблюдаемых данных и статистические характеристики модели шума. Проводится сравнительный анализ существующих АО сигналов и оценка степени их применимости для решения задачи МС в КР. Ставятся задачи, которые необходимо решить в ходе выполнения работы.

Во второй главе представлена модификация статистического критерия Вилкоксона. Приведено обоснование предлагаемых решений. Предлагается АО широкополосных сигналов, основанный на модифицированном критерии Вилкоксона. Описана разработанная методика получения эмпирических характеристик обнаружения. Приводится сравнение и анализ эффективности разработанного алгоритма обнаружения по отношению к известному АО, определяется область его наиболее эффективного применения.

В третьей главе представлена разработка комбинированного АО сигналов в широком диапазоне частот, основанная на усовершенствовании АО, представленного во второй главе. Проведен сравнительный анализ эффективности обнаружения разработанного АО с известным алгоритмом по различным типам модельных сигналов современных стандартов связи с цифровыми видами модуляции. Приводятся результаты апробации

предлагаемых в работе АО на записях реальных сигналов в условиях полунатурного моделирования. Анализируется эффективность предлагаемых в работе решений. Кроме того, рассматриваются вопросы практической реализации предлагаемых алгоритмов.

В заключении подводятся итоги выполненной работы и указываются возможные сферы внедрения полученных результатов.

Основные научные положения и результаты, выносимые на защиту

1. Модификация знако-рангового критерия Вилкоксона, позволяющая решать задачу статистического обнаружения сигнала в частотной области.
2. Алгоритм обнаружения широкополосных сигналов современных телекоммуникационных стандартов связи.
3. Комбинированный алгоритм обнаружения сигналов для решения задачи мониторинга спектра в когнитивных радиосетях в широком частотном диапазоне.

Благодарности. Автор выражает искреннюю признательность своему научному руководителю – д.т.н., доценту А.Л. Приорову, а так же заведующему кафедрой динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, д.т.н., профессору Ю.А. Брюханову. Особая благодарность к.т.н. Дубову Михаилу Андреевичу за постоянную поддержку в формировании взглядов в научном направлении диссертационной работы.

Благодарю своих коллег по лаборатории «Цифровые цепи и сигналы» за формирование взглядов в совместной работе.

Отдельная благодарность родным и близким за терпение и предоставленную возможность заниматься научной деятельностью.

ГЛАВА 1. ЗАДАЧИ МОНИТОРИНГА СПЕКТРА В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ

1.1. Анализ актуальных задач когнитивного радио и перспектив его внедрения в России

Проблема дефицита полос радиочастот для новых беспроводных телекоммуникационных систем является весьма острой в последнее время, и вопрос получения лицензий на дефицитные частоты играет немалую роль в успешности бизнеса операторов, предоставляющих услуги связи. Решением данной проблемы может стать технология когнитивного радио, которая позволяет предоставлять доступ к радиосети на основе вторичного использования лицензированного спектра. Таким образом, становятся доступны значительные частотные ресурсы без необходимости изыскивать дополнительные частоты.

Исследования по тематике КР ведутся в ряде международных и национальных институтов: IEEE (США), Communication Research Centre (Канада), National Institute of Information and Communications Technology (Япония), Radio Communications Agency (Нидерланды) [20].

В IEEE в 2011 г. завершены работы над стандартом IEEE 802.22 для региональных беспроводных сетей WRAN (Wireless Regional Area Networks) на базе технологии когнитивного радио (сети WRAN являются частным случаем применения технологии когнитивного радио). Данный стандарт будет использоваться для передачи данных с применением технологии динамического доступа к спектру в неиспользуемых полосах частот ТВ-диапазона (54–862 МГц) [64].

В 2012 г на Всемирной конференции связи принята Резолюция МСЭ-R 58 (COM6/1), согласно которой рекомендуется интенсивнее исследовать технологии КР с целью разработки предложений по внедрению когнитивных систем связи в диапазоне 470–862 МГц и созданию опытной зоны.

В Европе запущено несколько проектов, исследующих различные аспекты когнитивного радио, включая ARAGORN (www.ict-aragorn.eu), PHYDYAS (www.ist-phydyas.org), SENDORA (www.sendora.eu) [11].

В России в ГКРЧ при Министерстве связи и массовых коммуникаций РФ принято решение № 12-14-08 от 16 марта 2012 г. «О создании опытной зоны по внедрению когнитивных систем широкополосного беспроводного доступа в Российской Федерации в полосе радиочастот 470–686 МГц», согласно которому ФГУП НИИР выделяется указанная полоса радиочастот для создания опытной сети когнитивной системы широкополосного беспроводного доступа на территории Российской Федерации с привлечением ФГУП «РТРС», ООО «Райтек-Технолоджис» и ОАО «Концерн «Созвездие», а также, при необходимости, и других юридических лиц [57]. Одновременно с этим ОАО «Интеллект Телеком» проведены исследования по созданию новой системы сотовой связи на принципах когнитивного радио, работающей совместно с технологией GSM в полосах частот 900/1800 МГц. В процессе испытаний получена скорость передачи данных до 18 Мбит/с [62].

Таким образом, в настоящее время все развитые страны проводят работы по созданию различных телекоммуникационных систем, основанных на принципах КР.

С точки зрения разработчика, КР – это радиосистема, которая использует технологии программно определяемого радио (ПОР; пер. с англ. Software Defined Radio – SDR) и другие технологии для автоматического настраивания режима работы радиосистемы [35]. Вычислительная система КР накапливает информацию об окружающей среде и на ее основе вырабатывает наиболее эффективные стратегии использования телекоммуникационной системы. При этом в ходе обучения система КР учитывает особенности используемых полос частот и допустимые режимы работы имеющейся аппаратуры [94]. Важно, что данные задачи должны быть решены в режиме реального времени.

Система КР постоянно анализирует окружающие фоновые сигналы, а также поведение пользователей сети. Базовая станция собирает от абонентских

терминалов всю информацию о частотном диапазоне и, используя координаты своего месторасположения, определяет, какие частоты могут быть использованы для установления связи с пользователями сети. При установленной связи базовой станции с терминалом, система продолжает периодически сканировать частотный диапазон и в случае обнаружения новых сигналов перестраивается на свободные в данный момент полосы частот. Мониторинг спектра во всем диапазоне происходит на стороне абонента, что позволяет иметь актуальную информацию о радиообстановке в зоне покрытия КР.

Свойство когнитивности (дословно – способности к познанию и самообучению) по отношению к радиосистеме обозначает ее способность решать следующие задачи [99]:

- мониторинг спектра с целью обнаружения неиспользуемых в данный момент времени частотных полос (спектральных дыр);
- анализ параметров радиоканала с целью получения передаваемой информации и прогнозирования состояния радиоканала;
- контроль уровня излучаемой мощности и управление процессом динамического распределения частот.

Для выполнения этих задач функциональная схема КР должна иметь в своем составе элементы, которые обеспечивают [100]:

- формирование и обработку радиосигналов на основе платформы ПОР;
- наблюдение за радиочастотным спектром;
- анализ результатов наблюдений и обучение системы (когнитивный модуль);
- контроль и управление системой в соответствии с действующими правилами и политикой управления спектром;
- аккумуляцию знаний (база данных).

Соответствующая функциональная схема системы КР приведена на рис. 1.1.

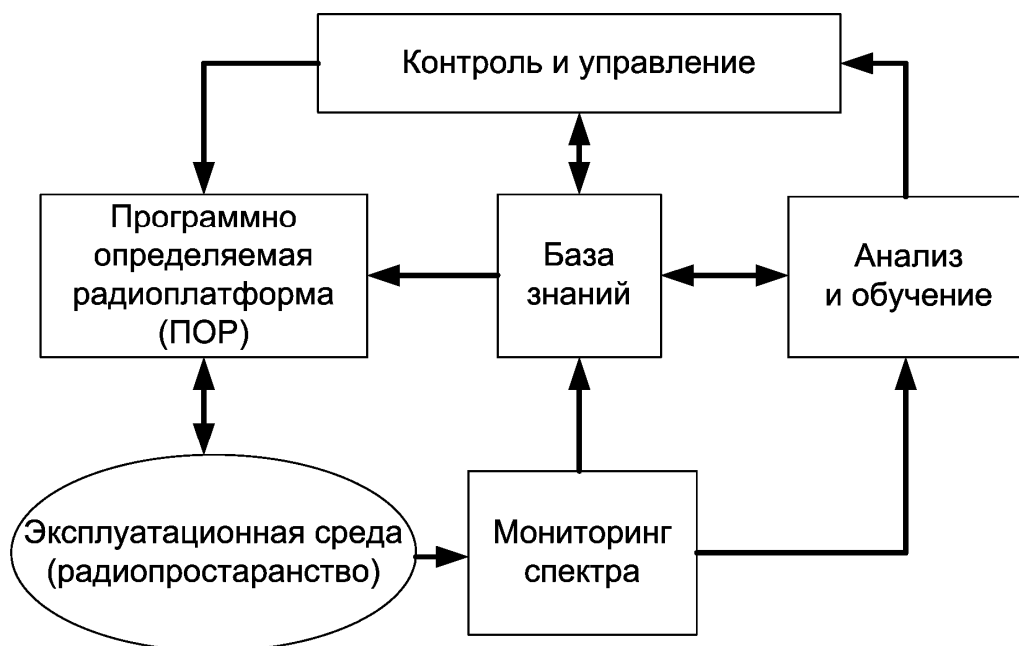


Рис. 1.1. Функциональная схема системы когнитивного радио

В соответствии с функциональными особенностями КР одной из важнейших задач, влияющих на эффективность работы всей системы, является задача мониторинга спектра.

Данные обстоятельства позволяют говорить о том, что для развития внедрения технологии КР актуальной задачей является разработка методов и алгоритмов мониторинга спектра в широком диапазоне частот в реальном масштабе времени.

1.2. Особенности мониторинга спектра в когнитивном радио

Мониторинг спектра в системе КР представляет собой наблюдение за радиоэфиром в широком диапазоне частот с целью получения информации о наличии свободных в данный момент полос частот, доступных для пользователей КР. В частности, как уже отмечалось, для стандарта IEEE 802.22 полоса обзора составляет 54–862 МГц.

Весь процесс мониторинга спектра можно разделить на два этапа. На первом этапе решается задача обнаружения. Второй этап включает в себя анализ занятых полос частот и оценивание их положения на частотной оси. Так

же определяются доступные для работы участки спектра с учетом защитных интервалов, определяемых конкретной реализацией системы КР. В настоящей работе предложены алгоритмы, касающиеся в большей мере этапа обнаружения.

Мониторинг спектра в КР производится в широком диапазоне частот и в зависимости от стандарта, использующего когнитивные функции. Он может составлять от единиц МГц до нескольких ГГц. В таких широких диапазонах частот работает множество источников радиоизлучений с различными параметрами сигналов. Например, сигналы могут иметь ширину полосы от единиц кГц до десятков МГц, а расположение их на оси частот зависит от разных факторов. Таким образом, учет априорной информации о параметрах сигналов при проведении мониторинга спектра является весьма затруднительным в силу наличия большого объема необходимых данных.

Исходя из вышесказанного, можно заключить, что алгоритмы обнаружения, применяемые для мониторинга спектра в КР, должны эффективно обнаруживать как узкополосные, так и широкополосные сигналы в условиях непараметрической априорной неопределенности.

Алгоритмы обнаружения можно условно разделить на точечные и интервальные. Отличительной особенностью алгоритмов точечного типа [43, 51, 54] является то, что они основаны на принятии решения по каждому спектральному коэффициенту наблюдаемого процесса отдельно.

В анализируемой полосе частот каждая составляющая спектрограммы (амплитуда), сравнивается с порогом обнаружения, который рассчитывается в зависимости от заданной вероятности ложной тревоги. В случае превышения порога принимается решение о наличии сигнала на соответствующей частоте, в противном случае принимается решение об отсутствии сигнала. Таким образом, просматривается вся полоса частот.

В интервальных алгоритмах обнаружения решение принимается на основе нескольких спектральных отсчетов [3]. При этом ширина интервала соответствует наименьшей ожидаемой полосе сигнала.

Несмотря на различия, оба типа алгоритмов используют в качестве исходных данных отсчеты спектра наблюдаемого процесса. Поэтому первым этапом обнаружения сигналов является расчет спектрограммы.

Вторым этапом является оценка мощности шума, поскольку она априорно неопределенный параметр. Для этого могут быть применены оценки по минимуму сглаженного энергетического спектра [80], оценки на основе исключения максимальных составляющих [55], другие оценки [83].

Оценка мощности шума проводится в большинстве алгоритмов обнаружения, использующих в качестве информативного признака различие уровней сигнала и шума. Эффективность данной оценки непосредственно влияет на величину вероятности ложной тревоги. А значение вероятности ложной тревоги является гарантией правильного обнаружения сигнала. Далее в параграфе 1.6. эта задача рассматривается подробнее.

Выходными данными алгоритмов обнаружения являются последовательность решений, т. е. последовательность случайных величин, которые могут принимать значения «0» и «1». Данная последовательность «0» и «1» и соответствующих им частот используется для дальнейшего анализа занятых полос частот.

1.3. Модель наблюдаемых данных на основе дискретного преобразования Фурье

Мониторинг радиоспектра подразумевает одновременное наблюдение за априорно неизвестным количеством источников радиоизлучений. В связи с этим будем рассматривать наблюдаемый процесс как совокупность радиосигналов, наблюдаемых совместно в полосе частот шириной ΔF на фоне аддитивного нормального белого шума $\xi(t)$ неизвестной интенсивности σ_ξ^2 . Неизвестное число M радиосигналов $S_m(t)$, спектры которых, имеющие неизвестную форму, сосредоточены в полосах частот шириной $\Delta f_m < \Delta F$ (рис. 1.2).

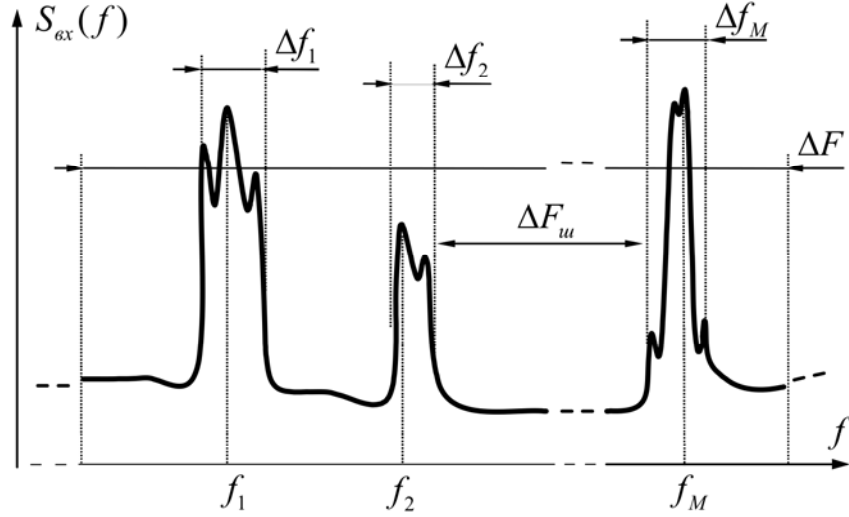


Рис. 1.2. Спектральная плотность мощности наблюдаемого процесса

Таким образом, наблюдаемый процесс имеет вид:

$$S_{ex}(t) = \xi(t) + \sum_{m=1}^M S_m(t, \Delta f_m). \quad (1.1)$$

При рассмотрении в качестве наблюдаемой выборки совокупности отсчетов наблюдаемого во времени процесса $S_{ex}(k)$, взятых с интервалом дискретизации T , получаем, что каждый временной отсчет зависит сложным образом от параметров всех присутствующих сигналов. Этот факт затрудняет процесс обнаружения сигналов.

Облегчает решение поставленной задачи переход в частотную область, поэтому в качестве вектора наблюдаемых координат будем использовать отчеты энергетического спектра процесса $S_{ex}(k)$:

$$X_R(n) = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R \left| c_{(r)}(n) \right|^2 = \{x_n, n = \overline{1, N}\}, \quad (1.2)$$

рассчитываемые путем усреднения R спектральных выборок, полученных с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$c_{(r)}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_{ex(r)}(k) e^{-j2\pi nk/N}. \quad (1.3)$$

Здесь $r = \overline{1, R}$ – порядковый номер выборки, k и n – номера отсчетов во временной и спектральной областях, T – интервал дискретизации, N – размер выборки ДПФ.

Особенностью усредненного спектра (1.2) является возможность существенно снизить дисперсию получаемых значений по сравнению со случаем $R = 1$ [55].

1.4. Статистические характеристики используемой модели шума в частотной области

Рассмотрим случай, когда анализируемый процесс $S_{\text{ex}}(t)$ не содержит сигнальных компонент и получен в результате дискретизации лишь нормального шума $\xi(t)$. Последовательность $\xi(k)$ будем полагать стационарной, обладающей нулевым математическим ожиданием и эффективным значением σ_ξ . Интервал дискретизации T выбран так, что отсчеты $S_{\text{ex}}(k)$ можно считать некоррелированными друг с другом.

В этом случае реальная и мнимая части преобразования (1.3) будут определяться выражениями:

$$\psi_1 = \text{Re}\{c(n)\} = \sum_{k=0}^{N-1} S_{\text{ex}(r)}(k) \cdot \cos(2\pi \frac{nk}{N}), \quad (1.4)$$

$$\psi_2 = \text{Im}\{c(n)\} = \sum_{k=0}^{N-1} S_{\text{ex}(r)}(k) \cdot \sin(2\pi \frac{nk}{N}). \quad (1.5)$$

Величины ψ_1, ψ_2 оказываются независимыми нормальными случайными величинами с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $D_\psi = 0,5\sigma_\xi^2$, при всех n , за исключением $n=0$ и $n=N/2$, при которых $\psi_1 \equiv 0$, а ψ_2 обладает удвоенной дисперсией $D_0 = \sigma_\xi^2$ [35].

Реальная и мнимая части ДПФ нормальной дискретной

последовательности ψ_1, ψ_2 независимы друг от друга. Это можно показать, определив взаимную корреляцию отсчетов ДПФ:

$$\begin{aligned} m\{c(n) \cdot c(m)\} &= m \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \xi(r) \xi(k) \cdot e^{-j2\pi mr/N} \cdot e^{-j2\pi nk/N} \right\} = \\ &= \sigma_{\xi}^2 \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j2\pi(m+n)k/N} = \begin{cases} \sigma_{\xi}^2, & \{n+m=0, n+m=N\} \\ 0, & \{n+m \neq 0, n+m \neq N\} \end{cases}. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Нулевое значение взаимной корреляции подтверждает, что спектральные отсчеты различных частот являются друг по отношению к другу независимыми случайными величинами. Случай, соответствующий ситуации $n+m=0, n+m=N$, является следствием свойства ДПФ, согласно которому отсчеты ДПФ с номерами n и $(-n)$, а также n и $(N-n)$ являются комплексно-сопряженными величинами.

Таким образом, спектральные отсчеты усредненного энергетического спектра (1.2) будут представлять собой независимые случайные величины, подчиняющиеся центральному χ^2 (хи-квадрат) – распределению [54]:

$$W_{\chi^2}(x; a, \lambda, J) = \frac{1}{\lambda \Gamma(J/2)} \left(\frac{x-a}{\lambda} \right)^{J/2-1} e^{-(x-a)/\lambda}, \quad (1.7)$$

с $J = 2R$ степенями свободы и параметрами $a = 0$, $\lambda = \frac{\sigma_{\xi}^2}{RN}$ (рис. 1.3).

В выражении (1.7) $\Gamma(J)$ – гамма функция, определенная как

$$\Gamma(J) = (J-1)!, \quad (1.8)$$

т. к. $J > 0$ и является целым числом [50].

Гистограмма отсчетов энергетического спектра белого гауссовского шума с числом усреднений $R = 2$ и кривая распределения (1.7) представлены на рис. 1.3.

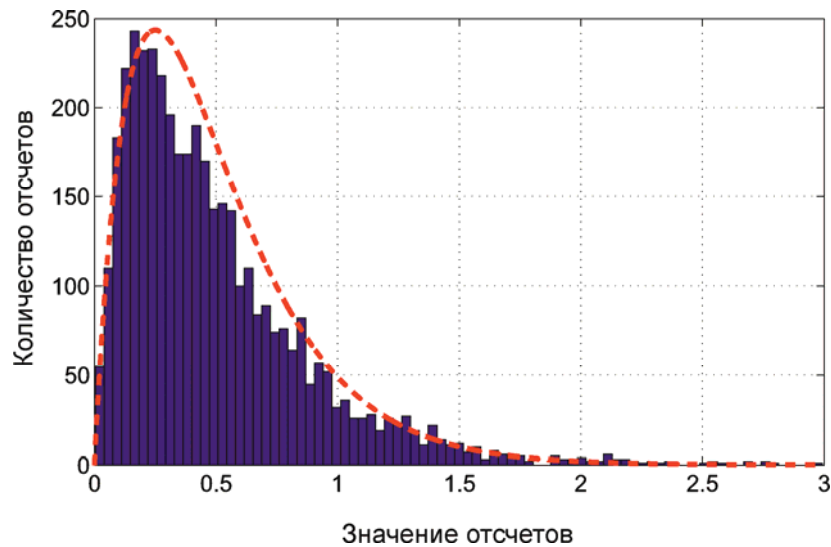


Рис. 1.3. Гистограмма отсчетов энергетического спектра гауссовского шума с числом усреднений $R = 2$

1.5. Исследование алгоритмов мониторинга радиоспектра в широком диапазоне частот

Традиционно рассматриваемые модели параметрической неопределенности сигнала (полностью известный сигнал, сигнал с неизвестной фазой и флуктуирующей амплитудой, неизвестным временем прихода, неизвестной частотой) дают хорошее приближение при описании работы обнаружителей в радиолокационных и радионавигационных приемниках, в приемниках радиосистем передачи информации. Но для средств МС в КР чаще всего характерен предельный случай ограниченности априорных данных о подлежащем обнаружению сигнале – полное их отсутствие [78].

Решение задачи поиска узкополосных радиосигналов, имеющих, как правило, высокое отношение сигнал/шум, может осуществляться на основе относительно простых статистических моделей наблюдаемых сигналов, требующих минимума априорных сведений. Обнаружение широкополосных сигналов на фоне помехи в условиях частичной или полной априорной неопределенности представляет собой существенную проблему [54].

Существующие алгоритмы поиска широкополосных сигналов, как уже

отмечалось, могут быть основаны на применении корреляционной обработки [22, 105], вейвлет-анализа или проверке наблюдаемого сигнала на циклостационарность [94, 114, 115]. Такие методы обладают высокой помехоустойчивостью относительно классического энергетического приемника, но при этом требуют больших вычислительных затрат и не позволяют получить оценки ширины полос частот, занимаемых сигналами [87]. Кроме того, для большинства таких алгоритмов необходимо априорное знание ширины полосы обнаруживаемого сигнала, что на практике, чаще всего, нереализуемо.

Существующие параметрические алгоритмы обнаружения радиосигналов синтезированы на основе моделей стандартных законов распределения, таких как распределение Гаусса, Релея, Райса и ряда других подобных распределений [55, 98, 113] и в случае изменения вида функции распределения сигнала или помехи эффективность обнаружения такими алгоритмами, оптимальными, как правило, только для одной модели распределения, резко снижается. Обилие современных стандартов беспроводной передачи данных, использующих различные виды модуляций [53], не позволяет создать единую модель для статистического описания всех типов используемых сигналов.

Один из путей преодоления априорной неопределенности состоит в применении квазиоптимальных или адаптивных алгоритмов, структура и параметры которых могут изменяться в соответствии с результатами анализа входных данных. Подобные алгоритмы описаны в параграфе 1.5.1.

Другой путь преодоления априорной неопределенности состоит в разработке алгоритмов, нечувствительных или слабо чувствительных к статистическим характеристикам сигналов и шумов. В случае, когда неизвестными являются параметры распределений шума и могут быть применены алгоритмы, использующие принцип инвариантности [2, 3], а когда неизвестными являются виды распределений, данная задача может быть решена путем применения непараметрических методов обнаружения, описание которых приводится в параграфе 1.5.2.

1.5.1. Мониторинг спектра на основе параметрических алгоритмов

Как уже отмечалось, задача мониторинга спектра в КР отличается существенной априорной неопределенностью, поскольку не только значения параметров обнаруживаемых сигналов, но и законы их распределения априори неизвестны.

В последнее время задачей синтеза алгоритмов, использующих принцип инвариантности для преодоления априорной неопределенности, занимались такие специалисты как В.А. Богданович, Ё.Ю. Бородич, М.Е. Шевченко, А.О. Чемаров. Разработанные этими учеными инвариантные алгоритмы обеспечивают эффективное обнаружение только узкополосных сигналов в КВ диапазоне [2, 3, 92]. Однако системы, использующие когнитивные технологии, не ограничивают область своего применения КВ диапазоном. Поэтому применение данных алгоритмов для мониторинга спектра в КР может быть весьма ограниченным.

Для преодоления подобной априорной неопределенности статистическая теория синтеза оптимальных алгоритмов рекомендует адаптивный метод, согласно которому вместо неизвестных величин следует использовать их максимально правдоподобные оценки. Однако при практической реализации систем мониторинга спектра одним из важных факторов является быстродействие. Поэтому далее рассмотрим только квазиоптимальные алгоритмы, которые ценой незначительного снижения точности позволяют существенно уменьшить вычислительную сложность обработки и проводить мониторинг спектра в реальном масштабе времени.

Один из таких квазиоптимальных параметрических алгоритмов обнаружения радиосигналов, описан [55] и предлагается к анализу.

Имеется усредненный энергетический спектр (1.2) случайного процесса, состоящего из шума и нескольких радиосигналов $S_m(t)$, которые будут представлены в этом спектре $dn_m = NTdf_m$ спектральными отсчетами. Подмножество спектральных отсчетов, характеризующих m сигнал обозначим

θ_m . Эти отсчеты представляют собой фактически независимые случайные величины, подчиняющиеся нецентральному χ^2 распределению [55]:

$$W_{\text{нц}\chi^2}(x; \lambda, J, \delta) = \frac{1}{\lambda \Gamma(J/2)} \left(\frac{x}{\lambda} \right)^{J/2-1} e^{-(\delta + \frac{x}{\lambda})} {}_0F_1\left(\frac{J}{2}, \delta \frac{x}{\lambda}\right), \quad (1.9)$$

где ${}_0F_1(\alpha, z)$ – обобщенная гипергеометрическая функция, $\Gamma(J)$ – гамма функция. Параметры распределения имеют вид

$$\lambda = \frac{\sigma_\xi^2}{RN}, \quad J = 2R, \quad \delta = \frac{RNA_{mq}^2}{4\sigma_\xi^2}, \quad (1.10)$$

где A_{mq} – амплитуда составляющей сигнала $S_m(t)$, $q = n - n_m$ – порядковый номер отсчета внутри спектра полезного сигнала.

Отсчеты шума усредненного энергетического спектра (1.2) представляют собой случайные величины, подчиняющиеся центральному χ^2 распределению (1.7) и образуют подмножество «шумовых» отсчетов, которое будем обозначать θ_u .

С учетом взаимной независимости отсчетов $X_R(n)$ спектр (1.2) характеризуется функцией правдоподобия

$$W(\mathbf{x} | \boldsymbol{\lambda}) = \prod_{m=1}^M \left(\prod_{q=1}^{dn_m} W_{\text{нц}\chi^2}(x_{n_m+q} | A_{mq}) \right) \prod_{n \in \theta_u} W_{\chi^2}(x_n), \quad (1.11)$$

где $W_{\chi^2}(x_n)$ – центральное χ^2 распределение с параметрами (1.7), а $W_{\text{нц}\chi^2}(x_{n_m+q} | A_{mq})$ – нецентральное χ^2 распределение с параметрами (1.10).

Упрощение, достигаемое при применении пороговой квазиоптимальной процедуры, заключается в том, что глобальная максимизация функции правдоподобия (1.11) заменяется предварительным разделением всей совокупности отсчетов на подмножество θ_u отсчетов шума и подмножества θ_m , $m = \overline{1, M}$ отсчетов сигналов на основе различий между законами

распределения отсчетов спектров шума и сигналов. После выделения совокупности подмножеств отсчетов сигнала расчет параметров сигналов производится для каждого из них в отдельности.

Пусть H_1 – гипотеза о принадлежности отсчета $X_R(n)$, принявшего значение x_n , спектру некоторого сигнала $S_m(t)$, амплитуда которого на частоте n/NT составляет A_{mq} , и пусть H_0 – гипотеза о принадлежности отсчета со значением x_n участку оси частот, где нет полезных сигналов. Тогда, в соответствии с приведенными выше статистическими характеристиками отсчетов спектров сигналов и шума, отношение правдоподобия гипотез H_1 и H_0 имеет вид

$$L(x_n) = \frac{W_{\text{ш}} \chi^2(x_n | A_{mq})}{W_{\chi^2}(x_n | A_{mq})} = \lambda^{1-R} e^{-\delta} {}_0F_1\left(R, \delta \frac{x_n}{\lambda}\right). \quad (1.12)$$

При любом $\delta > 0$ с увеличением x_n отношение правдоподобия монотонно возрастает. Оптимальное правило разделения спектральных отсчетов на подмножества $\theta_{\text{ш}}$ и θ_m , $m = \overline{1, M}$ состоит в сравнении x_n с некоторым пороговым значением $x_{\text{нор}}$:

$$\begin{aligned} H_0: x_n < x_{\text{нор}} & \text{ (сигнал отсутствует);} \\ H_1: x_n \geq x_{\text{нор}} & \text{ (сигнал присутствует).} \end{aligned} \quad (1.13)$$

Выбор значения $x_{\text{нор}}$ оказывает определяющее влияние на показатели алгоритма разрешения, и потому для определения правила расчета $x_{\text{нор}}$ целесообразно рассмотреть предложенный в [54] алгоритм полностью.

Пороговый алгоритм разрешения-оценивания сигналов включает следующие этапы.

Во-первых, выделяется совокупность спектральных составляющих сигнала на основе правила (1.13).

Во-вторых, спектральные отсчеты сигнала, расположенные в порядке

возрастания их номеров n_k , разбиваются на несколько поддиапазонов Q_j , $1 < j < J$. При этом отсчет $X_R(n_1)$ сигнала с наименьшим номером всегда относится к поддиапазону Q_1 , а принадлежность последующих отсчетов определяется по итеративному группирующему правилу:

$$X_R(n_{k+1}) \in \begin{cases} Q_j, & \text{если } X_R(n_k) \in Q_j \text{ и } n_{k+1} - n_k \leq dn_{pk}, \\ Q_{j+1}, & \text{если } X_R(n_k) \in Q_j \text{ и } n_{k+1} - n_k > dn_{pk}, \end{cases} \quad (1.14)$$

где $dn_{pk} = NTdf_{pk}$ — максимально возможное число отсчетов, представляющих спектр сигнала в одном радиоканале.

В-третьих, для каждого поддиапазона Q_j определяются минимальный $n_{\min j}$ и максимальный $n_{\max j}$ номера входящих в него отсчетов и число полезных сигналов, принадлежащих каждому диапазону, по правилу

$$M_j = \left\lceil 1 + \frac{n_{\max j} - n_{\min j}}{dn_{pk}} \right\rceil, \quad (1.15)$$

где $\lceil \cdot \rceil$ — символ взятия целой части числа.

В-четвертых, для M_j сигналов, образующих поддиапазон Q_j , определяется наиболее вероятный вариант разделения совокупности отсчетов $n_{\min j}, \dots, n_{\max j}$ на подмножества θ_m , $m = \overline{1, M}$, и для каждого такого подмножества корреляционным методом производится оценка центральной частоты и ширины спектра сигнала.

Выбор $x_{\text{нор}}$ осуществляется так, чтобы минимизировать вероятность пропуска сигнала при фиксированной вероятности ложного обнаружения $P_{\text{ло}}$, т.е. в соответствии с критерием Неймана-Пирсона. Выражение для определения $x_{\text{нор}}$ может быть записано в соответствии с [54] следующим образом:

$$x_{\text{нор}}(\sigma_\xi^2) = \frac{\sigma_\xi^2}{N} \left(1 - \frac{1}{9R} - x_\varepsilon \sqrt{\frac{1}{9R}} \right)^3, \quad (1.16)$$

где x_ε – процентная точка гауссовского распределения, для расчета которой можно использовать приближенное соотношение:

$$x_\varepsilon = t - \frac{c_0 + c_1 t + c_2 t^2}{1 + d_1 t + d_2 t^2 + d_3 t^3}, \quad (1.17)$$

здесь $t = \sqrt{\ln(1/\varepsilon^2)}$, $\varepsilon = F_{\text{ло}} / N$, $c_0 = 2,515517$, $c_1 = 0,802853$, $c_2 = 0,010328$, $d_1 = 1,432788$, $d_2 = 0,189269$, $d_3 = 0,001308$.

В предложенном алгоритме предполагается, что известна интенсивность σ_ξ^2 шума, на фоне которого наблюдаются сигналы. Однако эта интенсивность является случайным параметром и нуждается в оценке. Алгоритмы оценки σ_ξ^2 описаны в параграфе 1.6.

Описанный алгоритм позволяет обнаруживать в широкой полосе частот сигналы неизвестной формы в условиях априорной неопределенности о значениях параметров сигналов и мощности шума. Относительно низкая вычислительная сложность данного алгоритма позволяет проводить обнаружение в реальном масштабе времени. Данный алгоритм синтезирован при условии, что сигнал и шум имеют нормальное распределение. Однако, если для шумов точность аппроксимации нормальным законом реального распределения оказывается достаточно высокой при вероятности ложного обнаружения $10^{-2} \dots 10^{-3}$, то для сигналов данное предположение хорошо выполняется только в случае относительно узкополосных сигналов $\Delta f_m \ll \Delta F$ с аналоговыми типами модуляции. Отклонение вида распределения сигнала от нормального может негативно сказаться на вероятности обнаружения. Но, несмотря на данные обстоятельства, описанный алгоритм нашел широкое применение в комплексах мониторинга радиообстановки в широких диапазонах частот [54].

Обобщая вышесказанное можно говорить о возможности применения описанного алгоритма для решения задачи мониторинга спектра в КР с некоторыми ограничениями.

1.5.2. Мониторинг спектра на основе непараметрических алгоритмов

Решением задачи обнаружения сигналов в условиях непараметрической априорной неопределенности может быть применение непараметрических алгоритмов обнаружения.

Преимуществом непараметрических алгоритмов обнаружения в том, что они в отличие от адаптивных не формируют оценок параметров распределения шума. Им не требуется время для адаптации под помеху, и, следовательно, могут работать значительно быстрее.

Непараметрические алгоритмы, как правило, обладают повышенной устойчивостью своих характеристик обнаружения к изменению вида и параметров распределения помехи и сигнала. Простота реализации большинства непараметрических обнаружителей также служит их отличительной чертой [38].

Большинство описанных в открытой литературе алгоритмов обнаружения, основанных на непараметрических критериях (знаковый, Ван-дер-Вадена, Гаека, Севиджа, Вилкоксона), позволяют обнаруживать сигналы на фоне помех, имеющих симметричный вид функции распределения.

Обнаружители, основанные на критерии Вилкоксона наиболее мощные по сравнению с алгоритмами, основанными на знаковых статистиках. Они незначительно уступают в эффективности обнаружения оптимальным алгоритмам, алгоритмам, основанным на непараметрических критериях Ван-дер-Вадена, Левина-Кушнера, Гаека, обладая при этом значительно меньшей вычислительной сложностью, могут применяться для обнаружения постоянного сигнала на фоне шума с симметричным распределением [79]. Исходя из вышесказанного, в работе будем рассматривать обнаружители, основанные на критерии Вилкоксона.

1.5.3. Непараметрический алгоритм на основе знако-рангового критерия Вилкоксона

Опишем более подробно один из вариантов алгоритма обнаружения,

основанного на одновыборочном критерии Вилкоксона.

Рассмотрим выборку $\mathbf{X} = \{x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*\}$ отсчетов сигнала. Задача обнаружения может быть сформулирована в виде задачи проверки статистических гипотез относительно наблюдаемой выборки:

$$\begin{aligned} H_0: M &= M_0 \text{ (сигнал отсутствует);} \\ H_1: M &> M_0 \text{ (сигнал присутствует),} \end{aligned} \quad (1.18)$$

где M_0 – медиана распределения шума, M – медиана распределения смеси сигнала с шумом. Для проверки гипотезы $H_0: M = M_0$ необходимо центрировать выборку $\mathbf{X} = \{x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*\}$:

$$x_i = x_i^* - M_0, i = \overline{1, n}. \quad (1.19)$$

Далее, в соответствии с методикой [88], расположим абсолютные величины элементов модифицированной выборки $x_i, i = \overline{1, n}$ в порядке их возрастания, получив вариационный ряд $\mathbf{U} = \{u_1, u_2, \dots, u_n\}$, где $u_1 = \min(|x_i|)$, $u_n = \max(|x_i|)$, $u_1 \leq u_2 \leq \dots \leq u_n$. Таким образом, рангом R_i^+ абсолютной величины элемента x_i будет положение его в вариационном ряду $\mathbf{U} = \{u_1, u_2, \dots, u_n\}$.

Определим переменную $\varphi_i, i = \overline{1, n}$, определяющую знаки $x_i, i = \overline{1, n}$ как функцию единичного скачка:

$$\varphi_i = \begin{cases} 1, & x_i \geq 0 \\ 0, & x_i < 0 \end{cases}. \quad (1.20)$$

Далее вычисляем статистику T^+ :

$$T^+ = \sum_{i=1}^n R_i^+ \varphi_i, \quad (1.21)$$

которая равна сумме положительных знаковых рангов. Решение о принятии альтернативной гипотезы H_1 и, следовательно, наличии сигнала в наблюдаемой выборке выносится в том случае, когда

$$H_1 : T^+ = \sum_{i=1}^n R_i^+ \varphi_i \geq C_{nop}, \quad (1.22)$$

где C_{nop} – некоторый заданный порог, который выбирается, исходя из вероятности ошибки первого рода – ложного обнаружения. Данный алгоритм обнаружения называется алгоритмом Вилкоксона [42].

Для анализа решающего правила (1.22) при гипотезах H_0 и H_1 необходимо знать соответствующие им распределения вероятностей $P\{T^+ | H_0\}$ и $P\{T^+ | H_1\}$.

При небольших значениях n аналитический вывод выражений для вероятностей ложного обнаружения и пропуска сигнала затруднителен. Однако при $n \rightarrow \infty$ статистика T^+ стремится к нормальному закону распределения $N(1,0)$ и в случае гипотезы H_0 :

$$W(T^+ | H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\mu_2(T^+ | H_0)}} \exp\left(-\frac{C_{nop} - m_1(T^+ | H_0)}{\sqrt{\mu_2(T^+ | H_0)}}\right), \quad (1.23)$$

где $m_1(T^+ | H_0)$ – математическое ожидание, $\mu_2(T^+ | H_0)$ – дисперсия статистики T^+ в случае отсутствия в наблюдаемой последовательности сигнальной составляющей. Таким образом, вероятность ложного обнаружения может быть определена как:

$$F_{ло} = \int_{C_{nop}}^{\infty} W(x | H_0) dx = 1 - \Phi\left(\frac{C_{nop} - m_1(T^+ | H_0)}{\sqrt{\mu_2(T^+ | H_0)}}\right), \quad (1.24)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt$ – функция нормального распределения.

Теперь необходимо определить выражения для расчета $m_1(T^+ | H_0)$ и $\mu_2(T^+ | H_0)$. Для удобства записи дальнейших выражений представим функцию единичного скачка (1.20) через знаковую функцию:

$$2\varphi_i = \operatorname{sgn} x_i + 1, \quad (1.25)$$

где $\operatorname{sgn} x_i$ знаковая функция, определяемая как [114]:

$$\operatorname{sgn} x_i = \frac{x_i}{\sqrt{|x_i|}} = \begin{cases} 1, & x_i \geq 0 \\ -1, & x_i < 0 \end{cases}. \quad (1.26)$$

Теперь, учитывая (1.25) можно переписать выражение (1.21) в виде

$$T^+ = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n R_i^+ \operatorname{sgn} x_i + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n R_i^+, \quad (1.27)$$

причем второе слагаемое является постоянной величиной, так как

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n R_i^+ = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n k = \frac{n(n+1)}{4}, \quad (1.28)$$

отсюда

$$T^+ = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n R_i^+ \operatorname{sgn} x_i + \frac{n(n+1)}{4}. \quad (1.29)$$

С учетом независимости векторов $\mathbf{R}^+$ и $\operatorname{sgn} \mathbf{x}$ при гипотезе H_0 можно записать выражение для математического ожидания $m_1(T^+ | H_0)$:

$$m_1\{T^+ | H_0\} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n m_1\{R_i^+ | H_0\} \cdot m_1\{\operatorname{sgn} x_i | H_0\} + \frac{n(n+1)}{4} = \frac{n(n+1)}{4} \quad (1.30)$$

так как, исходя из условия о симметрии $W(T^+ | H_0) - m_1\{\operatorname{sgn} x_i | H_0\} = 0$, $i = \overline{1, n}$.

Дисперсия $\mu_2(T^+ | H_0)$ будет определяться как

$$\mu_2\{T^+ | H\} = \frac{1}{4} m_1 \left\{ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n R_i^+ R_j^+ \cdot \operatorname{sgn} x_i \operatorname{sgn} x_j | H \right\} = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^n m_1\{R_i^{+2} | H\}, \quad (1.31)$$

так как $P\{R_i^+ = k | H\} = 1/n$, $i, k = \overline{1, n}$, то

$$m_1\{R_i^{+2} | H\} = \sum_{k=1}^n k^2 P\{R_i^+ = k | H\} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n k^2 = \frac{n(n+1)(2n+1)}{6}. \quad (1.32)$$

Таким образом, выражение для дисперсии статистики T^+ при гипотезе H_0

$$\mu_2\{T^+ | H\} = \frac{n(n+1)(2n+1)}{24}. \quad (1.33)$$

Учитывая, что $n \gg 1$ выражения (1.30) и (1.33) можно представить в приближенном виде:

$$m_1\{T^+ | H_0\} \approx \frac{n^2}{4}, \quad (1.34)$$

$$\mu_2\{T^+ | H\} = \frac{n^3}{12}. \quad (1.35)$$

Учитывая выражения (1.34) и (1.35) по (1.24) можно определить приближенное выражение для определения вероятности ложного обнаружения:

$$F_{ло} \approx \Phi\left(\frac{n^2 / 4 - C_{пор}}{\sqrt{n^3 / 12}}\right), \quad (1.36)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^x e^{t^2/2} dt$. Из выражения (1.36) однозначно определяется $C_{пор}$ для заданной вероятности ложного обнаружения:

$$C_{пор} = \frac{n}{2} \left(x_\alpha \sqrt{n/3} + n/2 \right), \quad (1.37)$$

где x_α – процентная точка стандартного нормального распределения.

Зависимость порога обнаружения $C_{пор}$ от вероятности $F_{ло}$ проиллюстрирована на рис. 1.4.

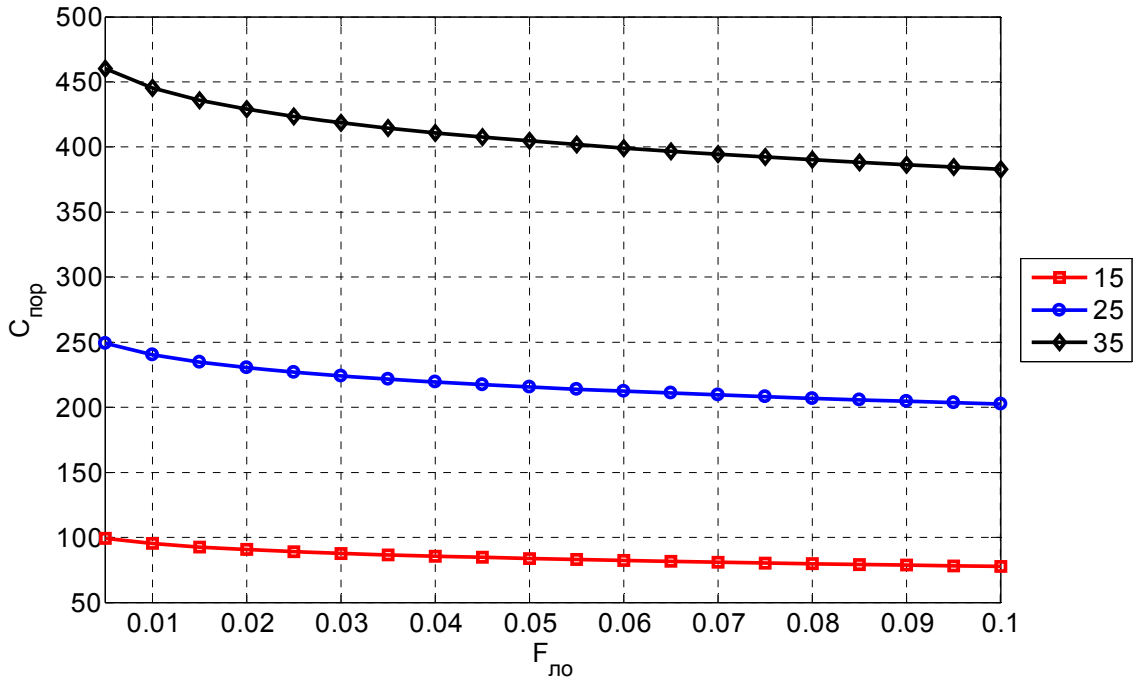


Рис. 1.4. Зависимость порога обнаружения $C_{пор}$ от вероятности ложного обнаружения $F_{ло}$ для значений параметра n : 15, 25 и 35

Вывод выражения вероятности ошибки второго рода весьма затруднителен, поэтому приведем лишь формулу, полученную в [32]:

$$F_{nc} = F\left(\left(C_{пор} - \frac{n^2}{4} - n^2 a \int_{-\infty}^{\infty} w^2(y) dy\right) / \sqrt{n^3 / 12}\right), \quad (1.38)$$

где $w(x)$ произвольная симметричная плотность вероятности шума, на фоне которого производится обнаружение, $F(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ – интеграл Лапласа.

Теперь можно записать выражение для вероятности обнаружения сигнала:

$$P_{обн} = 1 - F_{nc}. \quad (1.39)$$

В соответствии с критерием Неймана-Пирсона непараметрические обнаружители могут сравниваться по характеристикам обнаружения между собой, а также с оптимальными обнаружителями для каждого из возможных распределений шума. Количественной мерой сравнения качества обнаружения

служит коэффициент асимптотической относительной эффективности – АОЭ [32]. Значение АОЭ для критерия Вилкоксона при обнаружении постоянного положительного сигнала на фоне гауссовской помехи по сравнению с линейным, оптимальным для этого случая, составляет 0,955 [42]. Таким образом, обнаружитель Вилкоксона практически не уступает оптимальному в данном случае.

Учитывая все преимущества обнаружителя, основанного на критерии Вилкоксона, применение такого непараметрического обнаружителя позволило бы эффективно решать задачу мониторинга спектра в КР. Однако непосредственное применение данного критерия к используемой в работе модели наблюдаемых данных (1.2) не представляется возможным в силу асимметрии закона распределения шумовых отсчетов спектра (1.7).

Поэтому далее в данной работе предлагается модификация критерия Вилкоксона и алгоритм на его основе, позволяющий обнаруживать сигналы в частотной области на фоне шумовых отсчетов спектра с асимметричным распределением.

1.6. Методы оценки интенсивности шума

Расчет порога обнаружения сигналов (1.16) требует адаптации к интенсивности шума в анализируемой полосе частот. В качестве характеристики интенсивности шума при этом часто используется среднее значение шумовых отсчетов. При точно известном расположении на оси частот участков, содержащих только шумовые отсчеты, подобный подход гарантирует получение эффективной оценки величины порога обнаружения [81]. В реальной ситуации положение сигналов на частотной оси в рассматриваемой задаче априори неизвестно. Поэтому необходимо осуществлять поиск свободных от сигналов промежутков оси частот непосредственно по результатам текущих измерений.

Необходимый для оценки средней мощности шума σ_{ξ}^2 свободный от

сигналов частотный промежуток можно определить, с помощью минимального значения спектра, сглаженного прямоугольным окном. При наличии в анализируемом спектре хотя бы одного свободного от сигналов участка шириной не менее WW отсчетов, то начало этого участка может быть найдено на основе правила

$$n_{uu} = (\arg \min \tilde{X}_R(n)) - \left\lceil \frac{WW - 1}{2} \right\rceil, \quad (1.40)$$

где $\lceil \cdot \rceil$ – символ взятия целой части числа, $\tilde{X}_R(n)$ – сглаженный энергетический спектр, рассчитываемый согласно правилу

$$\tilde{X}_R(n) = \frac{1}{WW} \sum_{i=n-\lceil(WW-2)/2\rceil}^{n+\lceil WW/2\rceil} X_R(i), \quad (1.41)$$

где WW – ширина окна сглаживания, $X_R(n)$ спектральные отсчеты, полученные в соответствии с (1.2).

Вероятность наличия в обрабатываемом массиве $X_R(n)$ группы шумовых отсчетов, занимающей участок не менее чем в WW отсчетов, зависит от многих факторов и, в частности, от размера ДПФ – N и загруженности сигналами рассматриваемого участка спектра. Наиболее полно вопрос о выборе ширины окна сглаживания WW рассматривается в [82]. Там же указывается, что алгоритмы обработки данных целесообразно строить, опираясь на частотные интервалы шума шириной не более 20 отсчетов. Таким образом, далее в работе будем использовать окно шириной $WW = 20$.

Математическое ожидание отсчетов усредненного спектра, как и сглаженного энергетического спектра $\tilde{X}_R(n)$, на шумовых участках совпадает со средней мощностью аддитивного шума, приходящейся на отдельный отсчет спектра

$$m_1\{\tilde{X}_R(n)\} = m_1\{X_R(n)\} = \sigma_{\xi_1}^2. \quad (1.42)$$

В качестве оценки интенсивности шума принимается наименьшее

среднее значение сглаженного энергетического спектра на участке, стартующем с $n_{ш}$:

$$\sigma_{оц1}^2 = \min_{n \in N} \tilde{X}_R(n). \quad (1.43)$$

Рассмотренная выше оценка уровня шума обладает систематической погрешностью и оказывается сильно заниженной. Поэтому, получение максимально точной оценки средней мощности шума σ_{ξ}^2 производится в два этапа.

На первом этапе определяется приближенная оценка интенсивности шума по (1.43). Далее рассчитывается порог $x_{пор}(\sigma_{оц1}^2)$ по (1.16) и производится «отбраковка» отсчетов спектра, классифицируемых как сигнальные.

На втором этапе, после того как часть отсчетов отнесена к сигнальному подмножеству, можно заменить заниженную оценку по (1.43) более точной:

$$\sigma_{оц2,l}^2 = \frac{N}{N - N_{сигн}} \sum_{n \notin \theta_{сиг}} X_R(n), \quad (1.44)$$

где $N_{сигн}$ – число найденных по превышению порога сигнальных отсчетов, l – номер итерации.

Далее вновь рассчитывается порог в соответствии с полученной уточненной оценкой $x_{пор}(\sigma_{оц2,l}^2)$, производится определение сигнальных отсчетов $N_{сигн}$, и получение более точной оценки по (1.44). Как правило, уже после 2–3 подобных итераций оценка (1.44) становится достаточно близкой к истинному значению мощности шума, и может быть применена в (1.16) [54].

1.7. Выводы по главе

Проведенный в первой главе анализ актуальных задач когнитивного радио позволяет говорить о том, что для развития внедрения данной технологии актуальной задачей является разработка алгоритмов мониторинга спектра в широком диапазоне частот, в связи с тем, что они непосредственным

образом влияют на эффективность работы всей системы.

Исходя из особенностей мониторинга спектра в когнитивном радио, определено, что алгоритмы обнаружения, используемые для решения этой задачи, должны эффективно обнаруживать как узкополосные, так и широкополосные сигналы в условиях параметрической априорной неопределенности.

Проведен сравнительный анализ существующих алгоритмов обнаружения сигналов и оценка степени их применимости для решения задачи мониторинга спектра в когнитивных радиосистемах.

Рассмотрен точечный параметрический алгоритм обнаружения, который позволяет обнаруживать в широкой полосе частот сигналы неизвестной формы в условиях априорной неопределенности о значениях параметров сигналов и мощности шума. Показано, что данный алгоритм синтезирован при условии, что сигнал и шум имеют нормальное распределение, и отклонение вида распределения сигнала от нормального, в случае цифровых видов модуляции, может негативно сказаться на вероятности обнаружения. Но, несмотря на данные обстоятельства, описанный алгоритм нашел широкое применение в современных комплексах мониторинга радиообстановки в широких диапазонах частот. Таким образом, применение данного алгоритма для решения задачи мониторинга спектра в системах когнитивного радио целесообразно, но с некоторыми ограничениями по ширине полосы обнаруживаемых сигналов. Поэтому одной из задач для дальнейшего исследования является определение области наиболее эффективного применения существующего точечного алгоритма.

Также рассмотрены существующие непараметрические алгоритмы обнаружения, поскольку они обладают повышенной устойчивостью своих характеристик обнаружения к изменению вида распределения помехи и сигнала. Определено, что применение обнаружителя, основанного на критерии Вилкоксона, позволило бы эффективно решать задачу мониторинга спектра в КР. Однако непосредственное применение данного критерия к используемой в

работе модели наблюдаемых данных не представляется возможным в силу асимметрии закона распределения шумовых отсчетов спектра.

Поэтому далее в работе необходимо решить такие задачи, как модификация критерия Вилкоксона и разработка алгоритма обнаружения на его основе, позволяющего проводить обнаружение сигналов в частотной области на фоне шумовых отсчетов спектра с асимметричным распределением. Также необходимо решить задачу по определению области наиболее эффективного применения предлагаемого алгоритма.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА НЕПАРАМЕТРИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

Учитывая описанные особенности задачи мониторинга спектра в КР и проведенный в главе 1 сравнительный анализ существующих алгоритмов обнаружения, можно говорить, что в настоящее время требуется разработка новых универсальных алгоритмов обнаружения радиосигналов априорно неопределенной формы в широком диапазоне частот. В настоящей главе представлена модификация непараметрического критерия Вилкоксона, обеспечивающая обнаружение радиосигнала в частотной области. Далее для решения задачи мониторинга спектра в КР предложен алгоритм обнаружения радиосигнала, основанный на модифицированном критерии, в широком диапазоне частот.

2.1. Модификация знако-рангового критерия Вилкоксона

На основании выводов, полученных в главе 1, можно заключить, что разработка комбинированного непараметрического алгоритма обнаружения радиосигналов для решаемых задач может быть реализована на базе непараметрического обнаружителя, основанного на критерии Вилкоксона. Однако непосредственное применение данного критерия к используемой в работе модели наблюдаемых данных (1.2) не представляется возможным в силу асимметрии закона распределения шумовых отсчетов спектра (1.7). Поэтому далее предлагается модификация критерия Вилкоксона, позволяющая обнаруживать радиосигналы в частотной области на фоне шумовых отсчетов спектра с асимметричным распределением.

Рассмотренный в параграфе 1.5.3. алгоритм (1.22) реагирует на изменение симметрии распределения наблюдаемых отсчетов под действием полезного сигнала. В случае если наблюдаемая выборка $\mathbf{X} = \{x_1^*, x_2^*, \dots, x_n^*\}$ является выборкой шума с медианой M_0 , переменная $\varphi_i, i = \overline{1, n}$, определяющая

знаки $x_i, i = \overline{1, n}$, равновероятно принимает значения «0» и «1». При наличии в наблюдаемой выборке отсчетов положительно смещенного сигнала, количество единиц («1») преобладает над числом нулей («0»), что и является информацией о наличии сигнальных отсчетов. Ранги R_i^+ абсолютных величин элементов x_i учитывают степень отклонения элементов от значения медианы M_0 , что является дополнительной информацией и делает данный алгоритм более мощным по сравнению со знаковым [43]. На рис. 2.1 представлены нормированные и ранжированные элементы выборки, принадлежащие нормальному распределению, $x_i, i = \overline{1, n}$, $n = 1000$, их абсолютные значения. Также показаны нормированные и ранжированные элементы знако-ранговой статистики Вилкоксона, полученные по (1.21).

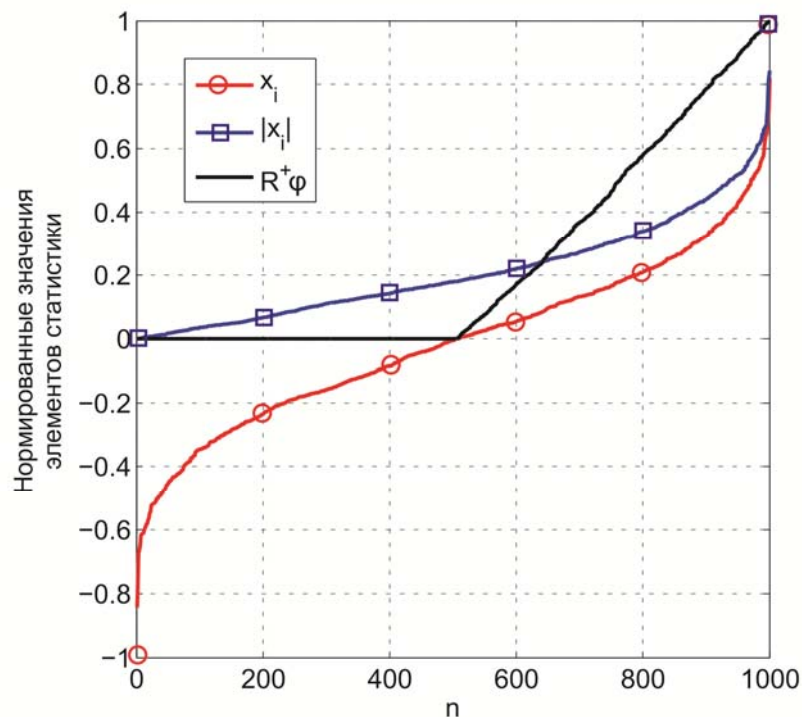


Рис. 2.1. Положительные знаковые ранги $R_i^+ \varphi_i$ статистики Вилкоксона, нормированные и ранжированные для $n = 1000$ элементов нормального распределения

Из графика видно, что распределение положительных знаковых рангов $R_i^+ \cdot \varphi_i$ имеет равномерный характер. Решение о наличии сигнала в

наблюдаемой выборке размером в n элементов принимается, когда сумма всех элементов $R_i^+ \cdot \varphi_i$ больше определенного порога (1.22). Другими словами, площадь под графиком ранжированного ряда положительных знаковых рангов в случае отсутствия сигнала принимает значения меньше величины C_{nop} с вероятностью $P = 1 - F_{lo}$. Стоит отметить, что в данном случае тангенс угла наклона прямой имеет значение, равное 2.

По-другому ситуация складывается, когда распределение отсчетов шума, на фоне которого происходит процесс обнаружения радиосигнала, имеет асимметричный характер.

Как было показано в параграфе 1.4., отсчеты БГШ в частотной области подчиняются центральному χ^2 распределению. При большом числе степеней свободы, что соответствует условию $R \gg 1$, распределение χ^2 стремится к нормальному закону распределения. Однако при малых значениях R , что чаще применимо на практике, функция плотности χ^2 распределения асимметрична.

На рис. 2.2, также как и на рис. 2.1, представлены нормированные и ранжированные элементы выборки спектра шума $x_i, i = \overline{1, n}$, $n = 1000$, и их абсолютные значения, принадлежащие χ^2 распределению (1.7). Спектральные отсчеты взяты без усреднения, т. е. $R = 1$. Так же показаны нормированные и ранжированные элементы знако-ранговой статистики Вилкоксона, полученные по (1.21).

Из графика видно, что распределение положительных знаковых рангов $R_i^+ \varphi_i$ неравномерно. Это объясняется наличием определенной зависимости рангов R_i^+ элементов выборки $x_i, i = \overline{1, n}$ и знаковой функции $\varphi_i, i = \overline{1, n}$. В силу того, что выборка отсчетов спектра БГШ центрирована по медиане, число положительных и отрицательных элементов одинаково. В случае если значение $x_i < 0$, то соответствующая знаковая функция $\varphi_i = 0$. Поэтому половина произведений $R_i^+ \varphi_i = 0$.

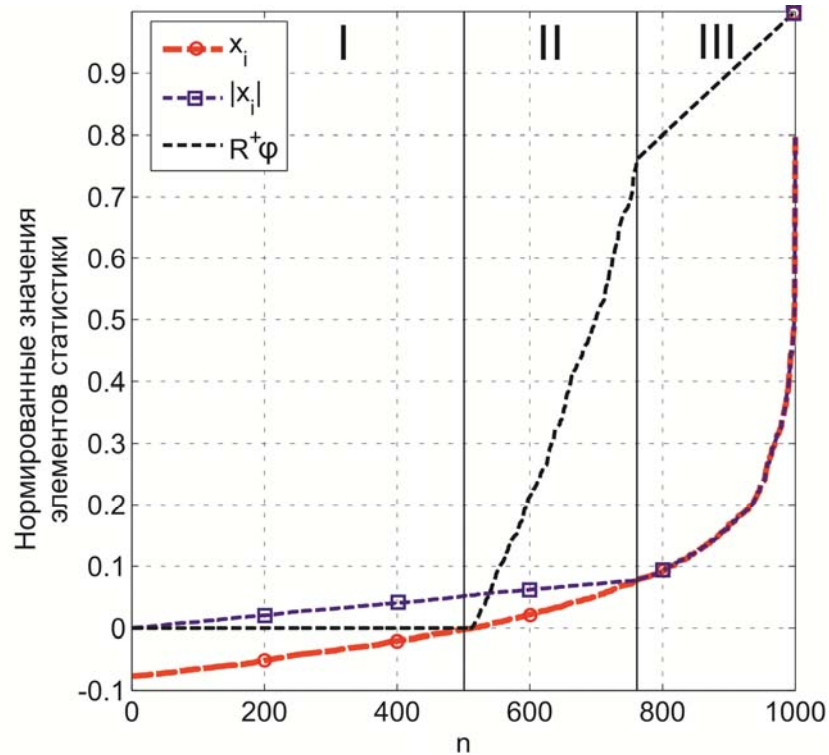


Рис. 2.2. Положительные знаковые ранги $R_i^+ \varphi_i$ статистики Вилкоксона нормированные и ранжированные для $n = 1000$ элементов χ^2 распределения

Это объясняет поведение графика ранжированного ряда положительных знаковых рангов на участке I (рис. 2.2). На участках I и II абсолютные значения элементов выборки равновероятны, однако элементов с отрицательным значением больше, чем с положительным. Ранги элементов выборки с отрицательным знаком в статистике (1.21) не учитываются. Поэтому на участке II тангенс угла наклона прямой имеет большее значение, чем у графика для нормального распределения. По рис. 2.2 можно определить приблизительное значение тангенса угла наклона: $tg = 2,7$. Участок III соответствует «хвосту» распределения. Все значения рангов в этой области равномерно распределены только между положительными отсчетами центрированной выборки. Поэтому на участке III тангенс угла наклона прямой ранжированного ряда $R_i^+ \cdot \varphi_i$ равен 1.

На рис. 2.3 показаны два ранжированных ряда нормированных значений положительных знаковых рангов $R_i^+ \cdot \varphi_i$ статистики (1.21) для $n = 1000$

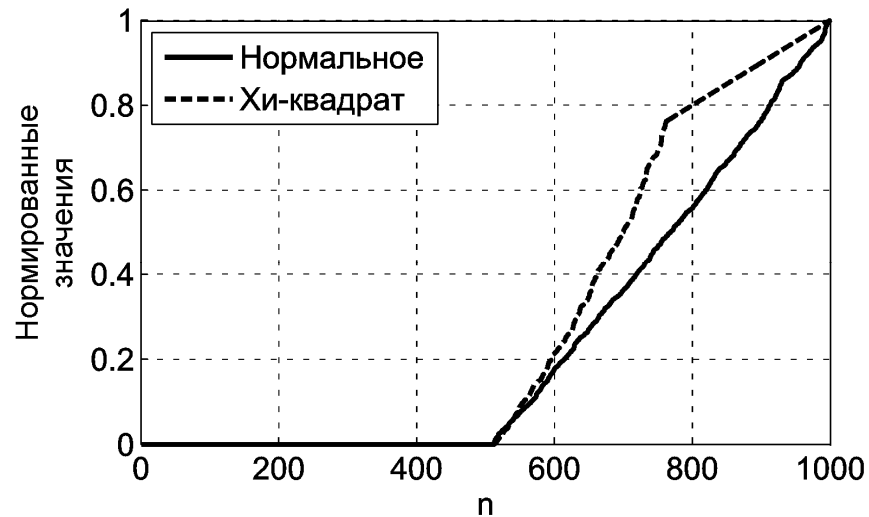


Рис. 2.3. Ранжированный ряд нормированных положительных знаковых рангов $R_i^+ \varphi_i$ статистики Вилкоксона для $n = 1000$ элементов нормального и χ^2 распределений

элементов нормального распределения и центрального χ^2 распределения (1.7) с числом степеней свободы $J = 2$. Представленные на данном рисунке графики наглядно демонстрируют, что площадь под графиком для распределения χ^2 больше, чем для нормального распределения. Отсюда можно сделать вывод, что в случае отсутствия сигнала, сумма положительных знаковых рангов (1.21) будет принимать значения, меньшие величины $C_{пор}$ с вероятностью $P > 1 - F_{ло}$. Таким образом, вероятность ложного обнаружения будет превышать заданное значение (1.36). Стоит отметить, что с увеличением числа усредняемых спектров R распределение отсчетов спектра шума будет стремиться к нормальному закону, а размер участка III будет сокращаться и в предельном случае $R \rightarrow \infty$ обратится в ноль.

Для полного анализа критерия Вилкоксона проверим распределение статистики T^+ (1.21) для рассматриваемых распределений. Возьмем выборку, содержащую только отсчеты БГШ во временной области. Гистограмма отсчетов и их медиана представлены на рис. 2.4.а. Далее, с помощью алгоритма (1.22) разделим отсчеты выборки на сигнальные и шумовые. Параметры алгоритма: $n = 50$, $F_{ло} = 0,01$.

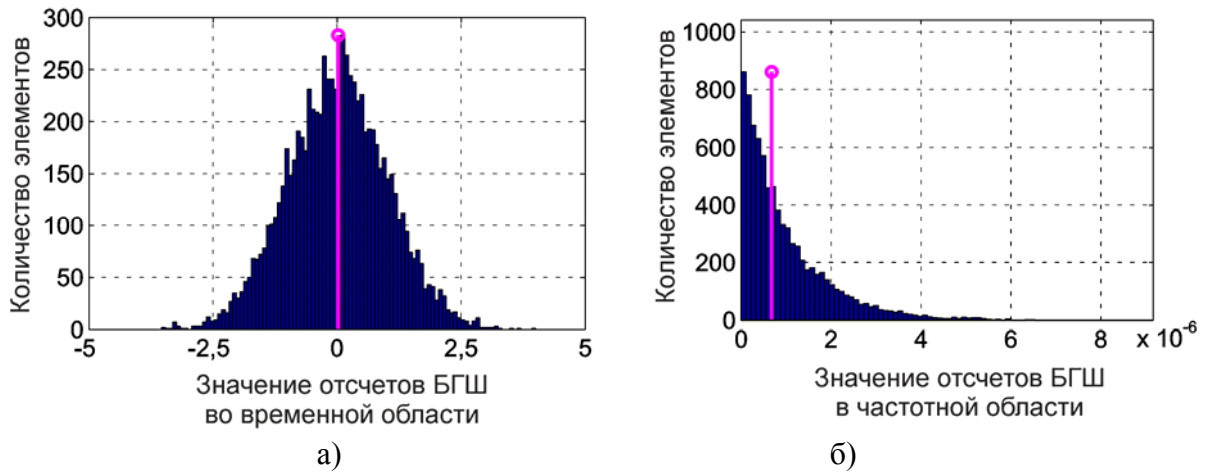


Рис. 2.4. Гистограммы распределений и их медианы отсчетов белого гауссовского шума: а) во временной области; б) в частотной области при $R = 1$

Поскольку рассматриваемая последовательность содержит отсчеты только БГШ, то отношение числа отсчетов, определяемых как сигнальные, к общему числу отсчетов будет определять эмпирическую вероятность ложного обнаружения.

На рис. 2.5а представлены полученные по $N = 8128$ отсчетам суммы знаковых рангов T^+ , порог обнаружения $C_{пор}$ (1.37). Также рассчитана эмпирическая вероятность ложного обнаружения. Получено, что она не превышает заданное значение $F_{ло} = 0,01$. Гистограмма значений T^+ и ее аппроксимация нормальным распределением показана на рис. 2.5б. Рассчитаны статистические характеристики полученного распределения: матожидание $m_1^* = 643$ и дисперсия $\mu_2^* = 10713$. Теоретические значения $m_1 = 625$, $\mu_2 = 10416,7$ для случая $n \rightarrow \infty$ вычислены по (1.34) и (1.35) соответственно. Видно, что эмпирические параметры согласуются с теоретическим расчетом.

Теперь возьмем выборку отсчетов спектра БГШ, полученных по (1.2) при $N = 8128$, $R = 1$. Гистограмма спектральных отсчетов и их медиана представлены на рис. 2.4.б. Далее, разделим отсчеты выборки на сигнальные и шумовые с помощью алгоритма (1.22) с теми же параметрами,

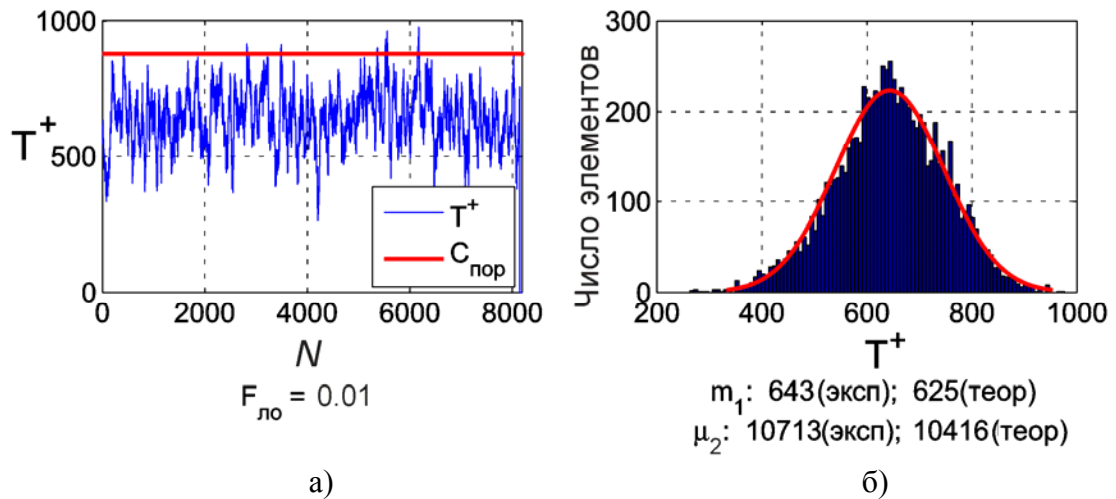


Рис. 2.5. Суммы знаковых рангов T^+ – а) и их гистограмма – б), полученные по отсчетам белого гауссовского шума во временной области

что и в предыдущем случае. Полученная статистика T^+ и гистограмма ее значений показаны на рис. 2.6. Рассчитаны статистические характеристики, полученного распределения: математическое ожидание $m_1^* = 747$ и дисперсия $\mu_2^* = 11190$. Видно, что вид распределения значений статистики T^+ для наблюдаемого процесса с асимметричным распределением рис. 2.4.б не изменился и так же, как и для симметрично распределенного шума, хорошо аппроксимируется нормальным законом распределения. Однако параметры изменились. Увеличенное относительно теоретического значения математическое значение приводит к превышению вероятности ложного обнаружения. Так, полученное значение – $F_{\text{ло}}^* = 0,10$, в то время как заданное значение – $F_{\text{ло}} = 0,01$. Это подтверждает полученные ранее результаты.

Ввиду того что распределение статистики T^+ для симметрично и асимметрично распределенной помехи имеет одинаковый вид и стремится к нормальному закону, предлагается модификация критерия Вилкоксона для обеспечения возможности обнаружения сигналов на фоне помех с асимметричным видом распределения [73]. В данной работе предлагается компенсировать завышенную сумму знаковых рангов (площадь под графиком)

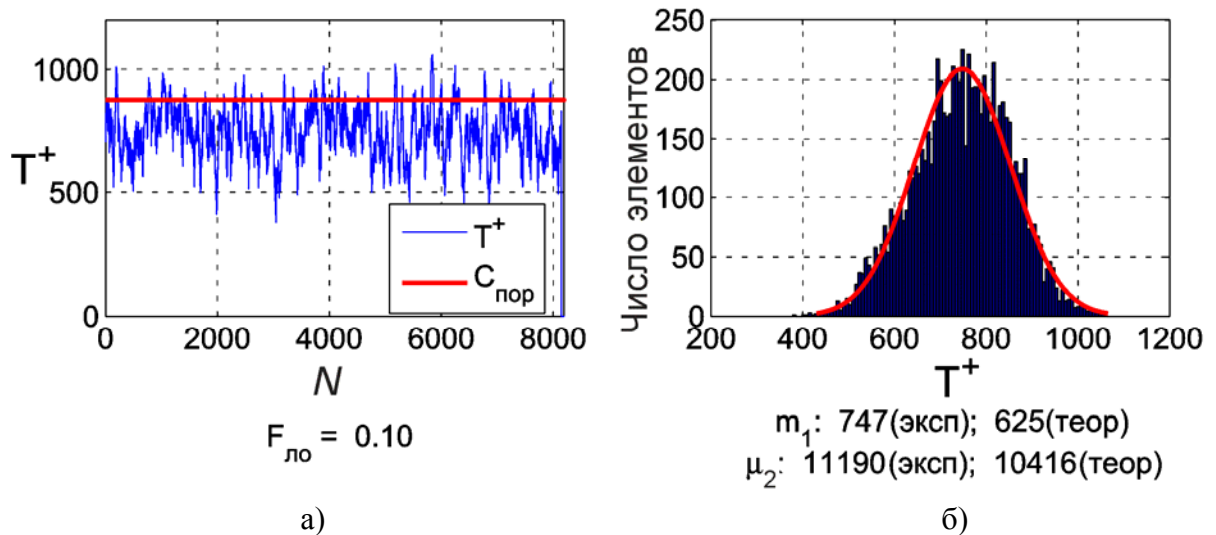


Рис. 2.6. Суммы знаковых рангов T^+ (а) и их гистограмма (б), полученные по отсчетам спектра белого гауссовского шума

путем уменьшения числа положительных отсчетов в центрированной относительно медианы выборке. Данный подход может быть реализован с помощью введения в (1.19) поправочного коэффициента для значения медианы:

$$x_i = x_i^* - K \cdot M_0, i = \overline{1, n}. \quad (2.1)$$

Исходя из того, что большинство непараметрических критериев, в том числе рассматриваемый в данной работе, синтезированы на эвристической основе. Определение их характеристик, особенно для конечного числа n , возможно только статистическими методами, поэтому анализ предлагаемой модификации критерия Вилкоксона основан на результатах статистического усреднения по 1000 реализациям процесса.

В ходе моделирования осуществлялись статистические испытания алгоритма обнаружения (1.22) по спектральным отсчетам БГШ для значений поправочного коэффициента K в диапазоне от 1 до 1,5. Графики зависимостей вероятности ложного обнаружения алгоритма (1.22) от поправочного коэффициента K для отсчетов шума энергетического спектра (1.2) с различным числом усреднений R показаны на рис. 2.7. Данные зависимости получены при значении параметра $n = 35$. Абсциссу точки пересечения графика

вероятности ложного обнаружения с заданным значением $F_{\text{ло}}$ назовем минимальным значением коэффициента K и обозначим как K_{min} . Для удобства дальнейшего анализа введем меру асимметрии распределения отсчетов спектра БГШ как отношение математического ожидания – $m_1[x]$ к медиане – M_0 полученного распределения. На рис. 2.7 значение отношения $m_1[x]/M_0$ показано вертикальной прямой на оси абсцисс.

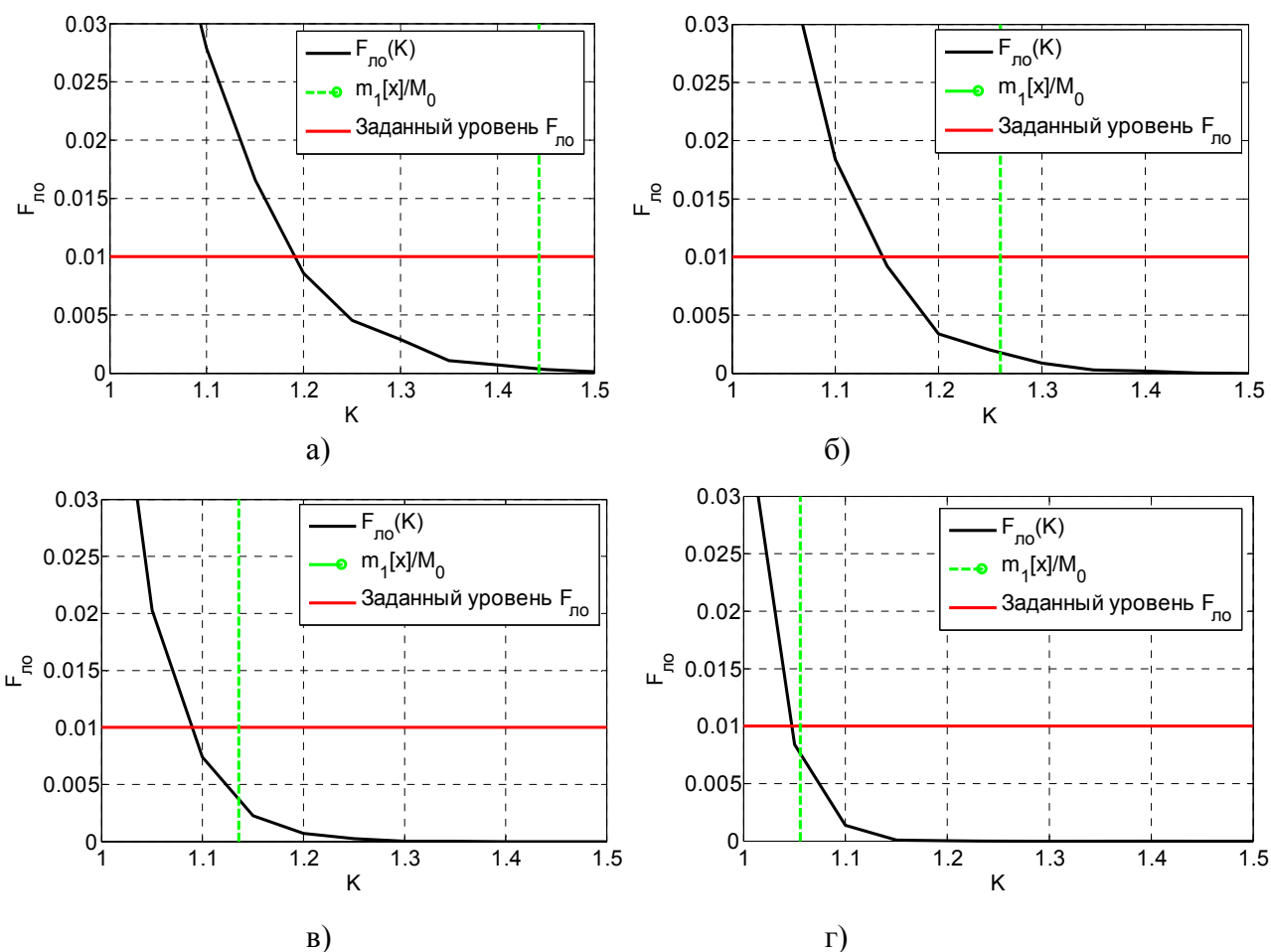


Рис. 2.7. Зависимость вероятности ложного обнаружения алгоритма Вилкоксона от поправочного коэффициента K , для отсчетов энергетического спектра белого гауссовского шума с числом усреднений: а) $R = 1$; б) $R = 2$; в) $R = 4$; г) $R = 10$

Видно, что с увеличением числа усредняемых спектров R значение K_{min} приближается к 1. Это объясняется стремлением распределения χ^2 (1.7) к нормальному закону и, следовательно, увеличением симметрии распределения. В ходе анализа получено, что при значении параметра $R = 10$ мера асимметрии

распределения не превышает 5%.

Также проведено исследование зависимости $K_{\min}$ от числа усредненных спектров R для разных значений параметра n алгоритма (1.22). Графики, иллюстрирующие данные зависимости, представлены на рис. 2.8. Анализируемый алгоритм обнаружения работает наиболее эффективно при длине выборки $n > 15$ [79], поэтому для принятия решения о наличии или отсутствии сигнала необходимо более 15 спектральных отсчетов. Исходя из этого, минимальное значение параметра $n = 15$.

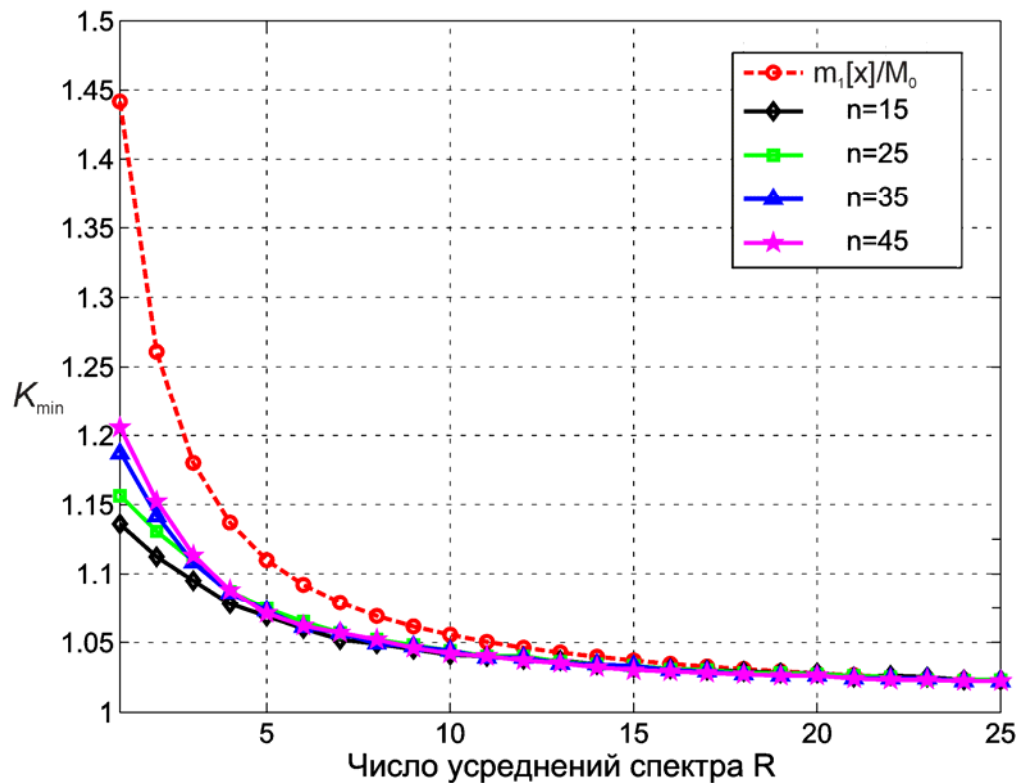


Рис. 2.8. Зависимость поправочного коэффициента $K_{\min}$ от числа усредненных спектров R для разных значений параметра n при заданном уровне $F_{\text{до}} = 0,01$

Полученный поправочный коэффициент $K_{\min}$ медианы распределения шумовых спектральных отсчетов позволяет внести поправки в выражение (2.1) для стабилизации вероятности ложного обнаружения алгоритма (1.22) на заданном уровне.

Из графиков видно, что при малых значениях R коэффициент $K_{\min}$ зависит от другого параметра алгоритма – n . При значении $R = 4$ и далее

зависимость $K_{\min}$ от параметра n исчезает. Стоит отметить, что произведение $K_{\min}$ на отрицательно смещенную оценку уровня медианы шумовых отсчетов в выражении (2.1) приведет к существенному росту вероятности ложного обнаружения. Поэтому необходимы алгоритмы оценки медианы шумовых отсчетов спектра, дающие только минимально положительные смещения уровня медианы. Однако анализ открытой литературы как отечественных, так и зарубежных авторов показал, что описание таких алгоритмов не встречается.

Таким образом, применение поправочного коэффициента $K_{\min}$ для модификации алгоритма (1.22) является эффективной мерой в рассматриваемых ситуациях. Однако для практической реализации универсальных алгоритмов обнаружения она оказывается неудобной в силу указанных выше недостатков.

Другой статистической характеристикой распределения отсчетов шума в частотной области является их среднее значение. Существует множество алгоритмов, использующих среднее значение шумовых отсчетов для расчета интенсивности шума, часть которых проанализирована в параграфе 1.6.

Далее, проанализируем возможность применения математического ожидания для центрирования выборки в алгоритме (1.22). Зависимость отношения математического ожидания к медиане $m_1[x]/M_0$ от числа усредненных спектров R показана на рис. 2.8. Абсциссы кривых ложного обнаружения, соответствующих величине $m_1[x]/M_0$ представлены на рис. 2.7. Из графиков видно, что значение $m_1[x]/M_0$ превышает $K_{\min}$ при $R=2$ не более чем на 10% и стремится к 0 с ростом R . Величина эмпирически полученного значения $F_{\text{ло}}$ в точке $m_1[x]/M_0$ не превышает заданный порог и приближается к заданному теоретическому значению с ростом числа усредняемых спектров.

Таким образом, применение алгоритма (1.22) возможно для асимметричного распределения отсчетов спектра шума при замене медиан распределений в выражении (1.18) и последующих расчетах соответствующими

математическими ожиданиями [71]. При алгоритмической реализации это может быть выполнено с помощью замены в (2.1) поправочного коэффициента и медианы на оценку среднего значения шумовых отсчетов, полученную одним из методов, описанных в параграфе 1.6. :

$$x_i = x_i^* - \tilde{m}_1[x_u], i = \overline{1, n}. \quad (2.2)$$

Правило (1.22) с учетом (2.2) далее будем называть модифицированным критерием Вилкоксона.

Поскольку на данном этапе анализа исследуемая выборка содержит только спектральные отсчеты шума, то будет выполняться равенство:

$$\tilde{m}_1[x_u] = m_1[x]. \quad (2.3)$$

Далее проанализируем зависимость вероятности ложного обнаружения $F_{ло}$ от числа усредненных спектров R для разных значений параметра n модифицированного критерия (рис. 2.9). При малом числе усреднений спектра – R , эмпирически полученное значение $F_{ло}$ заметно меньше заданного уровня, что должно сказываться на увеличении вероятности пропуска сигнала. Однако существующие алгоритмы оценки интенсивности шума как среднего значения отсчетов энергетического спектра [54, 80, 83, 91] дают погрешности оценки. Так, например, при значении $R=1$ ошибка оценки значения $\tilde{m}_1[x_u]$ может достигать 20% и уменьшается с ростом R . Таким образом, в самом худшем случае при заниженной оценке $\tilde{m}_1[x_u]$ на 20% для случая $R=1$ вероятность ложного обнаружения не превысит заданного значения, что подтверждается графиками на рис. 2.8. Таким образом, применение модифицированного критерия Вилкоксона возможно для решения задачи энергетического обнаружения сигналов с неизвестными параметрами на фоне шума с асимметричным распределением (1.7).

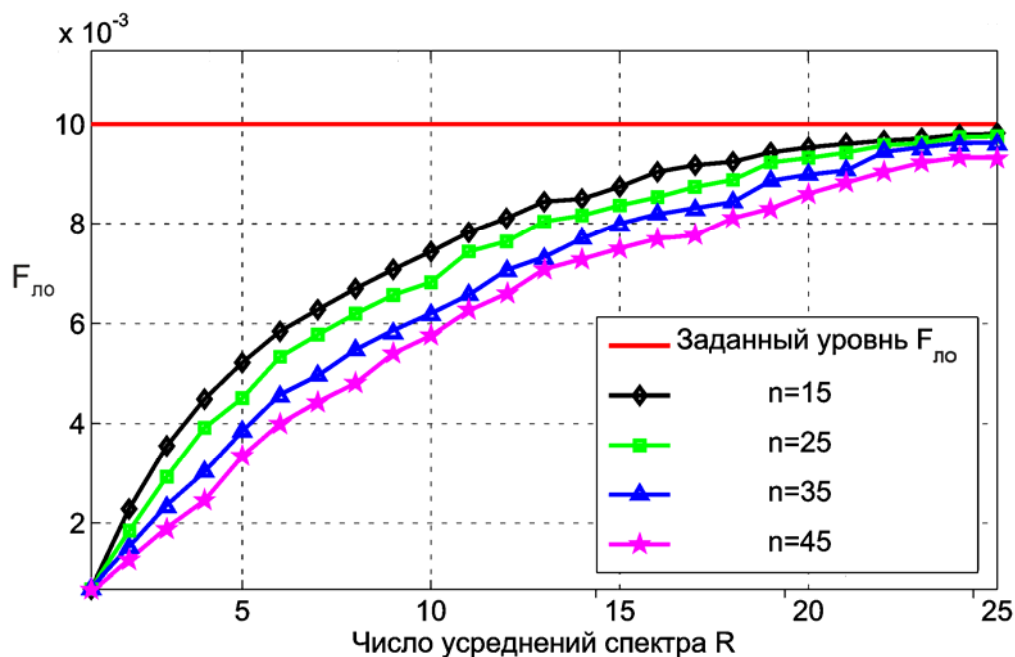


Рис. 2.9. Зависимость вероятности ложного обнаружения модифицированного критерия Вилкоксона от числа усредненных спектров R для разных значений параметра n при заданном уровне $F_{ло} = 0,01$

2.2. Алгоритм обнаружения сигналов на основе модифицированного критерия Вилкоксона

Описанный выше модифицированный критерий Вилкоксона работает эффективно при длине выборки $n > 15$, поэтому для принятия решения о наличии или отсутствии сигнала необходимо более 15-ти спектральных отсчетов. Разрешающая способность энергетического спектра по частоте зависит от числа точек ДПФ – N и от частоты дискретизации $F_0 = 1/T$, и определяется следующим выражением: $\Delta f = F_0/N$, поэтому непосредственное применение критерия Вилкоксона к спектральным отсчетам будет снижать разрешающую способность по частоте в 15 и более раз, что неприемлемо для практических приложений. В связи с этим предлагается непараметрический алгоритм обнаружения сигналов, основанный на модифицированном критерии Вилкоксона.

Сформируем выборку $\mathbf{X} = \{x_1, \dots, x_n\}$ из первых n спектральных отсчетов

выборки размером N , где

$$x_i = x_i^* - \tilde{m}_1[x_{uu}], i = \overline{1, n}, \quad (2.4)$$

x_i^* – отсчеты спектра наблюдаемого процесса, $\tilde{m}_1[x_{uu}]$ – оценка математического ожидания «шумовых» отсчетов спектра, приходящихся на частоты между частотами сигналов.

Далее в соответствии с (1.21) вычислим статистику T_1^+ . Потом, методом скользящего окна сформируем вторую и последующие выборки вида $\mathbf{X} = \{x_j, \dots, x_{j+n}\}$ и вычислим соответствующие им статистики $T_j^+, j = \overline{1, N-n}$. При таком подходе частотное разрешение алгоритма обнаружения по сравнению с исходным ДПФ снизится в $N/(N-n)$ раз. В практических приложениях обычно $N > 1000$, поэтому изменением частотного разрешения можно пренебречь.

Таким образом, с помощью некоторого правила можно поставить в соответствие $T_j^+, j = \overline{1, N-n}$ отсчетов модифицированной статистики Вилкоксона $(N-n)$ отсчетам энергетического спектра x_m^* наблюдаемого процесса и с помощью порога $C_{пор}$, вычисленного с помощью (1.37), разделить на отсчеты, принадлежащие действующим сигналам $T_{j_{сигн}}^+ \geq C_{пор}$ – «сигнальные» отсчеты, и на отсчеты, принадлежащие шумам $T_{j_{шум}}^+ < C_{пор}$ – «шумовые». Поскольку последовательность $T_j^+, j = \overline{1, N-n}$ на n отсчетов короче вектора энергетического спектра наблюдаемого процесса, необходимо определить правило установки соответствия между x_m^* и T_j^+ .

Выборки статистики T_j^+ , соответствующие действующему в полосе обзора сигналу с шириной полосы B спектральных отсчетов $\{x_{m+1}^*, x_{m+2}^*, \dots, x_{m+B}^*\}$, оказываются смещенными влево относительно центра полосы сигнала на $n/2$ или на $n/2+1$ отсчетов для четных и нечетных значений n соответственно. Поэтому правило установки соответствия между элементами статистики сумм

положительных знаковых рангов и спектральными отсчетами может быть записано следующим образом [73]:

$$T_j^+ \longrightarrow x_{m+n/2}^* \quad (2.5)$$

$$T_j^+ \longrightarrow x_{m+\frac{n-1}{2}}^* \quad (2.6)$$

Выражение (2.5) для четных значений n и (2.6) для нечетных n , $j = m = \overline{1, N-n}$. Из (2.5) и (2.6) видно, что часть отсчетов энергетического спектра невозможно разделить на шумовые и сигнальные. Это необходимо учитывать при программной реализации панорамного алгоритма обнаружения сигналов, чтобы исключить пропуск сигналов на этих частотных участках.

Для наглядного представления на рис. 2.10 показана блок-схема предлагаемого алгоритма обнаружения сигналов на основе модифицированного критерия Вилкоксона. Структурные элементы блок-схемы на рис. 2.10 выполняют следующие операции:

1. Вычисление усредненного спектра наблюдаемой полосы сигнала:

$$X_R(n) = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R \left| \dot{c}_r(n) \right|^2 = \{x_n, n = \overline{1, N}\}. \quad (2.7)$$

2. Расчет значения C_{nop} в соответствии с заданными параметрами $n, F_{ло}$ по выражению:

$$C_{nop} = \frac{n}{2} \left(x_\alpha \sqrt{n/3} + n/2 \right), \quad (2.8)$$

где x_α – процентная точка стандартного нормального распределения.

3. Определение оценки математического ожидания «шумовых» отсчетов спектра $\tilde{m}_1[x_{ui}]$ в соответствии с методикой, описанной в параграфе 1.6.

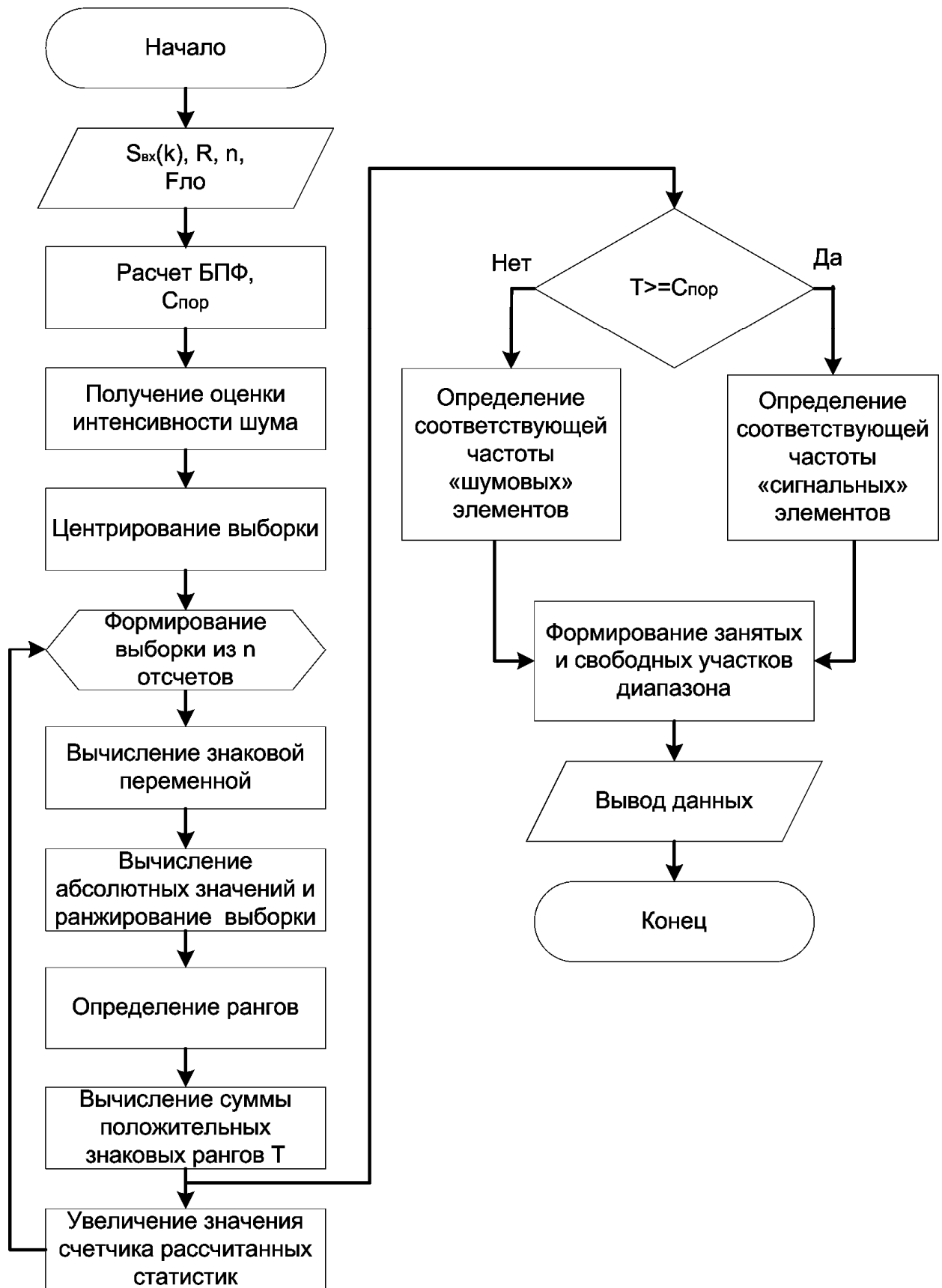


Рис. 2.10. Блок-схема алгоритма обнаружения сигналов на основе модифицированного критерия Вилкоксона

4. Центрирование выборки из N отсчетов спектра по оценке $\tilde{m}_1[x_u]$:

$$x_i = x_i^* - \tilde{m}_1[x_u], i = \overline{1, N}. \quad (2.9)$$

5. Формирование выборки $\mathbf{X} = \{x_1, \dots, x_n\}$ из первых n спектральных отсчетов.
6. Вычисление переменной $\varphi_i, i = \overline{1, n}$, определяющей знаки центрированной выборки $x_i, i = \overline{1, n}$:

$$\varphi_i = \begin{cases} 1, & x_i \geq 0 \\ 0, & x_i < 0 \end{cases}. \quad (2.10)$$

7. Определение абсолютных значений $|x_i|, i = \overline{1, n}$ элементов центрированной выборки $x_i, i = \overline{1, n}$.
8. Ранжирование абсолютных значений $|x_i|, i = \overline{1, n}$.
9. Определение рангов R_i^+ элементов $x_i, i = \overline{1, n}$ как порядковый номер расположения абсолютных значений $|x_i|, i = \overline{1, n}$ в ранжированном ряду.
10. Вычисление суммы положительных знаковых рангов T^+ модифицированного критерия Вилкоксона:

$$T^+ = \sum_{i=1}^n R_i^+ \varphi_i. \quad (2.11)$$

11. Запись значения T^+ в переменную T_1^+ .
12. Формирование выборки $\mathbf{X} = \{x_1, \dots, x_n\}$ из n спектральных отсчетов, начиная со второго отсчета спектра и продолжение вычисления с пункта № 6.
13. Продолжать выполнение пунктов № 6–12, пока не будет получено значение T_{N-n}^+ .
14. Элементам статистики $T_j^+, j = \overline{1, N-n}$ присвоить значение логической «1»

в случае если $T_j^+ \geq C_{\text{нор}}$ и логического «0» если $T_j^+ < C_{\text{нор}}$.

15. Установление соответствия между элементами статистики $T_j^+, j = \overline{1, N-n}$ и частотами спектральных отсчетов $x_i^*, i = \overline{1, N-n}$ по правилу:

$$T_j^+ \longrightarrow x_{m+n/2}^*, \quad j = m = \overline{1, N-n}, \text{ для четных значений } n, \quad (2.12)$$

$$T_j^+ \longrightarrow x_{m+\frac{n-1}{2}}^*, \quad j = m = \overline{1, N-n}, \text{ для нечетных значений } n. \quad (2.13)$$

Выходными данными алгоритма обнаружения будет последовательность «0» и «1» длиной $N-n-1$ элементов, определяющих свободные и занятые участки спектра соответственно. Частоты, соответствующие выходным данными алгоритма кратны значению $\Delta f = F_s / N$.

В случае реализации алгоритма панорамного обзора, смещение полосы обзора необходимо производить на $(N-n) \cdot \Delta f$, а не на $N \cdot \Delta f$. Это необходимо для исключения пропуска сигналов на частотных участках длиной $n/2$ в конце и начале полосы обзора.

2.3. Разработка методики получения эмпирической характеристики обнаружения

В ходе выполнения работы оценка качества работы и сравнительный анализ алгоритмов обнаружения проводится по характеристикам обнаружения. В процессе анализа литературы по алгоритмам обнаружения было выявлено отсутствие методик получения эмпирических характеристик обнаружения. В большинстве работ сравнение алгоритмов ограничивается анализом теоретических характеристик. Однако в таком случае не учитываются особенности аппаратной реализации и расхождения законов распределений реальных сигналов и шумов с их аппроксимацией известными законами распределений. Исходя из этого, для определения характеристик обнаружения рассматриваемых в работе алгоритмов предлагается следующая методика.

Во-первых, формируется сигнал, обнаружение которого планируется исследуемым алгоритмом. При этом полоса обзора выбирается из набора типичных значений для данного класса аппаратуры. Как правило, эти значения соответствуют ширине полосы 2, 4, 8, 16 МГц для мониторинга спектра в диапазоне от 30 МГц. При этом необходимо выбирать такое значение, чтобы полоса сигнала занимала не более 50 % полосы обзора. В таком случае, алгоритмы оценки уровня шума, которые используются в большинстве алгоритмов обнаружения, будут давать минимальную погрешность результатов измерений [13, 55, 81, 83]. Начальное отношение сигнал/шум (ОСШ) в полосе обзора задается равным 16 дБ. При таком значении ОСШ существующие алгоритмы позволяют эффективно обнаруживать любые типы сигналов, в связи с чем, рассмотрение характеристик обнаружения при больших значениях ОСШ нецелесообразно.

Во-вторых, производится обнаружение сформированного сигнала исследуемым алгоритмом. Полученные таким образом результаты обнаружения считаются эталонными и записываются в переменную $Etal(i), i = \overline{1, N}$, где N размерность ДПФ, с целью последующего использования.

В-третьих, уменьшается значение ОСШ в соответствии с выбранным шагом (в работе выбран шаг 2 дБ) и также производится обнаружение. Полученные результаты обнаружения записываются в переменную $Detect(i), i = \overline{1, N}$.

В-четвертых, рассчитывается число правильно обнаруженных отсчетов сигнала по формуле:

$$S_{11} = \sum_{i=1}^N Etal(i) \& Detect(i), \quad (2.14)$$

где знак $\&$ обозначает логическую операцию «И».

В-пятых, рассчитывается вероятность правильного обнаружения по формуле:

$$P_{обн}(ОСШ) = \frac{S_{11}}{\sum_{i=1}^N Etal(i)}. \quad (2.15)$$

В-шестых, снова уменьшается значение ОСШ в соответствии с выбранным шагом и повторяется процедура расчета S_{11} и $P_{обн}(ОСШ)$, пока не будет достигнуто минимальное значение ОСШ. В качестве минимального значение ОСШ выбрано значение -16 дБ на основании того, что при дальнейшем уменьшении ОСШ обнаружение сигнала на фоне шума такой интенсивности энергетическими методами не представляется возможным.

Последовательное выполнение описанных 6 шагов позволяет получить эмпирическую характеристику обнаружения. Далее следует повторить получение характеристики обнаружения не менее 100 раз и усреднить полученные результаты по всем экспериментам.

Представленная в данном параграфе методика позволяет методом статистического моделирования получить характеристику обнаружения исследуемого алгоритма.

2.4. Исследование алгоритма обнаружения

Оценка качества работы предложенного алгоритма может быть произведена по характеристике обнаружения. Однако вывод точного аналитического выражения характеристики обнаружения для конечного числа n весьма затруднителен в силу эвристического подхода к синтезу алгоритма. Поэтому определение характеристик обнаружения предложенного алгоритма проводилось путем статистического моделирования в пакете прикладных программ технических вычислений. Сравнение эффективности обнаружения в пороговом отношении сигнал/шум предложенного алгоритма проводилось с описанным в параграфе 1.5.1. параметрическим алгоритмом обнаружения радиосигналов (1.13). Выбор данного алгоритма обоснован тем, что он нашел широкое применение в аппаратуре РК, выпускаемой компанией ЗАО «ИРКОС»

[54]. Это значит, что его надежность и эффективность обнаружения удовлетворяют современным требованиям, предъявляемым к аппаратуре РК. Поскольку в настоящее время отсутствуют четко сформулированные требования к параметрам обнаружения в системах КР, в дальнейшем будем ориентироваться на требования к аппаратуре РК. Одним из комплексов производства ЗАО «ИРКОС», где может применяться точечный алгоритм обнаружения, является прикладное программное обеспечение, поставляемое вместе с панорамным радиоприемным устройством «Аргамак-М» [61]. Внешний вид приемника показан на рис. 2.11. Краткие технические характеристики приведены в таблица 2.1 [61].



Рис. 2.11. Внешний вид панорамного радиоприемного устройства «Аргамак-М»

Таблица 2.1. Краткие технические характеристики «Аргамак-М»

Наименование	Характеристика
Диапазон рабочих частот в режиме приема: базовый комплект при наличии АРК-КНВЗМ при наличии АРК-КНВ4М	• 0,009 – 3000 МГц • 0,009 – 8 000 МГц • 0,009 – 18 000 МГц
Полоса обрабатываемых частот	до 8 МГц
Скорость панорамного анализа в диапазоне рабочих частот (при дискретности спектра 6,25 кГц)	не менее 3,5 ГГц/с
Минимальная длительность обнаруживаемого сигнала в полосе одновременного анализа (без перестройки РПУ)	от 1 мкс

Для дальнейшего сравнительного анализа в работе используется

параметрический алгоритм (1.13) в реализации, которая представлена на блок-схеме (рис. 2.12).



Рис. 2.12. Блок-схема реализации параметрического алгоритма (1.13)

Предложенный в параграфе 2.2. алгоритм обнаружения (рис. 2.10) имеет переменный параметр n (длина выборки), который некоторым образом влияет на особенности обнаружения сигналов. Алгоритм, описанный в

параграфе 1.5.1. является точечным, т.е. решение о наличии сигнала принимается по каждому спектральному отсчету. Поэтому таким алгоритмом возможно обнаружение даже такого узкополосного сигнала, который в спектре представлен всего одним отсчетом. Однако вероятность пропуска такого сигнала будет весьма значительной [54]. В предложенном алгоритме решение о наличии сигнала принимается по n отсчетам одновременно. И в силу того, что в формировании решающей статистики принимают участие только ранги отсчетов, а не их абсолютные значения, узкополосные сигналы, представленные в спектре 1–2 отсчетами, имеющих даже значительную энергию, могут быть не обнаружены. Это является основной особенностью предложенного алгоритма. Исходя из вышеизложенного, необходимо сформировать рекомендации по выбору параметра алгоритма n и определить минимальное значение ширины полосы сигнала, обнаружение которого может быть эффективно предлагаемым алгоритмом.

2.5. Определение минимальной ширины полосы обнаруживаемого сигнала

Для определения минимальной ширины полосы сигнала, обнаружение которого может быть эффективно предлагаемым алгоритмом, в полосе обзора ΔF сформируем радиосигнал с шириной полосы Δf_1 из одной несущей с цифровой модуляцией, таким образом, чтобы выполнялось условие $\Delta f_1 / \Delta F < 1/2$. Далее, для разного числа точек ДПФ N методом статистического моделирования найдем характеристики обнаружения. Сформированный радиосигнал будет представлен числом B спектральных отсчетов, определяющих его полосу.

В качестве наблюдаемого процесса сформируем радиосигнал с модуляцией 16-QAM и аддитивного белого гауссовского шума (рис. 2.13). Ширина полосы обзора ΔF – 4 МГц, частота несущей – 2 МГц, полоса сигнала – 0,5 МГц, частота дискретизации – 8 МГц. Характеристики

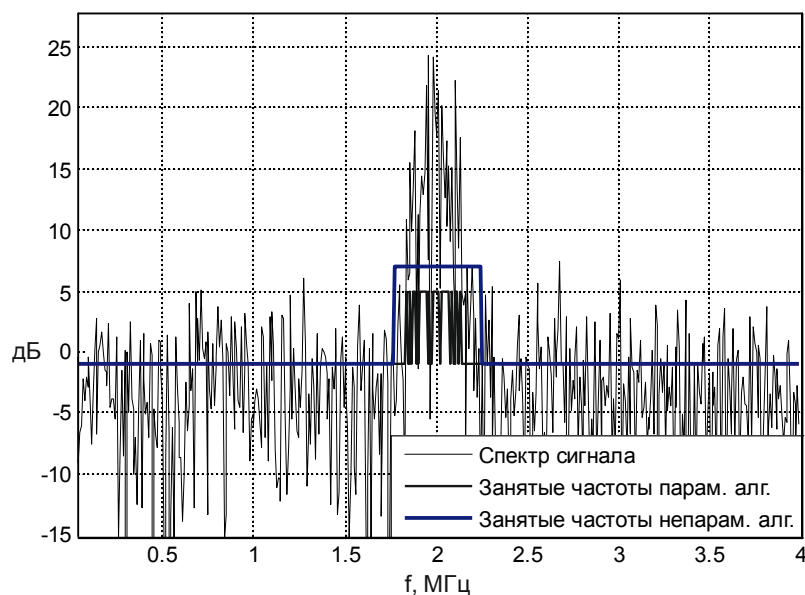


Рис. 2.13. Энергетический спектр наблюдаемого процесса с разделением частот на «сигнальные» и «шумовые» при $N = 1024$, ОСШ = 8 дБ

обнаружения определялись для значений параметра n от 15 до 45 с шагом 5 и для числа точек ДПФ N : 128, 256, 512, 1024, 4096. Для всех случаев задана вероятность ложного обнаружения $F_{ло} = 0,01$. Полученные характеристики обнаружения приведены на рис. 2.14–2.17 и 2.19.

Под вероятностью обнаружения сигнала $P_{обн}$ в работе понимается вероятность обнаружения всех спектральных отсчетов в априорно заданной полосе частот. Более подробно методика расчета вероятности правильного обнаружения описана далее.

В данном случае рассматривался вещественный сигнал, поэтому при частотном разрешении $N = 128$ точек ДПФ, тестовый сигнал с модуляцией 16-QAM будет представлен 8 спектральными отсчетами – $B = 8$. На рис. 2.14 видно, что при такой разрешающей способности эффективность обнаружения предложенного алгоритма значительно ниже параметрического (1.13). Стоит отметить, что при значении параметра непараметрического алгоритма $n = 15$, что составляет приблизительно $2B$, эффективность обнаружения выше, чем при больших значениях n .

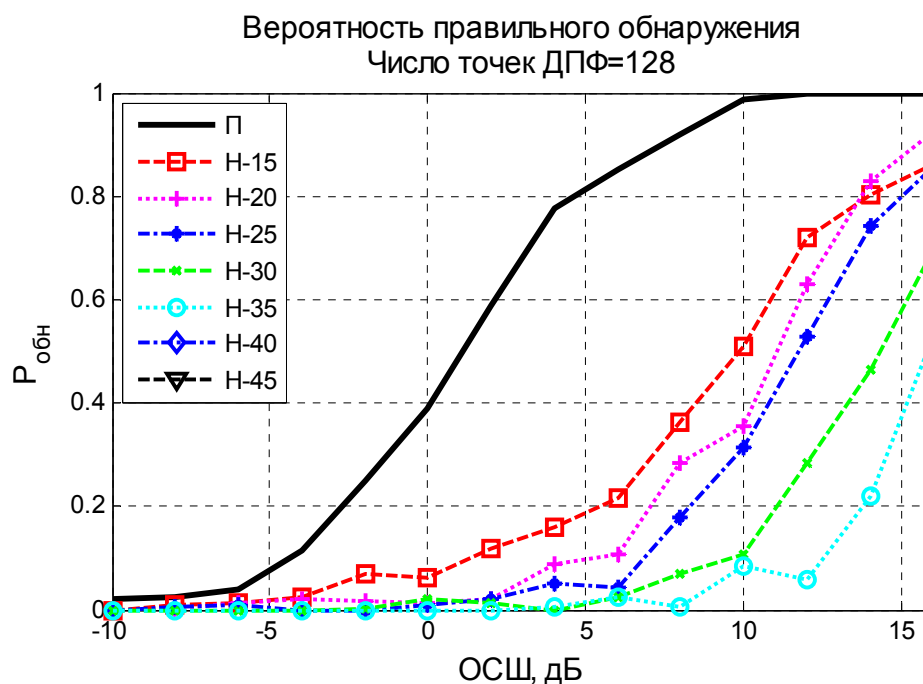


Рис. 2.14. Характеристики обнаружения параметрического (П) и непараметрического (Н) алгоритмов для частотного разрешения 128 точек дискретного преобразования Фурье

При частотном разрешении $N = 256$ точек и, соответственно, полосе сигнала $B = 16$ отсчетов спектра (рис. 2.15), эффективность обнаружения параметрического алгоритма (1.13) сопоставима с предложенным при значениях ОСШ 4-16 дБ, а при меньших ОСШ заметно выше. Также можно видеть, что в случае $B \approx n$ эффективность обнаружения при значениях ОСШ -10..4 дБ выше чем при $n > B$. Однако при значениях ОСШ от 4 дБ до 16 дБ ситуация меняется на диаметрально противоположную.

При представлении полосы сигнала $B = 32$ отсчетам энергетического спектра, что соответствует $N = 512$ частотам ДПФ (рис. 2.16), эффективность предлагаемого непараметрического алгоритма при ОСШ в диапазоне от -10 дБ до 8 дБ выше параметрического на 1–7 дБ в зависимости от параметра n . Для данного случая наименьшим значением параметра n , при котором обнаружение наиболее эффективно во всем диапазоне ОСШ является значение $n = 30$.

Характеристики обнаружения алгоритмов при ширине полосы $B = 64$ спектральных отсчета, что соответствует $N = 1024$ частотам ДПФ, показаны на рис. 2.17. Из графиков хорошо видно, что для данной ширины полосы, при всех

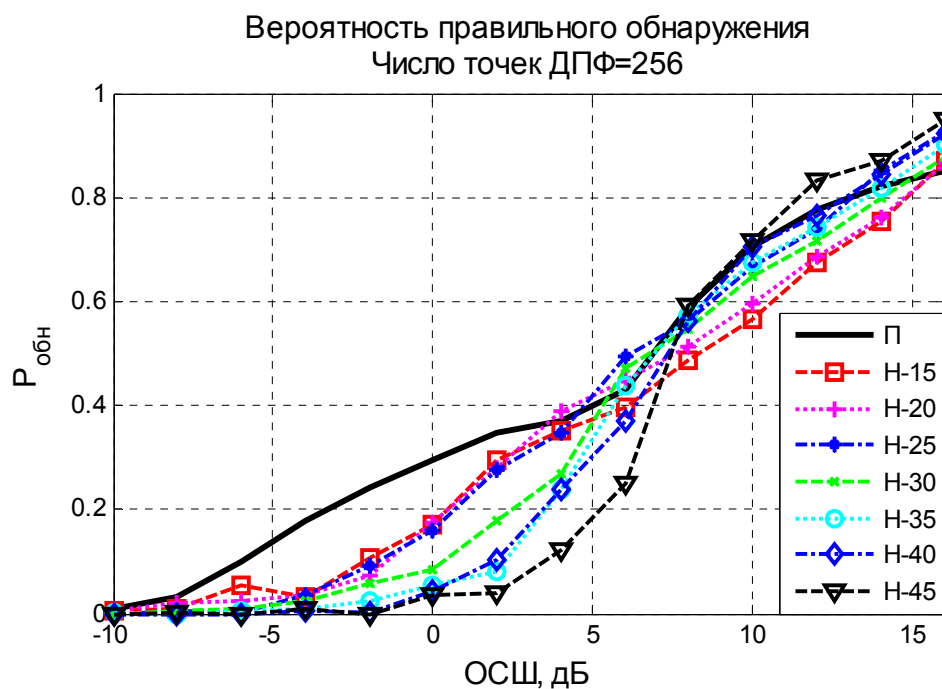


Рис. 2.15. Характеристики обнаружения параметрического (П) и непараметрического (Н) алгоритмов для частотного разрешения 256 точек дискретного преобразования Фурье

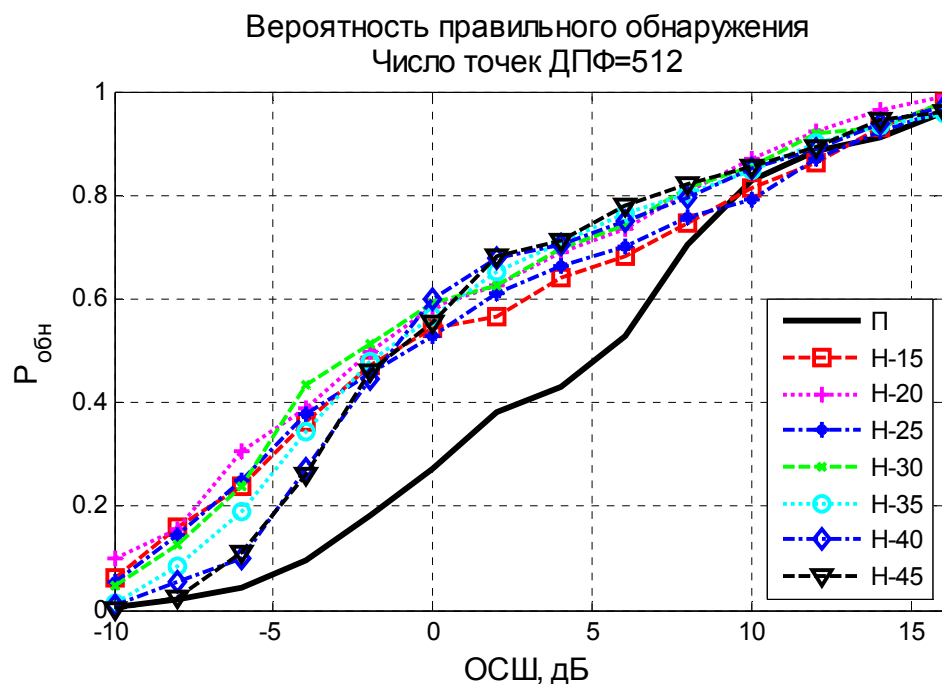


Рис. 2.16. Характеристики обнаружения параметрического (П) и непараметрического (Н) алгоритмов для частотного разрешения 512 точек дискретного преобразования Фурье

значениях ОСШ от -10 дБ до 16 дБ, за исключением случая $n = 15$, эффективность предлагаемого непараметрического алгоритма выше параметрического на $1-8$ дБ в зависимости от $P_{обн}$. В данном случае

наименьшим значением параметра n , при котором обнаружение наиболее эффективно во всем диапазоне ОСШ является значение $n = 35$.

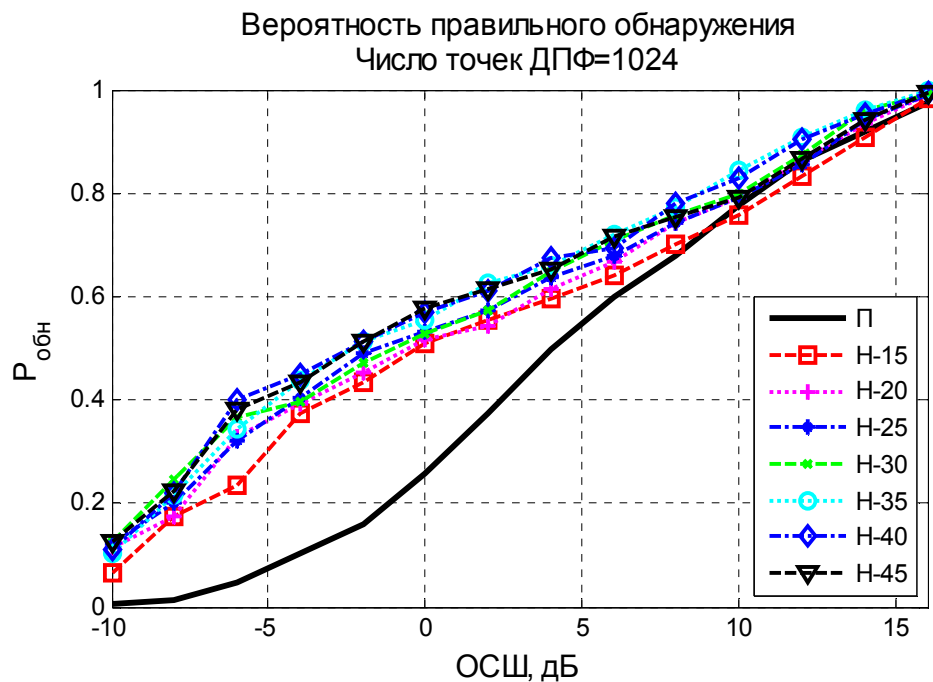


Рис. 2.17. Характеристики обнаружения параметрического (П) и неparamетрического (Н) алгоритмов для частотного разрешения 1024 точки дискретного преобразования Фурье

На рис. 2.18 показана статистика сумм положительных знаковых рангов для анализируемого сигнала (рис. 2.13) и порог обнаружения для значения окна алгоритма $n = 45$. График показан для значения ОСШ 8дБ и частотного разрешения $N = 1024$ точек ДПФ.

Последним, рассматриваемым в работе случаем, является сигнал, имеющий ширину полосы $B = 256$ спектральных отсчетов. Характеристики обнаружения для данного случая показаны на рис. 2.19. Данная полоса образована путем применения к рассматриваемой полосе ДПФ с числом точек $N = 4096$. В данном случае применение предлагаемого алгоритма дает максимальный выигрыш в пороговом ОСШ 13дБ при величине $P_{обн} = 0,4$ и значении параметра $n = 35$. При величине $P_{обн} = 0,8$ выигрыш неparamетрического алгоритма при всех значениях параметра составляет 7 дБ.

Исходя из проведенного анализа, можно говорить, что область наиболее эффективного применения предлагаемого алгоритма, по сравнению

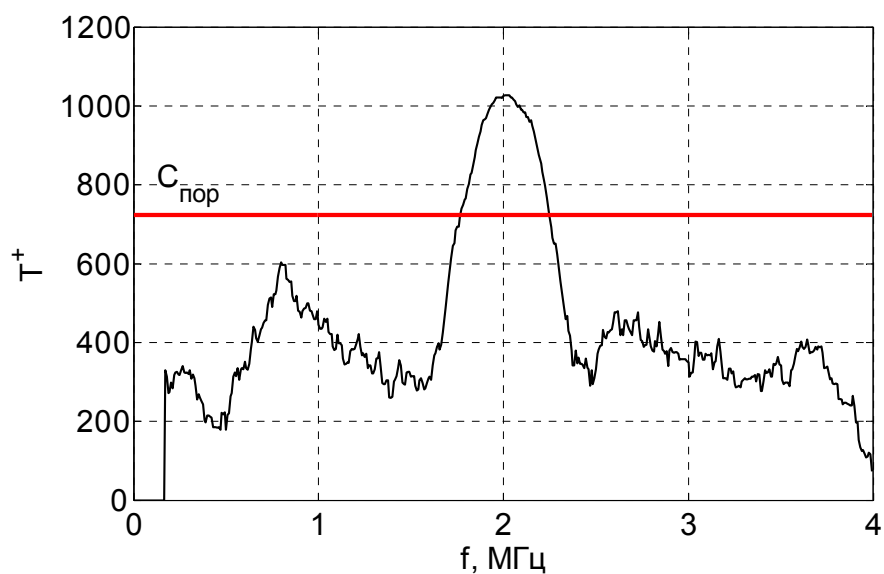


Рис. 2.18. Определение «сигнальных» отсчетов статистики суммы положительных знаковых рангов с помощью порога

с алгоритмом (1.13), ограничивается определенным минимальным значением ширины полосы обнаруживаемых сигналов выраженной в числе спектральных отсчетов – B . Из полученных результатов следует, что $B_{\min}$ составляет 32 спектральных отсчета ДПФ.

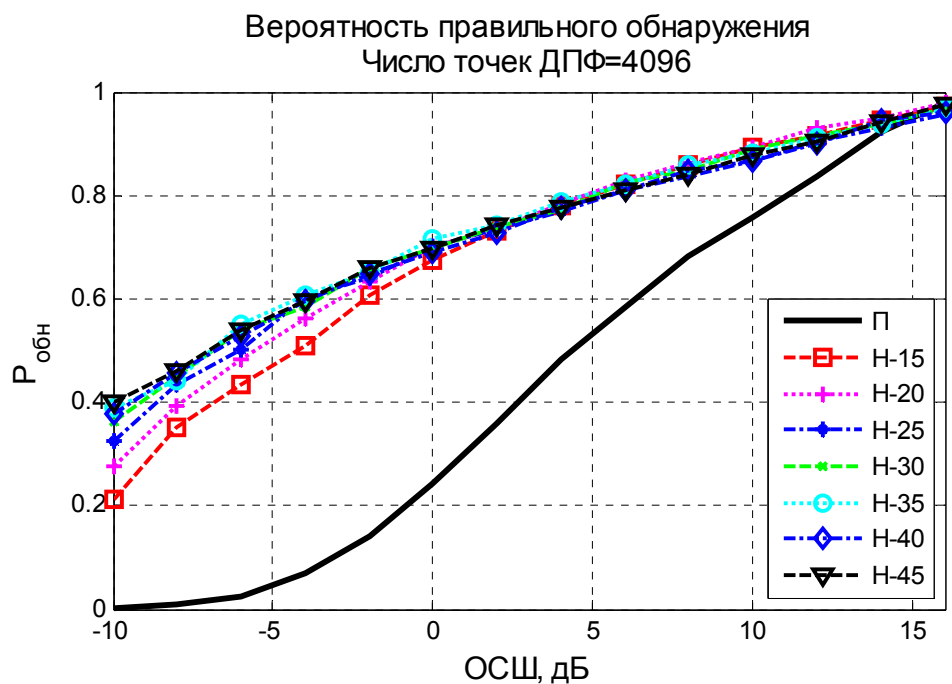
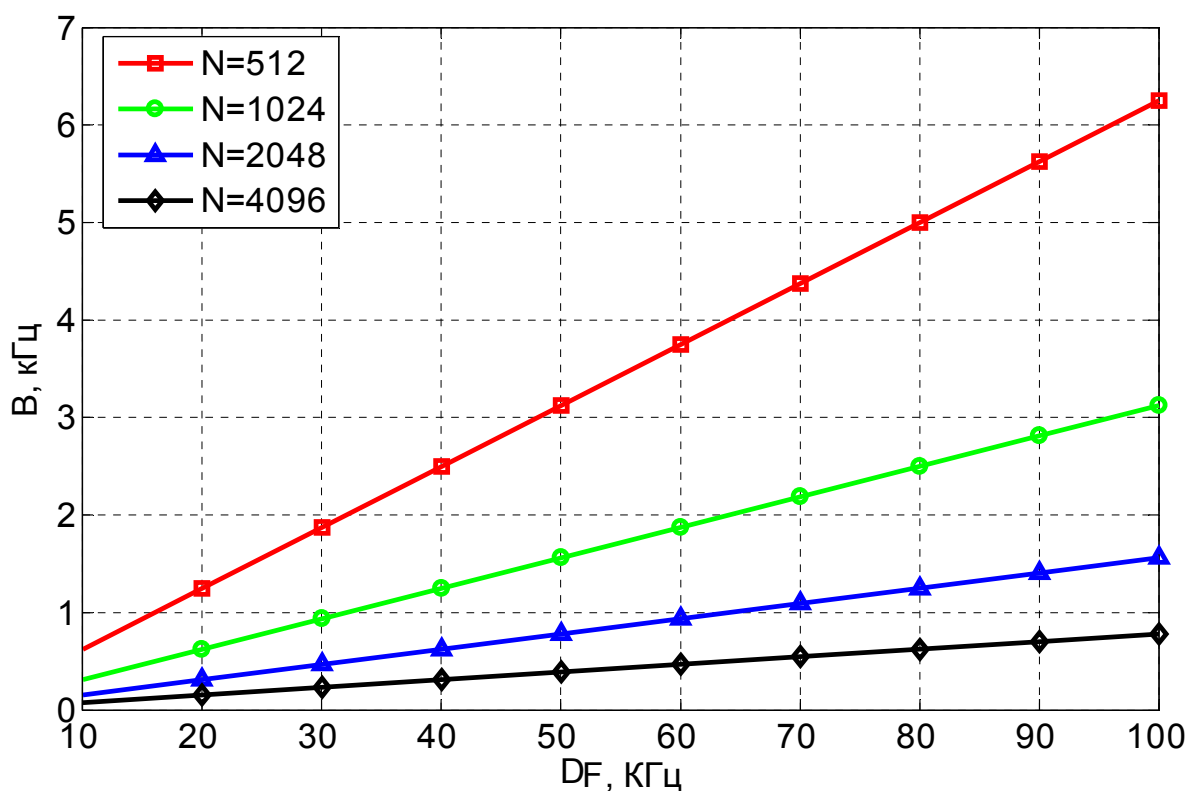


Рис. 2.19. Характеристики обнаружения параметрического (П) и непараметрического (Н) алгоритмов для частотного разрешения 4096 точек дискретного преобразования Фурье

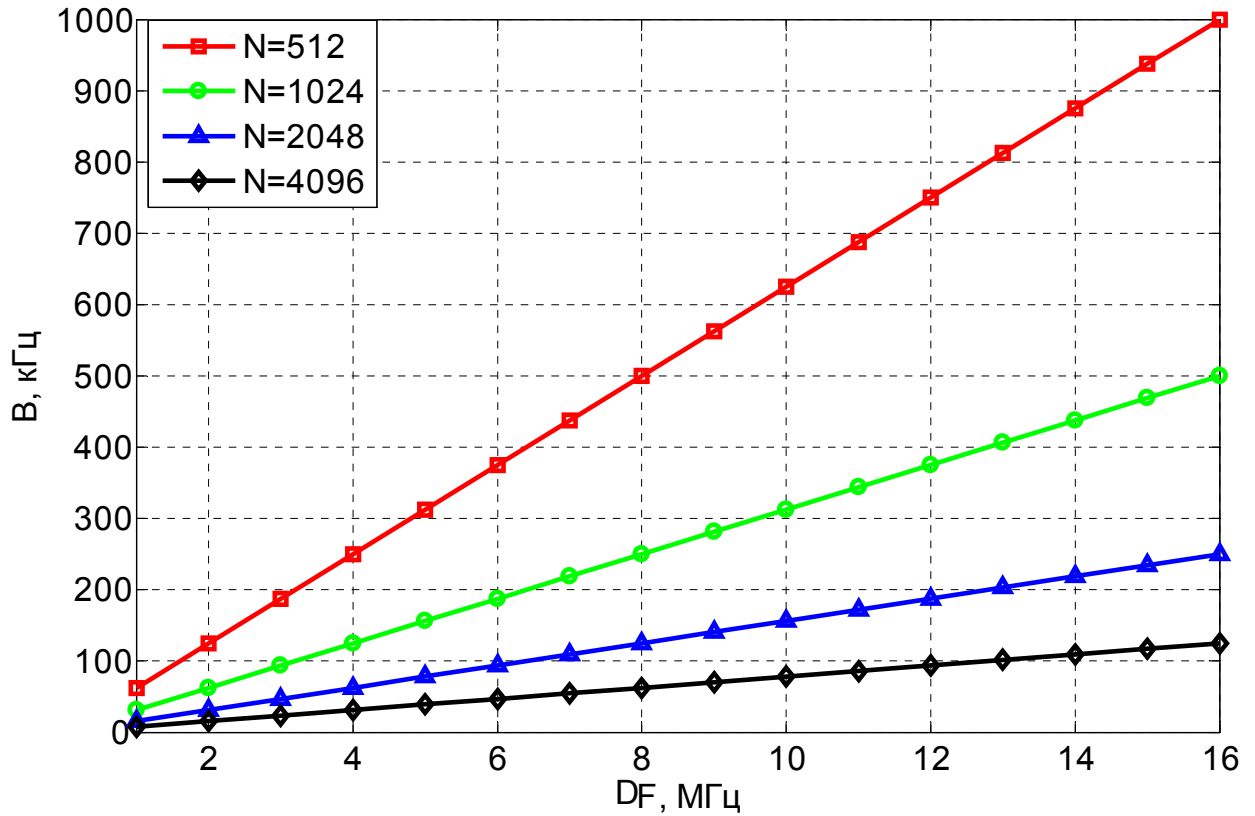
Стоит отметить, что мониторинг спектра может осуществляться с различной разрешающей способностью, определяемой шириной полосы обзора – ΔF и размерностью ДПФ – N . Поэтому минимальная полоса сигнала, выраженная в Гц, будет определяться следующим выражением:

$$\Delta f_{\min} = \frac{\Delta F}{N} B_{\min}. \quad (2.16)$$

Для практического использования результатов работы удобнее использовать графики, по которым можно определить минимальную полосу сигналов в кГц, обнаружение которых предложенным алгоритмом будет эффективнее точечного алгоритма (1.13) в диапазоне ОСШ от –10 дБ до 16 дБ. На рис. 2.20 представлены графики, отражающие зависимость (2.16).



а)



б)

Рис. 2.20. Зависимость минимальной ширины полосы обнаруживаемых сигналов от полосы обзора – ΔF и числа точек дискретного преобразования Фурье. Области с характерной шириной полосы обзора: а) для КВ диапазона; б) для УКВ диапазона

2.6. Выводы по главе

Во второй главе представлена модификация непараметрического критерия Вилкоксона, которая позволяет его применять для решения задачи энергетического обнаружения сигналов с неизвестными параметрами в частотной области на фоне шума с асимметричным распределением. Обоснованность предлагаемых решений, подтверждена результатами анализа статистических характеристик модифицированного критерия.

Для решения задачи мониторинга спектра в когнитивном радио разработан непараметрический алгоритм обнаружения сигналов на основе модифицированного критерия Вилкоксона, позволяющий определить «свободные» и «занятые» участки спектра. Разработана блок-схема реализации

алгоритма.

Для проведения сравнительного анализа эффективности обнаружения предлагаемого алгоритма с существующими, разработана методика получения характеристика обнаружения исследуемых алгоритмов методом статистического моделирования.

В ходе сравнительного анализа определено, что эффективность применения предлагаемого алгоритма, по сравнению с широко используемым в радиоконтроле алгоритмом, выше на 1–13 дБ в пороговом отношении сигнал/шум при значениях ОСШ в полосе обзора от –10 дБ до 16 дБ. Данный выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум достигается при обнаружении сигналов с шириной полосы более 32 отсчетов ДПФ.

Обнаружение сигналов, имеющих ширину полосы, представленную в спектре менее чем 32-я отсчетами ДПФ, предпочтительнее осуществлять с помощью точечного алгоритма.

Определено, что наименьшим значением параметра n предлагаемого алгоритма, при котором обнаружение сигналов с шириной полосы от 16-ти спектральных отсчетов и более осуществляется наиболее эффективно во всем диапазоне ОСШ от –10 дБ до 16 дБ является значение в диапазоне от $n = 30$ до $n = 35$.

Для удобства практического использования результатов работы построены графики, по которым можно определить минимальную полосу сигналов в кГц, обнаружение которых предложенным непараметрическим алгоритмом будет эффективнее точечного алгоритма в диапазоне ОСШ в полосе обзора от –10 дБ до 16 дБ.

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ ПРИ МОНИТОРИНГЕ СПЕКТРА В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

3.1. Разработка комбинированного алгоритма для обнаружения радиосигналов априорно неопределенной формы в широком диапазоне частот

Разработанный и представленный в главе 2 непараметрический алгоритм на основе модифицированного критерия Вилкоксона обладает большей эффективностью обнаружения, по сравнению с широко используемым точечным алгоритмом (1.13), только при обнаружении относительно широкополосных сигналов с шириной полосы более 32 отсчетов ДПФ. Однако мониторинг спектра в КР может производиться в таких широких диапазонах частот, где работает множество источников радиоизлучений с шириной полосы от единиц кГц до десятков МГц. При этом учет априорной информации о расположении их на оси частот, как правило, не представляется возможным. Поэтому для таких случаев, когда в анализируемом диапазоне частот могут располагаться и узкополосные и широкополосные сигналы необходимо применение комбинированного алгоритма, который будет обеспечивать наибольшую эффективность обнаружения во всем анализируемом диапазоне частот.

Одним из путей решения данной проблемы может быть усовершенствование разработанного непараметрического алгоритма. Анализируя блок-схему рис. 2.12 точечного алгоритма (1.13), который обеспечивает эффективность обнаружения узкополосных сигналов, и блок-схему разработанного алгоритма рис. 2.10, более эффективного для относительно широкополосных сигналов, можно увидеть, что они имеют общие блоки. Помимо получения спектрограммы, общим блоком также является процедура оценки уровня шума. Для точечного алгоритма дальнейшие

действия сводятся к расчету порога и сравнение с ним каждого спектрального отсчета. Поэтому предлагается усовершенствование разработанного непараметрического алгоритма путем комбинирования с существующим (рис. 3.1).

Основная идея комбинированного алгоритма заключается в том, что формирование занятых участков радиочастотного спектра строится на основе выходных данных разработанного алгоритма и существующего точечного. Таким образом, удастся объединить преимущества обоих алгоритмов. Это позволит за счет незначительного увеличения вычислительной сложности эффективно обнаруживать как узкополосные сигналы, представленные в спектре числом отсчетов от 1 до 32, так и широкополосные сигналы, представленные в спектре более чем 32 отсчетами. Дополнительными операциями, которые необходимо ввести для усовершенствования непараметрического алгоритма, являются: расчет порога по (1.16) (одна операция умножения); операция сравнения отсчетов с порогом (не требует умножения) и логическая операция «ИЛИ» выходных данных параметрического и непараметрического алгоритмов.

Определение характеристик обнаружения комбинированного алгоритма эмпирическим путем весьма затруднительно, поскольку они будут зависеть от соотношения числа действующих в полосе обзора узкополосных и широкополосных сигналов. Поэтому подтверждение эффективности предлагаемого улучшения алгоритма можно будет получить на основе сравнительного анализа результатов обнаружения на реальных сигналах. Данный анализ будет проведен далее в параграфе 3.4.

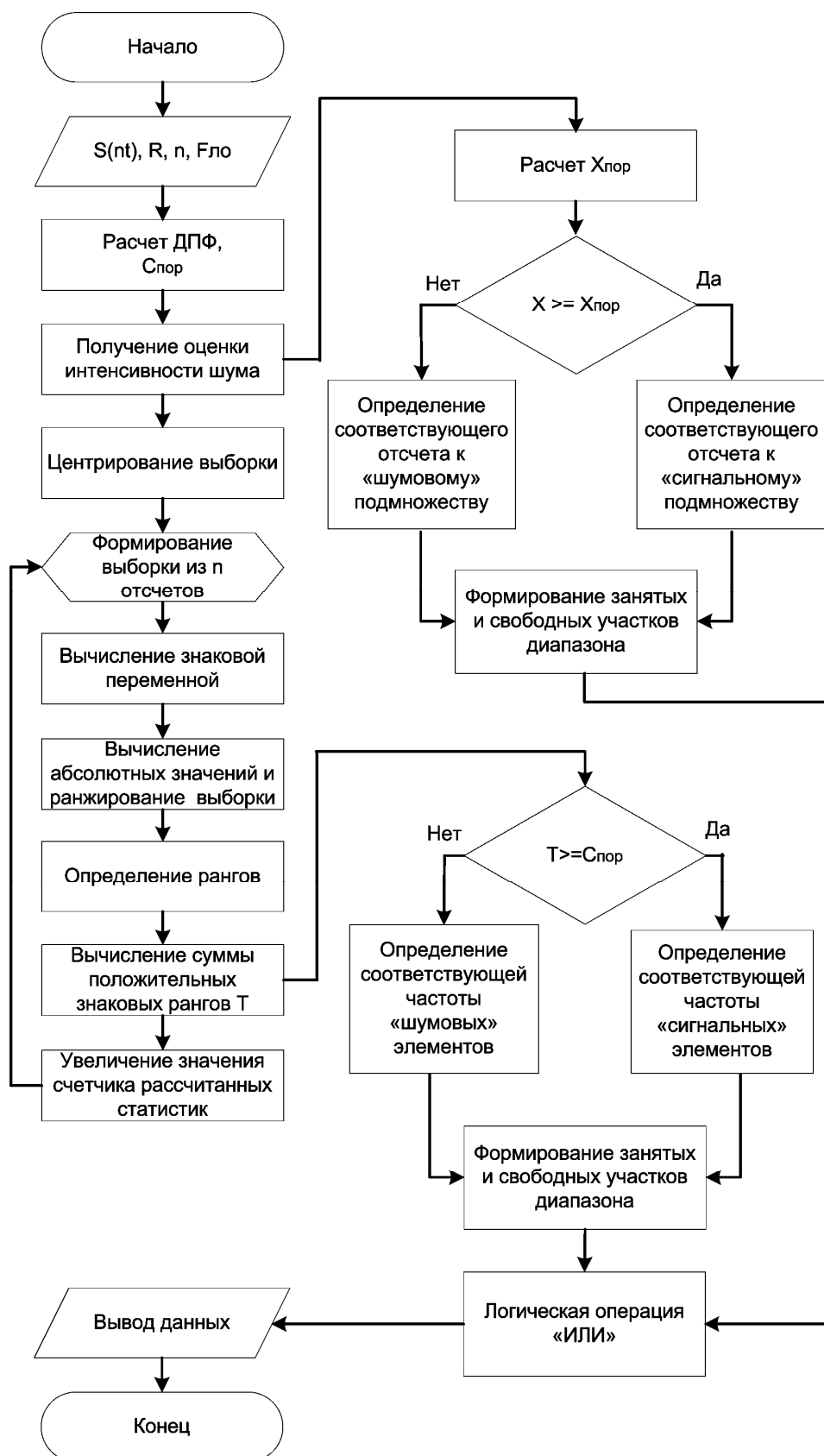


Рис. 3.1. Блок-схема комбинированного алгоритма обнаружения сигналов в широком диапазоне частот

3.2. Анализ эффективности алгоритма на примере сигналов с цифровыми видами модуляции

Разработанный в работе алгоритм обнаружения сигналов предназначен для осуществления мониторинга спектра в когнитивном радио. Поэтому работа предложенного алгоритма в основном нацелена на обнаружение различных типов сигналов современных стандартов связи, имеющих, как правило, цифровые виды модуляции [53]. Исходя из анализа рекомендаций МСЭ-R М.1801-1 «Стандарты радиointерфейса для систем широкополосного беспроводного доступа подвижной службы, включая мобильные и кочевые применения, действующих на частотах ниже 6 ГГц», наиболее часто встречающимися видами модуляции в таких стандартах являются: 16-QAM, GMSK, QPSK. Данные стандарты, как правило, имеют широкополосные сигналы, образованные методом расширения спектра прямой последовательностью (ПП) или за счет применения технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением – OFDM. Распределение занимаемых частот основными телекоммуникационными стандартами связи представлено в приложении 1. Исходя из вышесказанного, дальнейший анализ эффективности применения предложенного алгоритма проводился на сигналах с цифровыми видами модуляции.

В ходе выполнения работы разработана научно-исследовательская программа по изучению алгоритмов обнаружения радиосигналов – SignalDetecting [75]. Данная программа позволяет проводить анализ различных алгоритмов обнаружения радиосигналов и путем статистического моделирования рассчитывать и отображать в графическом виде характеристики обнаружения. Программа SignalDetecting также позволяет проверять работу алгоритмов обнаружения по записям реальных радиосигналов. Результаты, которые представлены ниже, получены с помощью данной программы.

Как и в предыдущем параграфе, сравнение предложенного непараметрического алгоритма проводилось с точечным параметрическим

алгоритмом обнаружения (1.13). Вероятность обнаружения сигнала $P_{обн}$ определяется в соответствии с методикой, представленной в параграфе 2.3. .

В качестве наблюдаемого процесса сформируем радиосигнал с модуляцией GMSK с шириной полосы 200 кГц и аддитивным белым гауссовским шумом (рис. 3.2). Параметры заданного сигнала максимально приближены к сигналам стандарта GSM. Ширина полосы обзора ΔF – 2 МГц, частота несущей – 1 МГц, частота дискретизации – 4 МГц. Число точек ДПФ для всех рассматриваемых спектров – 1024. Число усреднений спектров – $R = 2$.

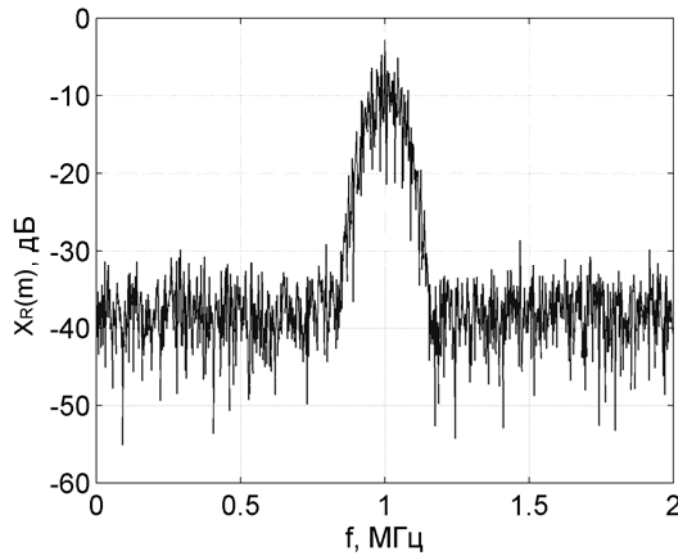


Рис. 3.2. Спектр сигнал с модуляцией GMSK с шириной полосы 200 кГц

Характеристики обнаружения для параметрического (П) и разработанного непараметрического (Н) алгоритмов определялись для значений параметра n от 20 до 50 и представлены на рис. 3.3. Видно, что эффективность обнаружения предложенного алгоритма выше параметрического при $P_{обн} = 0,8$ на 6 дБ по ОСШ, а при значениях $P_{обн} = 0,2$ и $n = 30$ на 13 дБ.

Также проводился анализ зависимости $P_{обн}$ (при тех же значениях ОСШ) от числа усреднений спектра R . Графики зависимости в виде характеристик обнаружения представлены на рис. 3.4 для непараметрического и на рис. 3.5

для параметрического алгоритмов.

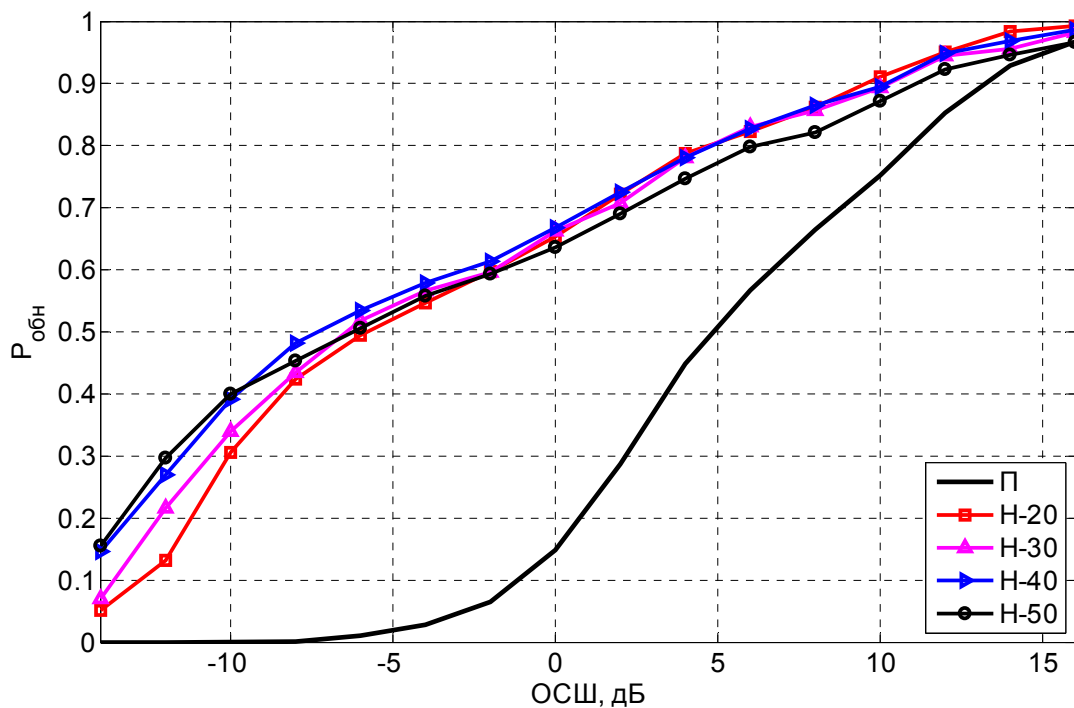


Рис. 3.3. Характеристики обнаружения сигнала с модуляцией GMSK для параметрического (П) и разработанного непараметрического (Н) алгоритмов

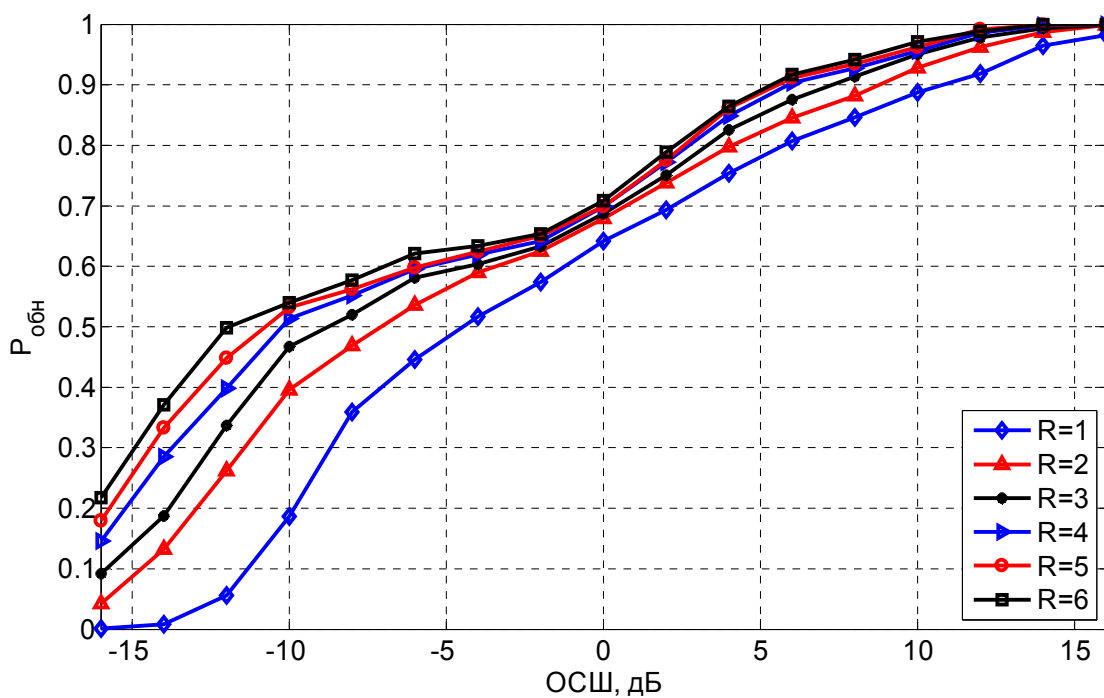


Рис. 3.4. Характеристики обнаружения сигнала с модуляцией GMSK разработанного непараметрического алгоритма для числа усредняемых спектров R от 1 до 6

Из рис. 3.4 видно, что эффективность обнаружения, при отсутствии усреднения получаемых спектров, значительно ниже, чем при наличии

операции усреднения. При значении параметра $R = 2$ выигрыш в пороговом ОСШ по сравнению характеристиками при отсутствии усреднения при $P_{обн} = 0,8$ составляет 2 дБ, а при $P_{обн} = 0,2$ – почти 3 дБ. Дальнейшее увеличение числа усреднений дает постоянный незначительный рост эффективности обнаружения приблизительно на 1 дБ для каждого последующего значения числа R .

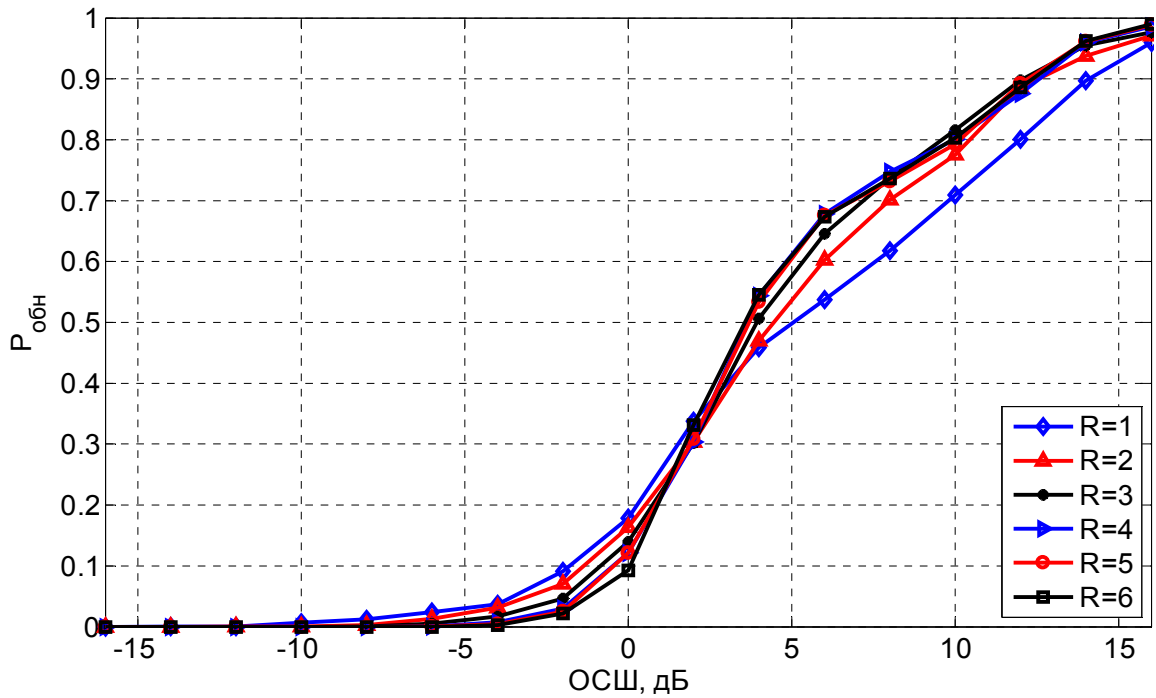


Рис. 3.5. Характеристики обнаружения сигнала с модуляцией GMSK параметрического алгоритма для числа усредняемых спектров R от 1 до 6

Из рис. 3.5 видно, что для параметрического алгоритма сохраняется та же тенденция, что и для непараметрического. Однако увеличение числа усредняемых спектров выше 2 не приводит к заметному росту эффективности. А при значениях ОСШ мене 2 дБ, наоборот, негативным образом сказывается на вероятности обнаружения. Это объясняется точечным характером обнаружения. Вероятность наличия отсчетов сигнала превышающих порог, рассчитанный для данного значения ОСШ, становится меньше с ростом числа усреднений спектра.

Характеристики обнаружения алгоритмов сигнала, максимально приближенному к стандарту мобильной связи CDMA-2000, имеющего ширину

полосы 1,25 МГц (рис. 3.6), показаны на рис. 3.7.

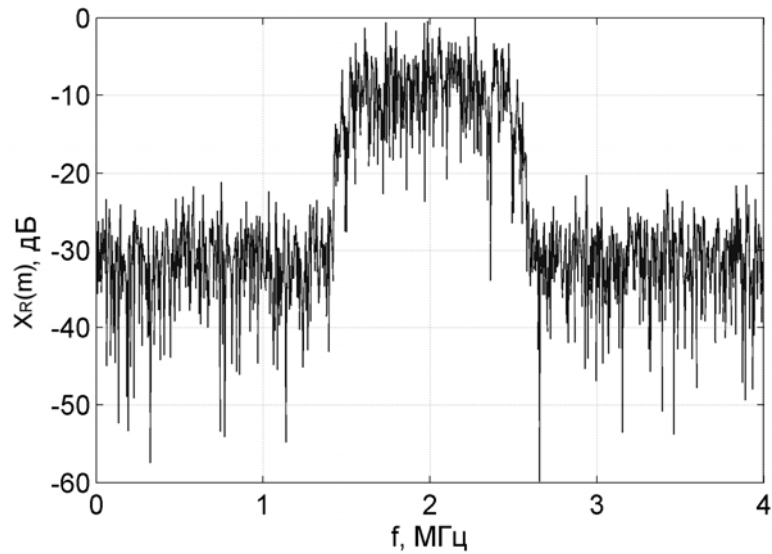


Рис. 3.6. Спектр сигнал стандарта мобильной связи CDMA-2000 с шириной полосы 1,25 МГц

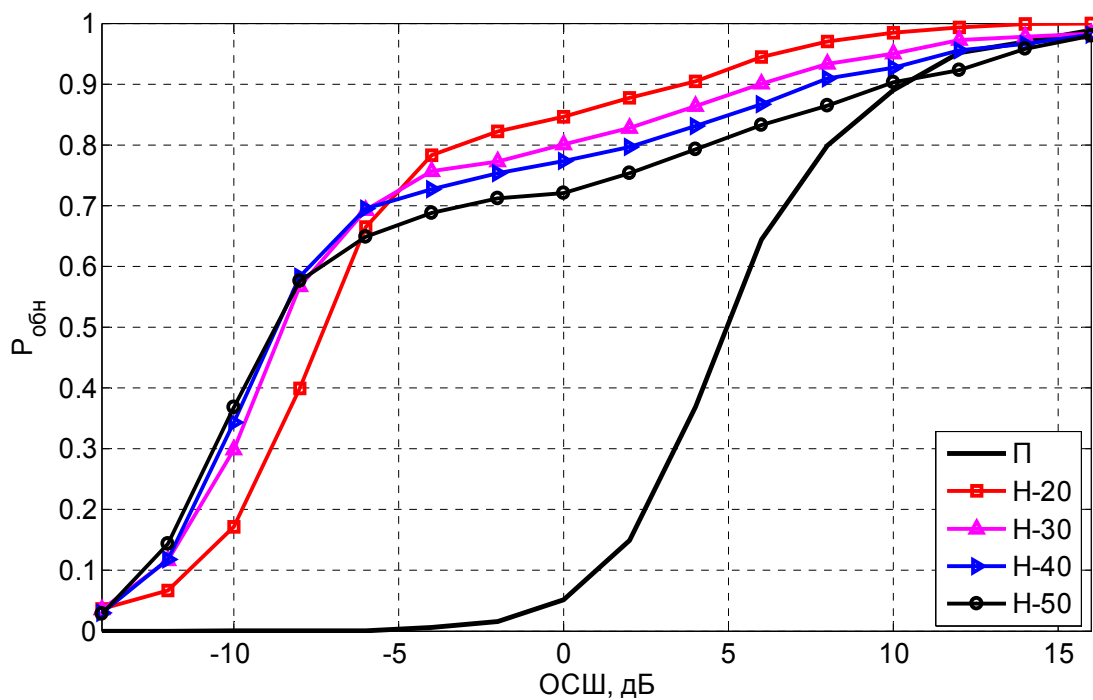


Рис. 3.7. Характеристики обнаружения сигнала стандарта мобильной связи CDMA-2000 для параметрического (П) и разработанного непараметрического (Н) алгоритмов

В данном случае эффективность обнаружения непараметрического алгоритма при $P_{обн} = 0,8$ и $n = 30$ выше по ОСШ на 8 дБ и достигает 14 дБ при значении $P_{обн} = 0,2$. Эффективность обнаружения при значении $n = 20$ несколько выше при значениях ОСШ $-5..16$ дБ, однако падает при меньших ОСШ по сравнению с характеристикой обнаружения при $n = 30$. Это еще раз

подтверждает справедливость данных выше рекомендаций, относительно выбора значения параметра n в диапазоне от 30 до 35.

Графики зависимости $P_{обн}$ от числа усреднений спектра R представлены для непараметрического алгоритма на рис. 3.8 и для параметрического алгоритма на рис. 3.9.

Из рис. 3.8 видно, зависимость эффективности обнаружения сохраняет ту же тенденцию, что и в случае для сигнала с модуляцией GMSK. Однако наблюдаются незначительные различия в значениях.

При числе усреднений $R = 2$ выигрыш в пороговом ОСШ по сравнению

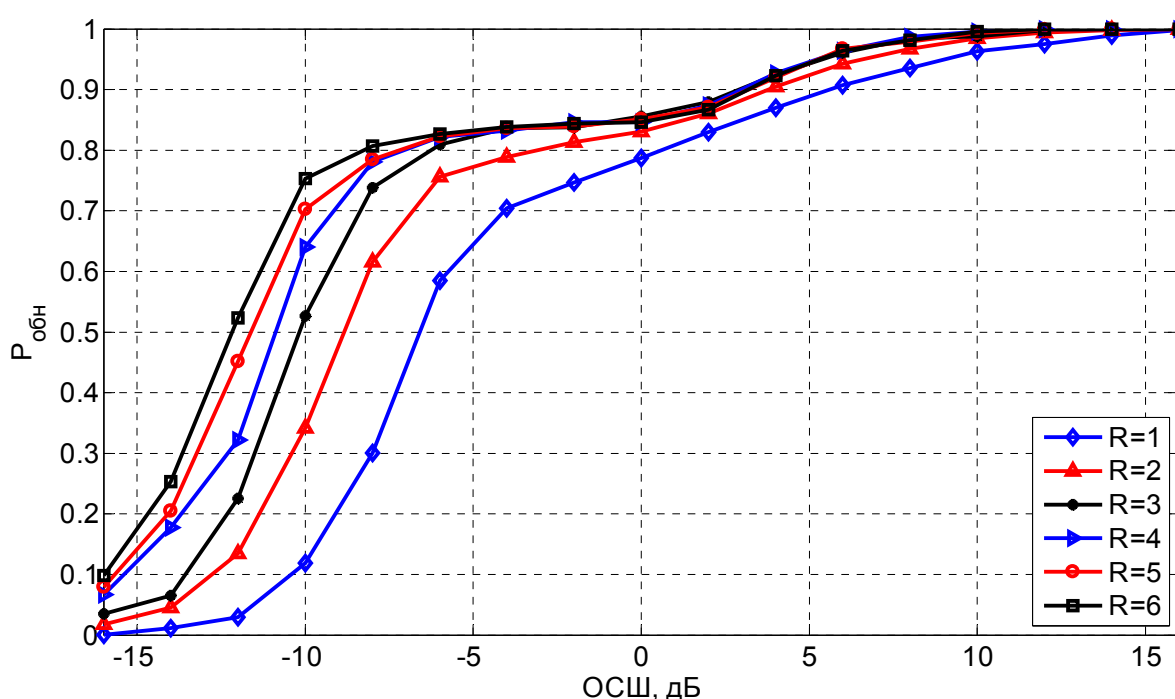


Рис. 3.8. Характеристики обнаружения сигнала стандарта мобильной связи CDMA-2000 разработанного непараметрического алгоритма для числа усредняемых спектров R от 1 до 6

характеристиками при отсутствии усреднения составляет при $P_{обн} = 0,8 - 4$ дБ, а при $P_{обн} = 0,2 - 2,5$ дБ. Дальнейшее увеличение числа усреднений дает постоянный незначительный рост эффективности обнаружения приблизительно на 1 дБ для каждого последующего значения числа R .

Характер зависимости $P_{обн}$ от числа усреднений спектра R для параметрического алгоритма так же сохраняется (рис. 3.9). В данном случае

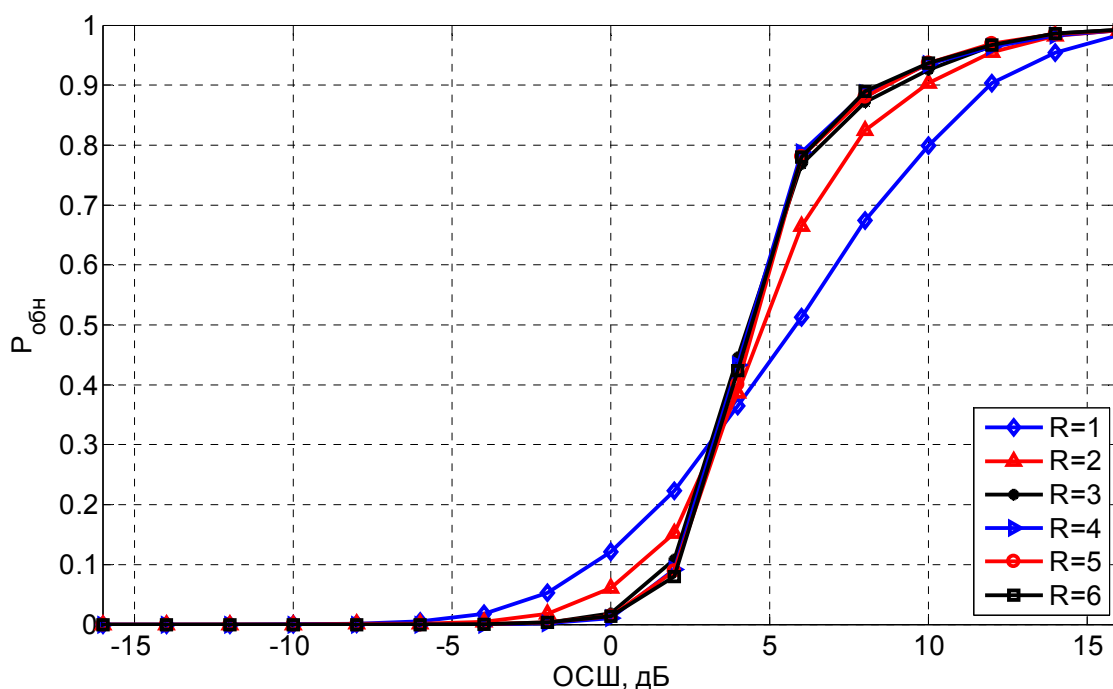


Рис. 3.9. Характеристики обнаружения сигнала стандарта мобильной связи CDMA-2000 параметрического алгоритма для числа усредняемых спектров R от 1 до 6

увеличение числа усредняемых спектров выше 2 не приводит к изменению эффективности обнаружения. При значениях ОСШ мене 3 дБ, усреднение спектра также негативным образом сказывается на вероятности обнаружения.

Интересно отметить характер поведения характеристик обнаружения точечного алгоритма в данном случае. При числе усреднений спектра 3 и выше наблюдается быстрый спад вероятности обнаружения на участке значений ОСШ от 2 до 4 дБ. Это объясняется тем, что данный вид сигнала имеет относительно равномерное распределение мощности во всей занимаемой полосе частот. И в связи с этим при определенном значении ОСШ (в рассматриваемом случае диапазон от 2 до 4 дБ), большая часть отсчетов сигнала оказывается ниже порога обнаружения. При отсутствии усреднений, отсчеты сигнала имеют большую дисперсию, что снижает вероятность обнаружения при высоких значениях ОСШ и увеличивает при низких значениях.

Характеристики обнаружения алгоритмов для сигнала с модуляцией QPSK с шириной полосы 800 кГц и аддитивным белым гауссовским шумом

(рис. 3.10) приведены на рис. 3.11. Ширина полосы обзора ΔF – 2 МГц, частота несущей – 1 МГц, частота дискретизации – 4 МГц.

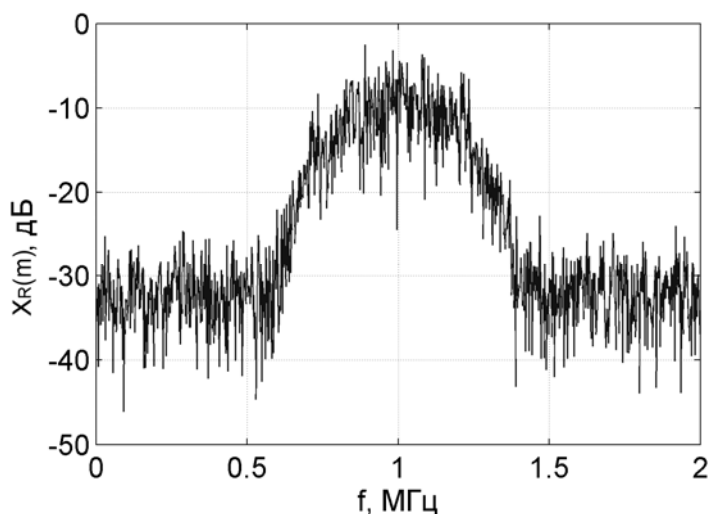


Рис. 3.10. Спектр сигнал с модуляцией QPSK с шириной полосы 800 кГц

В данном случае предложенный алгоритм демонстрирует преимущество по ОСШ при $P_{обн} = 0,8$ в 5 дБ. При значении $P_{обн} = 0,2$ выигрыш непараметрического алгоритма в пороговом ОСШ, также как и для сигнала стандарта CDMA-2000, составляет 14 дБ.

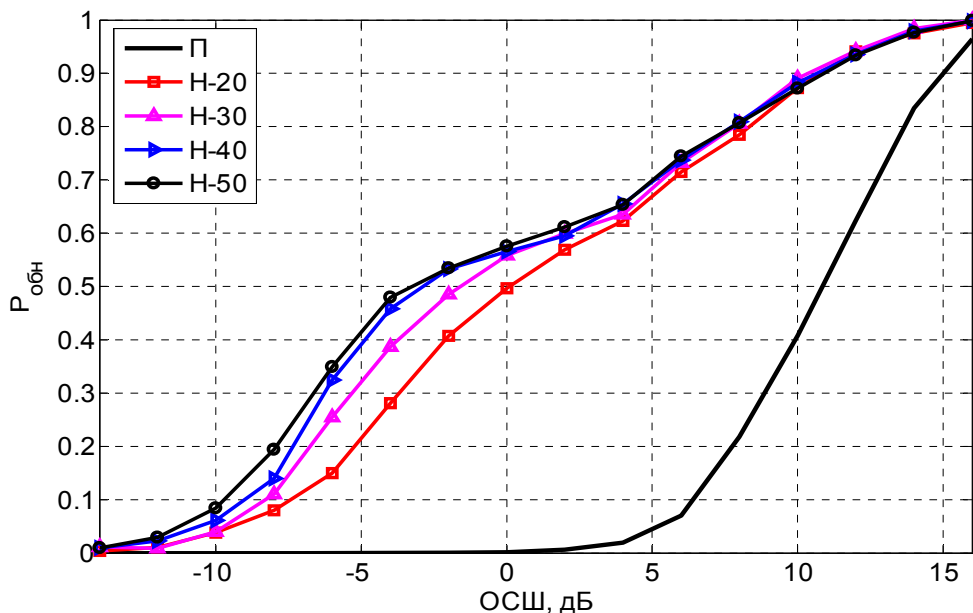


Рис. 3.11. Характеристики обнаружения сигнала с модуляцией QPSK для параметрического (П) и разработанного непараметрического (Н) алгоритмов

Графики зависимости $P_{обн}$ от числа усреднений спектра R для случая обнаружения сигнала с модуляцией QPSK для непараметрического и параметрического алгоритмов представлены на рис. 3.12 и рис. 3.13 соответственно.

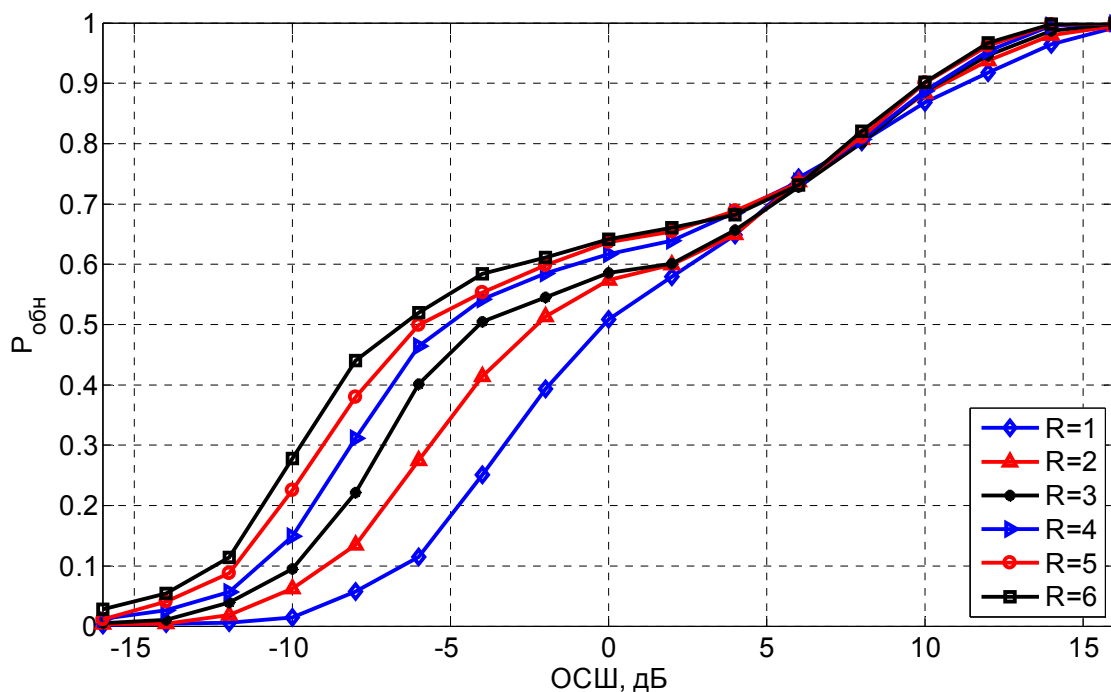


Рис. 3.12. Характеристики обнаружения сигнала с модуляцией QPSK разработанного непараметрического алгоритма для числа усредняемых спектров R от 1 до 6

Графики на данных рисунках подтверждают неизменность характера поведения зависимости эффективности обнаружения непараметрического и параметрического алгоритмов от числа усреднений спектра. Также подтверждается рост эффективности обнаружения предлагаемого алгоритма при низких значениях ОСШ. Увеличение порогового ОСШ при фиксированном значении $P_{обн}$ происходит в среднем на 1 дБ при увеличении числа усредняемых спектров на 1, начиная со значения $R = 2$. Стоит отметить, что с ростом R величина прироста эффективности снижается. Поэтому можно сделать вывод, что увеличение числа R повышает эффективность обнаружения предложенным алгоритмом. Однако увеличение R более 6 ведет к непропорциональному росту отношения получаемой эффективности обнаружения к затраченным вычислительным ресурсам.

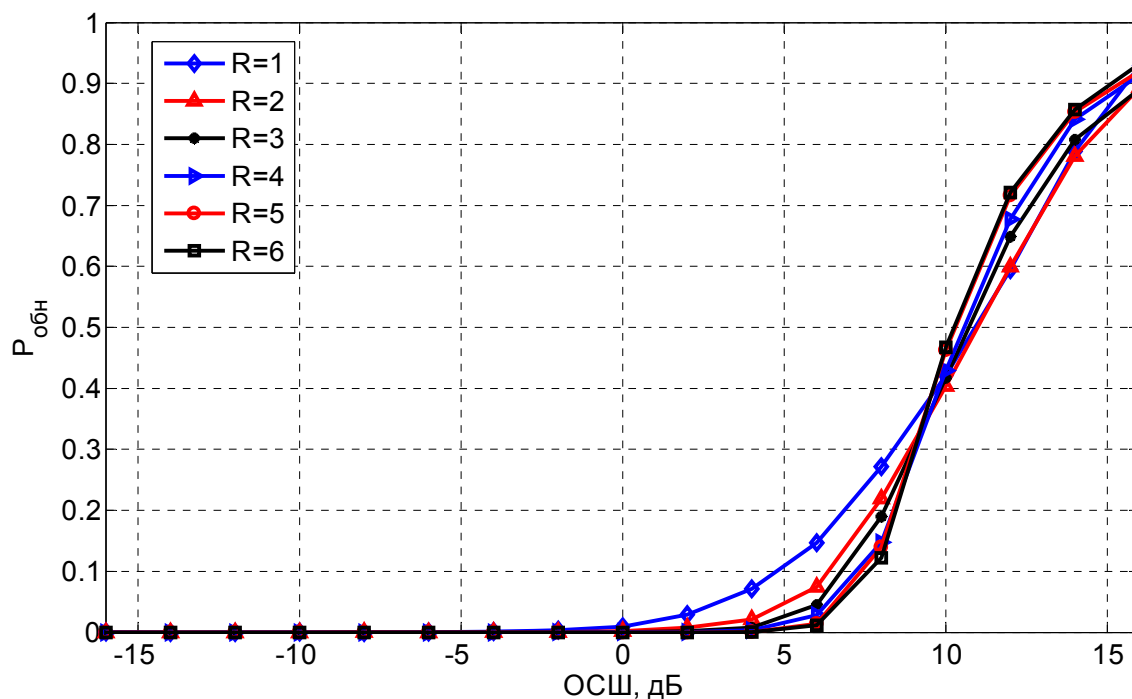


Рис. 3.13. Характеристики обнаружения сигнала с модуляцией QPSK параметрического алгоритма для числа усредняемых спектров R от 1 до 6

Обобщая полученные в данном параграфе результаты, можно сделать следующие выводы.

Эффективность предлагаемого алгоритма по сравнению с известным и применяемым на практике алгоритмом (1.13) выше на 1..14 дБ в пороговом отношении сигнал/шум при значениях ОСШ в полосе обзора от -16 дБ до 16 дБ для сигналов современных стандартов радиосвязи, имеющих различные статистические характеристики.

В случае обнаружения сигнала с GMSK модуляцией эффективность обнаружения предложенного алгоритма выше параметрического при $P_{обн} = 0,8$ на 6 дБ, а при значениях $P_{обн} = 0,2$ и $n = 30$ на 13 дБ.

В случае обнаружения сигнала с QPSK модуляцией предложенный алгоритм демонстрирует преимущество по ОСШ при $P_{обн} = 0,8$ в 5 дБ. При значении $P_{обн} = 0,2$ выигрыш, также как и для сигнала стандарта CDMA-2000, составляет 14 дБ.

Полученные результаты подтверждают справедливость данных выше рекомендаций, относительно выбора значения параметра n в диапазоне от 30

до 35 для разработанного алгоритма.

Эффективность обнаружения разработанным алгоритмом, при отсутствии усреднения получаемых спектров, значительно ниже, чем при наличии операции усреднения. При значении параметра $R = 2$ выигрыш в пороговом ОСШ по сравнению характеристиками при отсутствии усреднения составляет при $P_{обн} = 0,8 - 2$ дБ, а при $P_{обн} = 0,2 - 3$ дБ. Увеличение порогового ОСШ при фиксированном значении $P_{обн}$ происходит в среднем на 1 дБ при увеличении числа усредняемых спектров на 1, начиная со значения $R = 2$. Однако, увеличение числа усредняемых спектров R увеличивает вычислительные расходы и увеличивает общее время анализа всего диапазона. Поэтому рекомендуется выбирать значение R в диапазоне от 2 до 6 в зависимости от имеющихся вычислительных ресурсов и общих требований по скорости анализа всего анализируемого диапазона частот.

3.3. Анализ точности определения полосы, занимаемой обнаруженными радиосигналами, и методика ее оценки

На сегодняшний день технология КР только развивается и поэтому конкретных рекомендаций к оборудованию по точности оценки ширины полосы обнаруживаемых сигналов не сформировано. Для служб радиоконтроля (РК) такие требования разработаны [10]. В соответствии с [10] оборудование станций РК должно обеспечивать измерение ширины полосы частот принимаемых сигналов до 0,3 МГц с погрешностью не более $\pm 5\%$ и до 30 МГц с погрешностью не более $\pm 10\%$. Поэтому в дальнейшем будем ориентироваться на эти значения.

Рассматриваемый в работе параметрический алгоритм (1.13) принимает решение о наличии сигнала по каждому спектральному отсчету (рис. 3.14). Далее в соответствии с правилом (1.14) разбивает сигнальные отсчеты на диапазоны, соответствующие ширине сигналов. При этом необходимо знать максимально возможное число отсчетов, представляющих спектр сигнала в

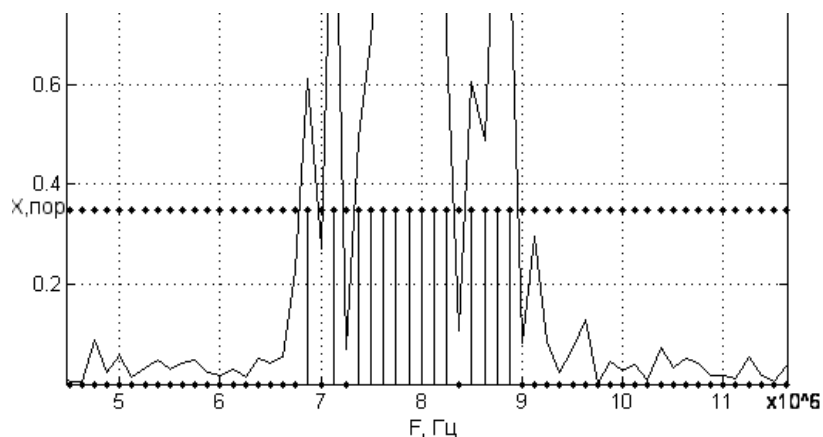


Рис. 3.14. Определение полосы сигнала по выходным данным точечного алгоритма обнаружения

одном радиоканале — $dn_{pk} = NTdf_{pk}$. Однако технология КР предполагает отсутствие такой информации. В случае широкополосных сигналов это приводит к формированию множества полос частот малой ширины и, как следствие, к ошибкам определения полосы обнаруживаемых радиосигналов. В качестве примера можно показать результаты обнаружения одного канала базовой станций стандарта IMT-2000/UMTS (рис. 3.15). Для исключения грубых ошибок необходимо применение дополнительных методов оценки полосы радиосигналов. Из рис. 3.15 видно, что для предложенного алгоритма такой проблемы не наблюдается. Оценка занятых участков радиочастотного спектра в данном случае не требует дополнительных методов, что снижает общие вычислительные затраты при реализации обнаружителя.

Для оценки качества предлагаемого алгоритма по определению полосы частот принимаемых сигналов предлагается следующая методика.

Сформируем радиосигнал с аддитивным БГШ. Ширина полосы обзора ΔF — 4 МГц, частота несущей — 2 МГц, полоса сигнала — 0,5 МГц, частота дискретизации — 8 МГц. Далее методом статистического моделирования определяем выходные значения алгоритмов обнаружения для ОСШ в пределах от -10 дБ до 16 дБ. Значение частоты, соответствующее первому обнаруженному спектральному коэффициенту, будет соответствовать левой

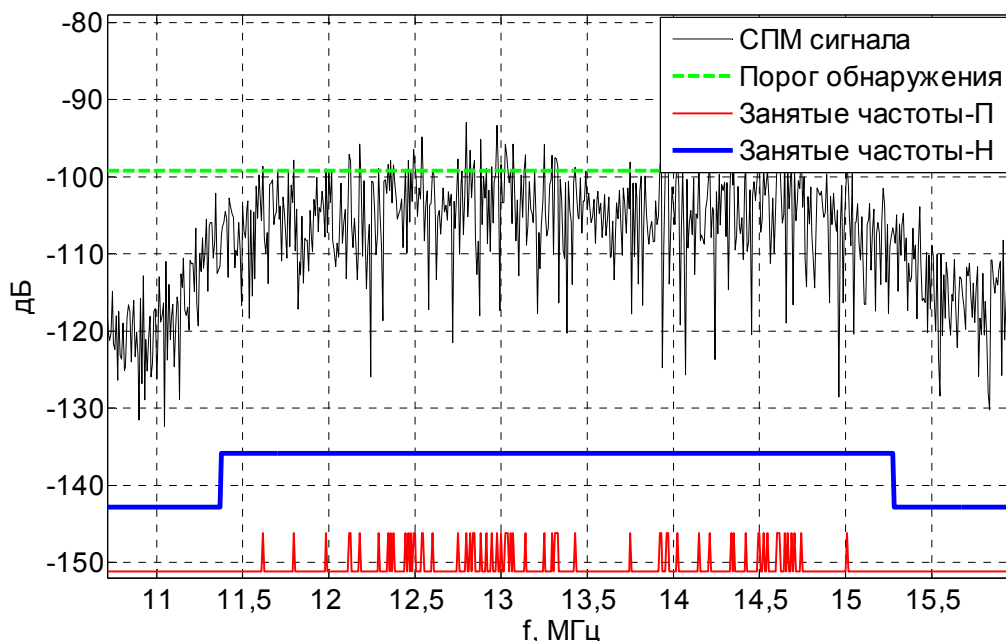


Рис. 3.15. Формирование занятой полосы частот параметрическим (П) и непараметрическим (Н) алгоритмами для широкополосного сигнала с низким отношением сигнал/шум

границе полосы сигнала, т.е. минимальному значению частоты в спектре сигнала – $f_{\min}$. Значение частоты, соответствующее последнему обнаруженному спектральному коэффициенту в полосе обзора будет соответствовать правой границе полосы сигнала, т.е. максимальному значению частоты в спектре сигнала $f_{\max}$. Значение ширины полосы сигнала будет определяться разницей – $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$.

Далее вычисляется значение среднеквадратического отклонения – СКО оценки полосы сигнала от его заданного значения:

$$\text{СКО} = \sqrt{\frac{1}{S} \sum_{s=1}^S (\Delta f_s - \Delta f)^2}, \quad (3.1)$$

где Δf_s , $s = \overline{1, S}$ – значение ширины полосы сигнала, определенное по выходным данным алгоритма обнаружения, Δf – заданное значение полосы сигнала, S – число проведенных испытаний.

В ходе выполнения работы был проведен сравнительный анализ точности определения полосы обнаруживаемых сигналов по выходным данным

предлагаемого алгоритма обнаружения и точечного (1.13).

Сравнительный анализ проводился для радиосигнала с модуляцией 16-QAM и параметрами, указанными в методике. Число точек ДПФ $N = 1024$. Ширина окна для непараметрического алгоритма $n = 35$.

На рис. 3.16 представлен график СКО оценки полосы сигнала. Как видно, ошибка определения полосы растет с уменьшением ОСШ и на участке изменений ОСШ от -6 дБ до 16 дБ СКО для предложенного алгоритма меньше на 50 кГц СКО параметрического алгоритма, что соответствует $\sim 10\%$ от полосы заданного сигнала. Требуемая точность определения полосы сигнала $\pm 10\%$ предлагаемым в работе алгоритмом сохраняется до значения ОСШ 5 дБ. При снижении ОСШ менее -6 дБ наблюдается резкий рост СКО определения ширины сигнала параметрическим алгоритмом, при этом СКО для предлагаемого алгоритма не превышает 40%.

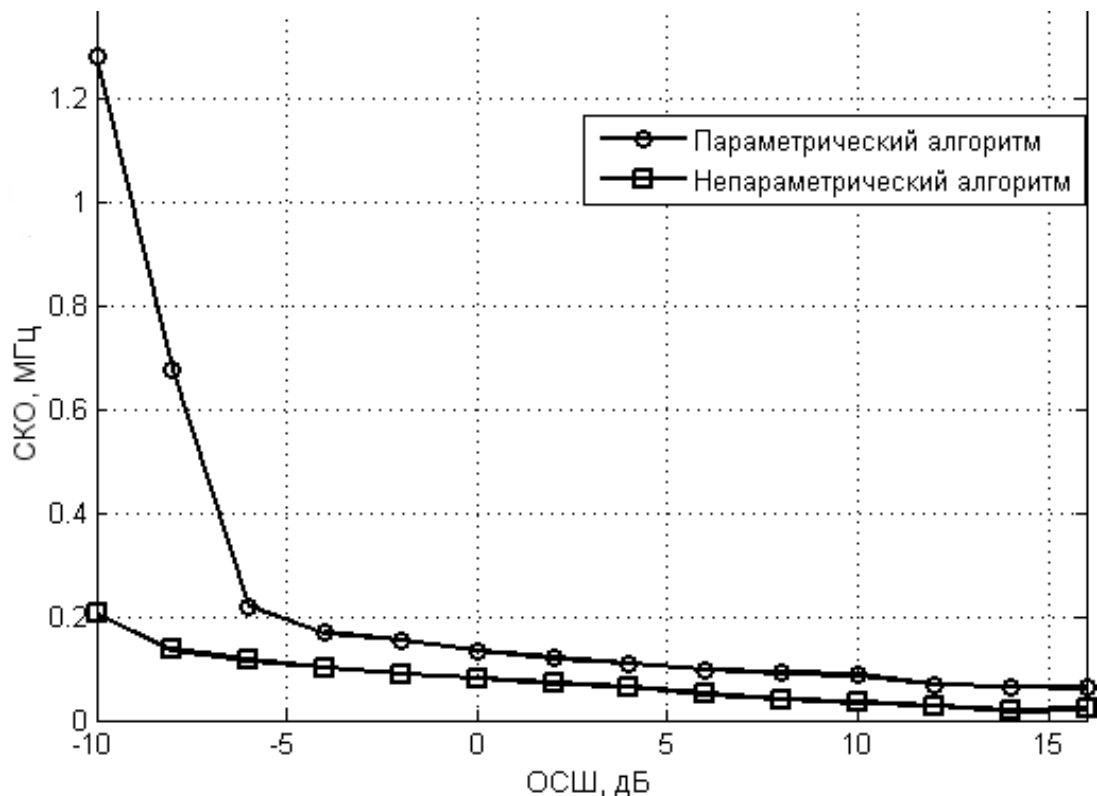


Рис. 3.16. Среднеквадратическое отклонение оценки полосы обнаруженного сигнала

Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод, что предложенный непараметрический алгоритм позволяет получить оценку

полосы обнаруживаемых радиосигналов с точностью $\pm 10\%$ при значениях ОСШ до 5 дБ без дополнительных методов. При меньших значениях точность определения падает и при значении -10 дБ составляет $\pm 40\%$. Рассматриваемый в работе параметрический алгоритм обнаружения формирует множество полос малой ширины и в случае отсутствия априорной информации о возможной ширине сигналов в полосе обзора, требует дополнительных методов ее оценки.

3.4. Исследование алгоритмов обнаружения на реальных сигналах

В ходе выполнения работы проводилась апробация предложенных алгоритмов обнаружения на реальных сигналах с помощью полунатурного моделирования. Установка полунатурного моделирования, которая использовалась для проверки предложенных алгоритмов обнаружения, показана на рис. 3.17.

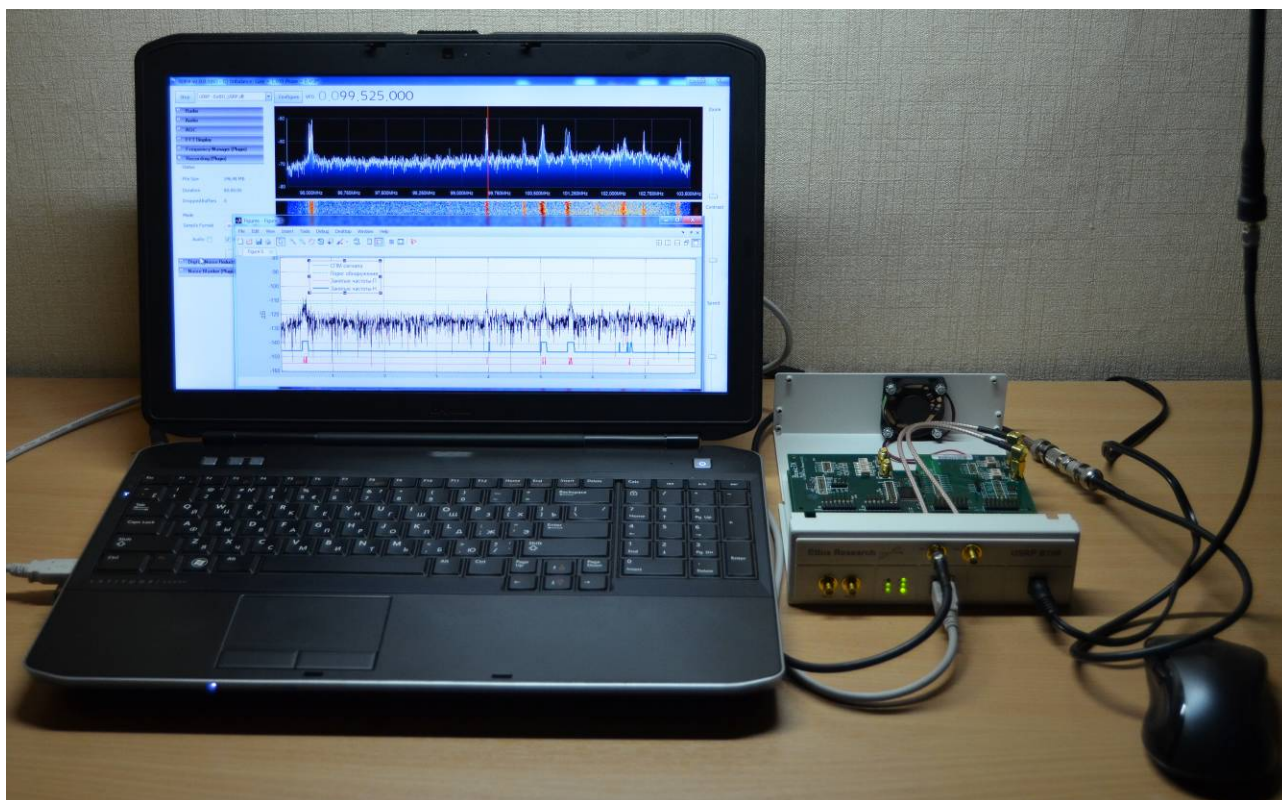


Рис. 3.17. Установка полунатурного моделирования для проверки работоспособности алгоритмов обнаружения на реальных сигналах

Для практической реализации проверки работы алгоритмов

с широкополосными сигналами осуществлялась запись реальных радиосигналов в различных частотных диапазонах с помощью приставки USRP (Universal Software Radio Peripheral) с последующей обработкой полученных сигналов на персональном компьютере (ПК) в среде программ математического моделирования.

Аппаратная часть приставки состоит из материнской платы (motherboard) и набора сменных приемопередающих плат [59]. На рис. 3.18 представлена упрощенная блок-схема аппаратно-программного комплекса USRP.

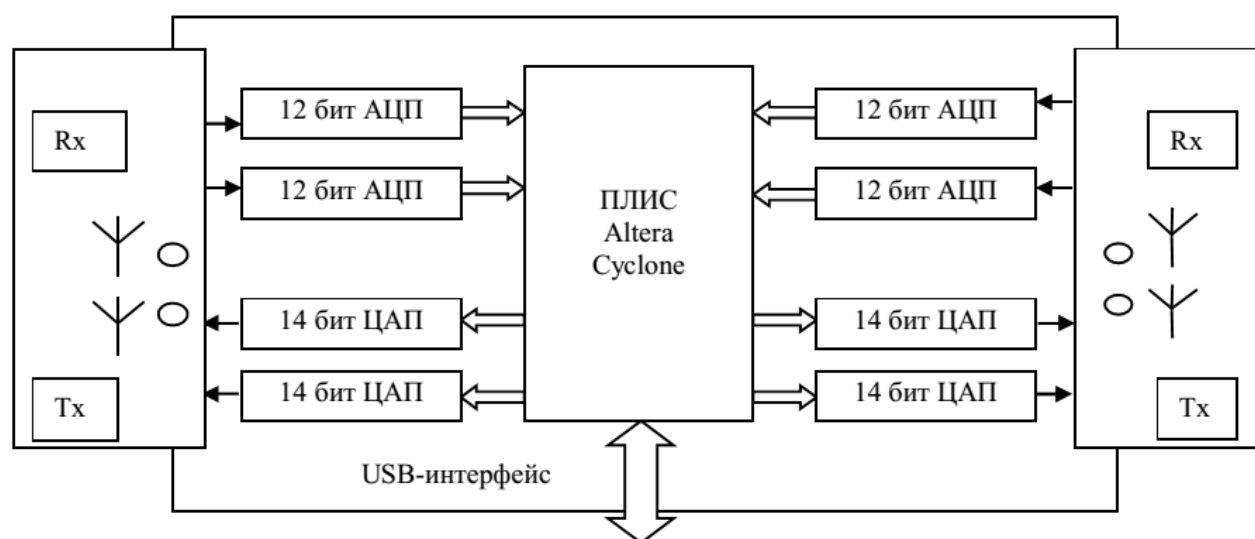


Рис. 3.18. Упрощенная блок-схема приставки USRP

Материнская плата USRP содержит четыре 12-битных аналого-цифровых преобразователя (АЦП), с частотой дискретизации до 64 МГц. Оцифрованный сигнал передается на ПЛИС, которая переносит радиосигнал на нулевую промежуточную частоту. Сформированные отчеты квадратурных сигналов на нулевой промежуточной частоте передаются по USB интерфейсу в ПК.

На ПК с помощью свободно распространяемого программного обеспечения SDR# производится запись комплексной огибающей радиосигналов в IQ-файл в формате WAV. Данный подход позволяет проводить обработку записанных радиосигналов в любое время вне зависимости от наличия или отсутствия необходимых радиосигналов в эфире. Кроме того, работа с IQ-файлами устраняет необходимость постоянно иметь

доступ к оборудованию. Интерфейс программы SDR# показан на рис. 3.19.

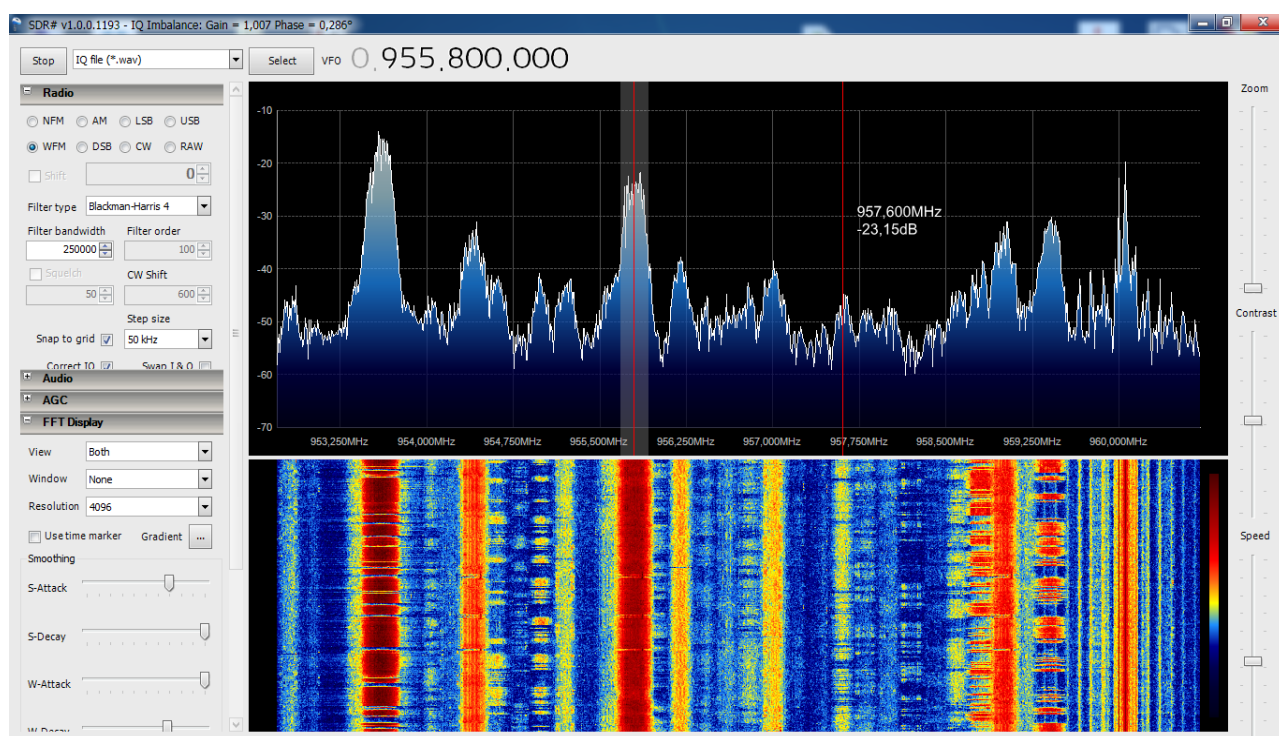


Рис. 3.19. Интерфейс программы SDR#

На рис. 3.20 показан результат работы алгоритмов по обнаружению сигналов базовых станций сетей мобильной связи стандарта CDMA-2000. В спектре сигнала присутствуют три канала разного уровня мощности с шириной полосы по 1,25МГц. Выходные значения параметрического алгоритма (1.13) обозначены буквой П, а предложенного непараметрического – Н. Уровень порога обнаружения показан для точечного алгоритма. Состояние логической «1» соответствует занятому сигналом частотному диапазону. Состояние логического «0» говорит о том, что данный алгоритм не обнаружил сигнальной составляющей на этой частоте. Полоса обзора ΔF в данном случае составила 8 МГц, число точек ДПФ – $N = 2048$. Параметр предложенного алгоритма выбран исходя из сформированных в работе рекомендаций, и равен $n = 35$ для всех рассматриваемых случаев.

На рис. 3.21 изображен спектр телерадиовещательной станции канала 39. В Ярославском районе Ярославской области на данном канале осуществляется вещание цифрового телевидения стандарта DVB-T2. Данный сигнал имеет

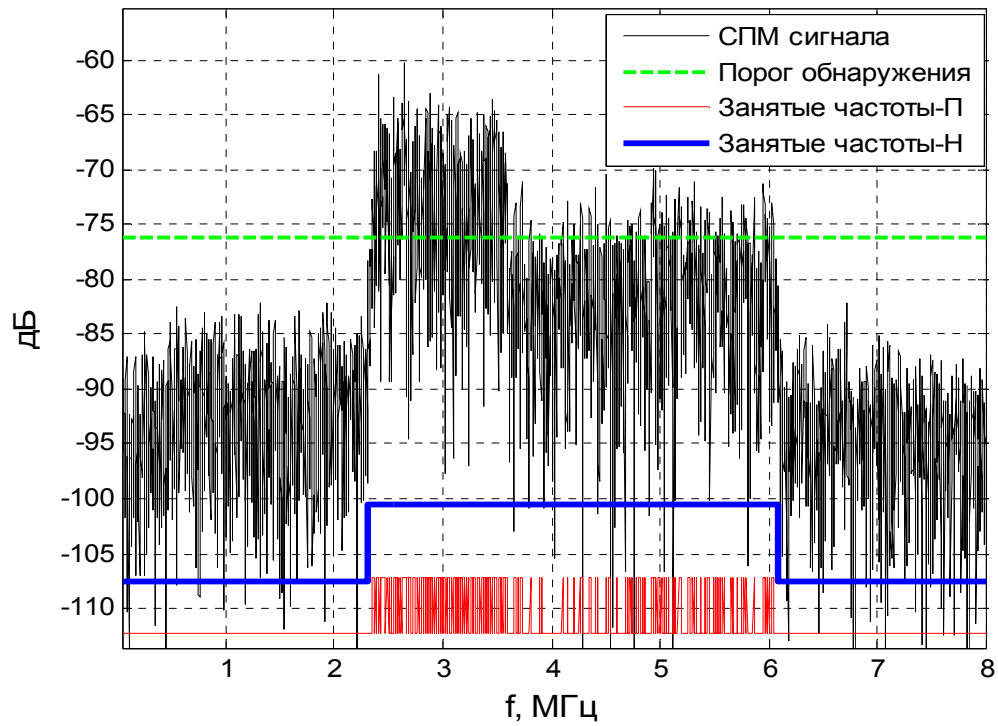


Рис. 3.20. Результаты обнаружения сигналов мобильной связи стандарта CDMA-2000 в полосе частот 461–469 МГц

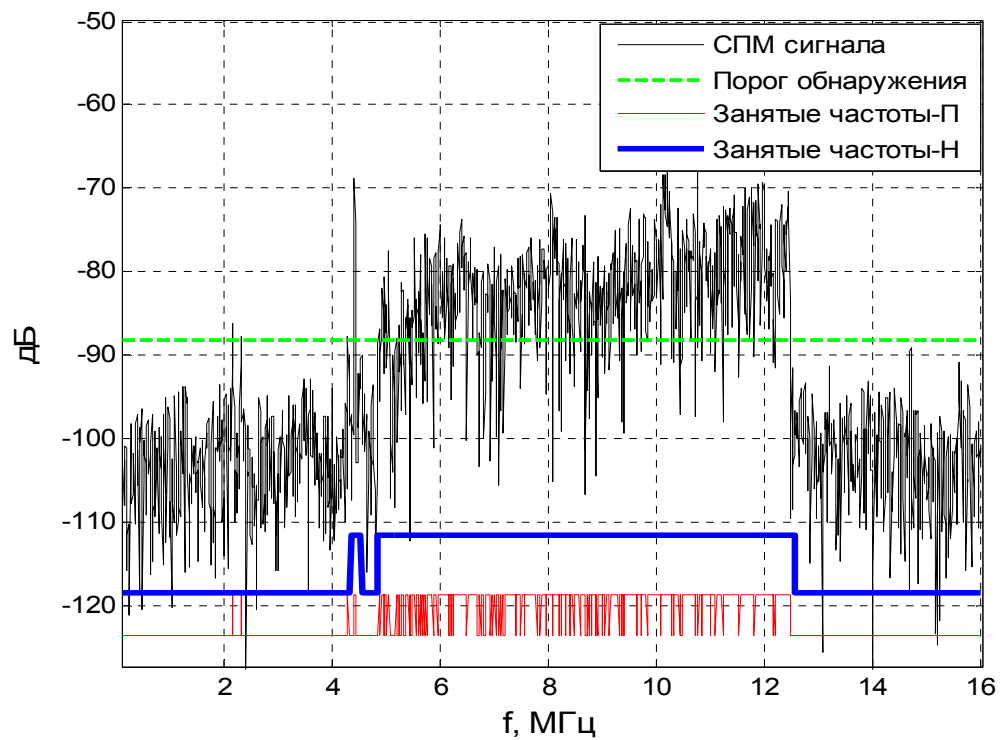


Рис. 3.21. Результаты обнаружения сигнала цифрового телевидения стандарта DVB-T2 в полосе частот 609-625 МГц

модуляцию COFDM и занимает полосу 8 МГц. Обнаружение проводится в полосе $\Delta F = 16$ МГц. Число точек ДПФ – $N = 2048$. Хорошо виден практически вертикальный край верхней границы COFDM сигнала. Слева от спектра DVB-T2 сигнала располагается узкополосный сигнал, соответствующий звуковому каналу 38-й телевизионной полосы. Данный пример подтверждает полученные ранее результаты, что предлагаемый алгоритм позволяет обнаруживать как узкополосные сигналы, так и широкополосные. Также однозначно происходит определение ширины полосы обнаруживаемых сигналов.

На рис. 3.22 показаны результаты обнаружения сигналов базовых станций стандарта IMT-2000/UMTS с шириной одного канала 3,84 МГц по уровню -3 дБ [58]. Обнаружение проводится в полосе $\Delta F = 16$ МГц. Число точек ДПФ – $N = 2048$. Визуальный анализ в данной ситуации также подтверждает эффективность обнаружения широкополосных сигналов предлагаемым алгоритмом по сравнению с точечным. Это особенно хорошо видно по результатам обнаружения 3-го по счету канала, имеющего меньшую мощность по сравнению с соседними.

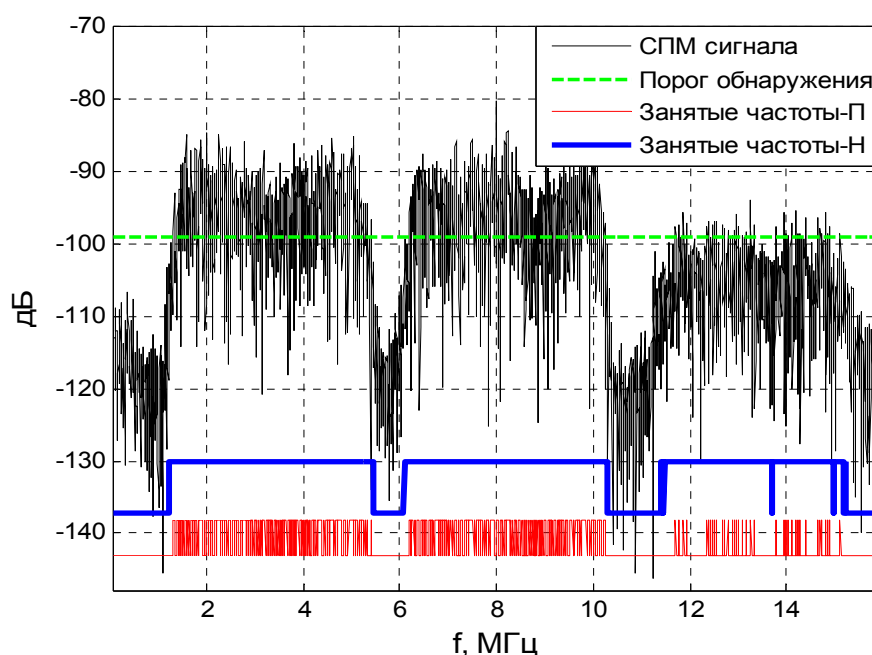


Рис. 3.22. Результаты обнаружения сигналов стандарта UMTS в полосе частот 2,134-2,150 ГГц

В ходе выполнения работы анализ предложенных алгоритмов обнаружения проводился и на узкополосных сигналах. На рис. 3.23 представлены результаты обнаружения сигналов радиовещательных станций FM диапазона.

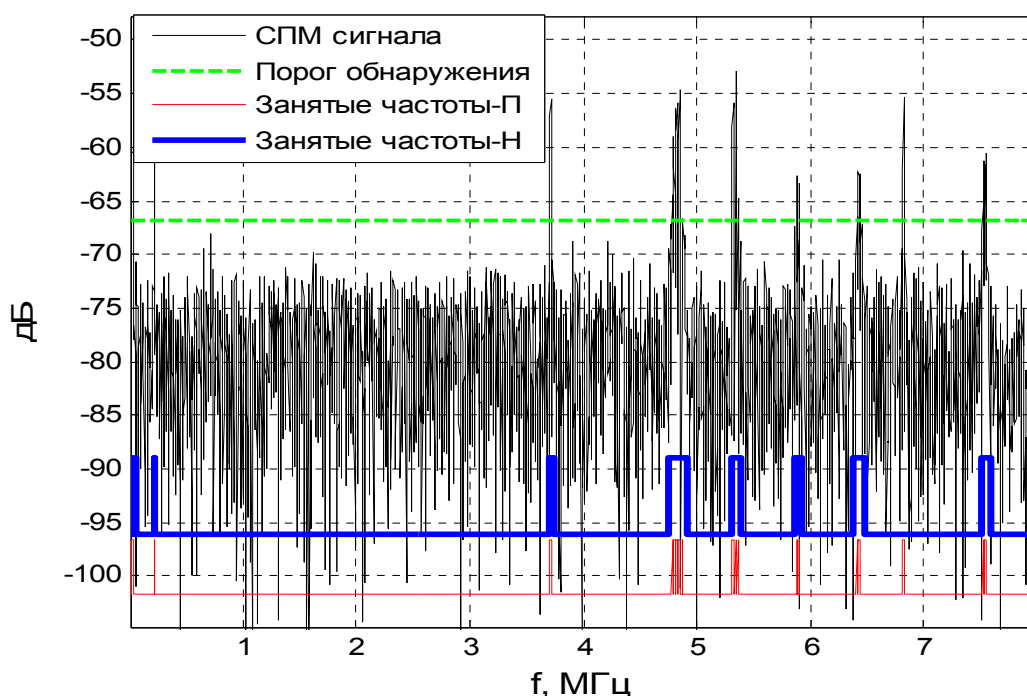


Рис. 3.23. Результаты обнаружения сигналов радиовещательных станций в полосе частот 95,5-103,5 МГц

Обнаружение проводится в полосе $\Delta F = 8$ МГц. Число точек ДПФ – $N = 2048$. Из рисунка видно, что непараметрическим алгоритмом сигналы всех радиовещательных станций обнаружены, кроме одной. Это объясняется тем, что при таких параметрах обзора минимальная полоса сигнала, при которой эффективность предлагаемого алгоритма выше точечного, составляет 125 кГц. Необнаруженный сигнал, как видно из спектрограммы, имеет несколько меньшую ширину, поэтому параметрический алгоритм обнаружил данный сигнал.

На рис. 3.24 показаны результаты обнаружения сигналов стандарта GSM-900 в полосе частот 953–961 МГц. Из рисунка видно, что предложенный алгоритм позволяет обнаруживать даже слабые сигналы, характеризующиеся

низким ОСШ, обнаружение которых параметрическим алгоритм (1.13) не представляется возможным, так как их спектральные отсчеты не превышают порог обнаружения.

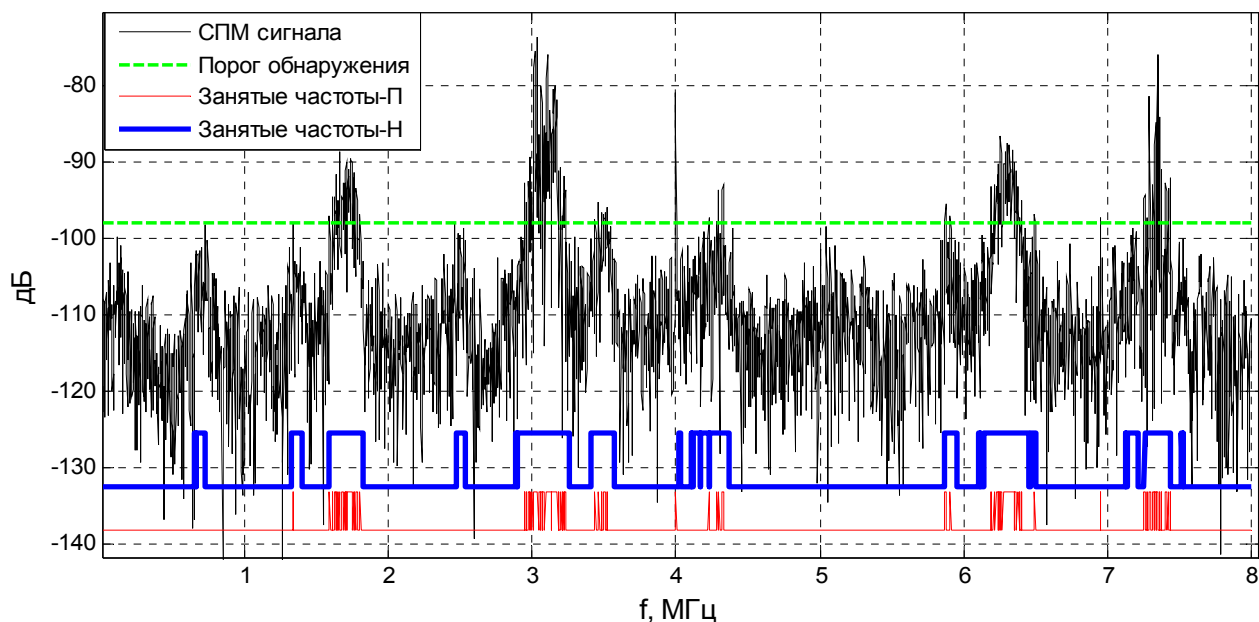


Рис. 3.24. Результаты обнаружения сигналов сотовой связи стандарта GSM-900 в полосе частот 953-961 МГц

В качестве демонстрации особенности работы предложенного алгоритма проводилось обнаружение сигналов коротковолновых любительских радиостанций в КВ диапазоне. Результаты обнаружения представлены на рис. 3.25. Число точек ДПФ – $N = 2048$. Видно, что все сигналы, имеющие ширину полосы более 1 кГц, обнаруживаются предлагаемым алгоритмом. Данные результаты хорошо согласуются с полученными ранее. Из графиков на рис. 2.20 следует, что при данном частотном разрешении эффективное обнаружение может осуществляться только сигналов с полосой более 0,8 кГц. Сигналы с меньшей полосой обнаруживаются только точечным алгоритмом.

На рис. 3.26 показаны предыдущие результаты, но в более крупном масштабе для обеспечения возможности визуального определения ширины действующих сигналов.

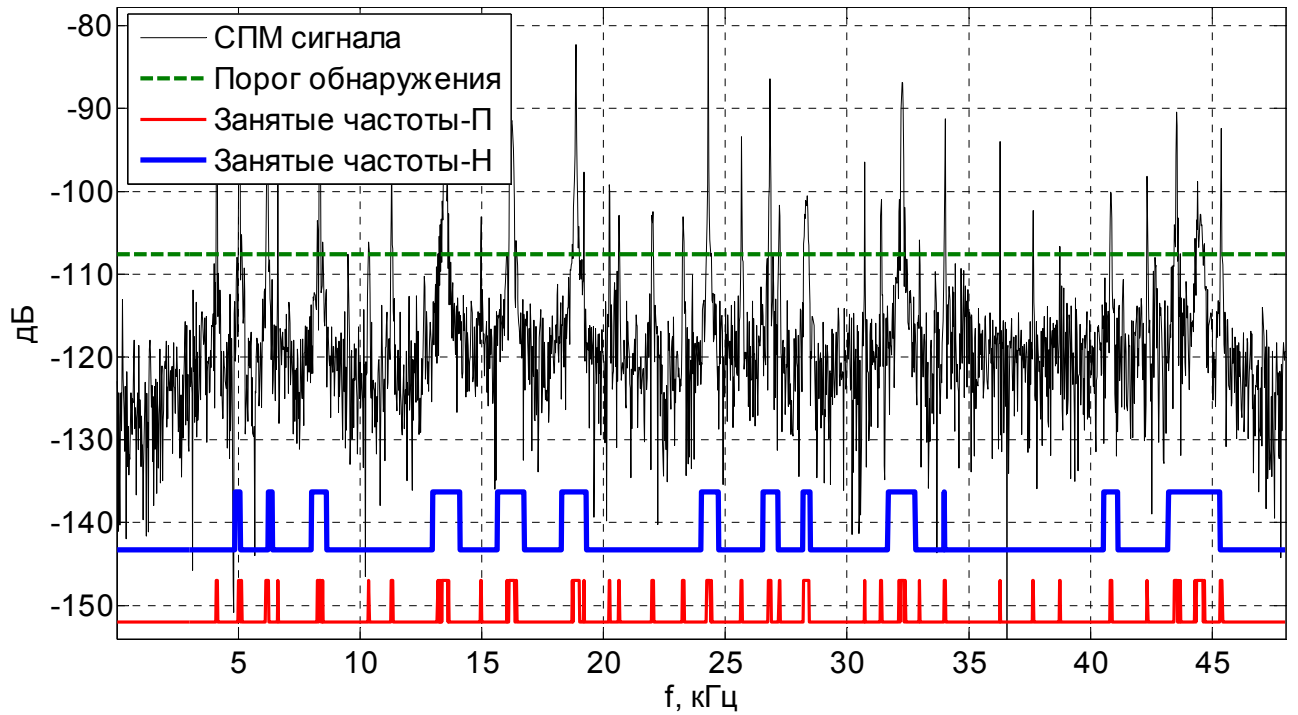


Рис. 3.25. Результаты обнаружения сигналов любительских радиостанций коротковолнового диапазона в полосе частот 6995–7045 кГц

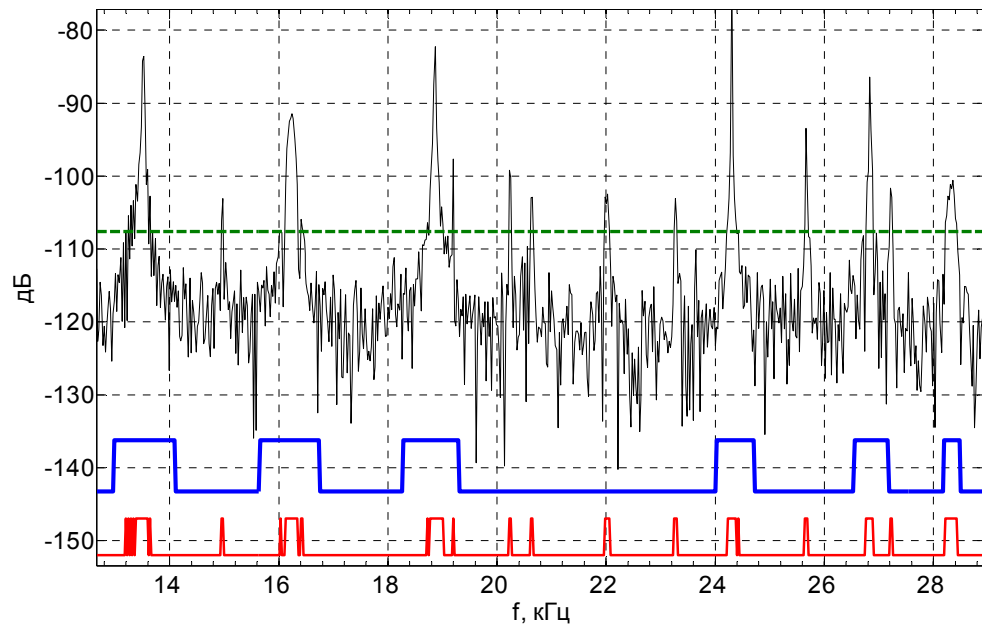


Рис. 3.26. Результаты обнаружения сигналов любительских радиостанций коротковолнового диапазона параметрическим (П) и непараметрическим (Н) алгоритмами в полосе частот 6995–7045 кГц

В связи с данной особенностью в коротковолновом диапазоне можно применять представленный в параграфе 3.1. универсальный алгоритм. Результаты обнаружения комбинированным алгоритмом представлены на

рис. 3.27. Для сравнения работы с непараметрическим, обнаружение проведено по тем же исходным данным.

Из рис. 3.27 видно, что разработанный универсальный алгоритм позволяет обнаруживать все сигналы, действующие в полосе обзора, вне зависимости от ширины полосы.

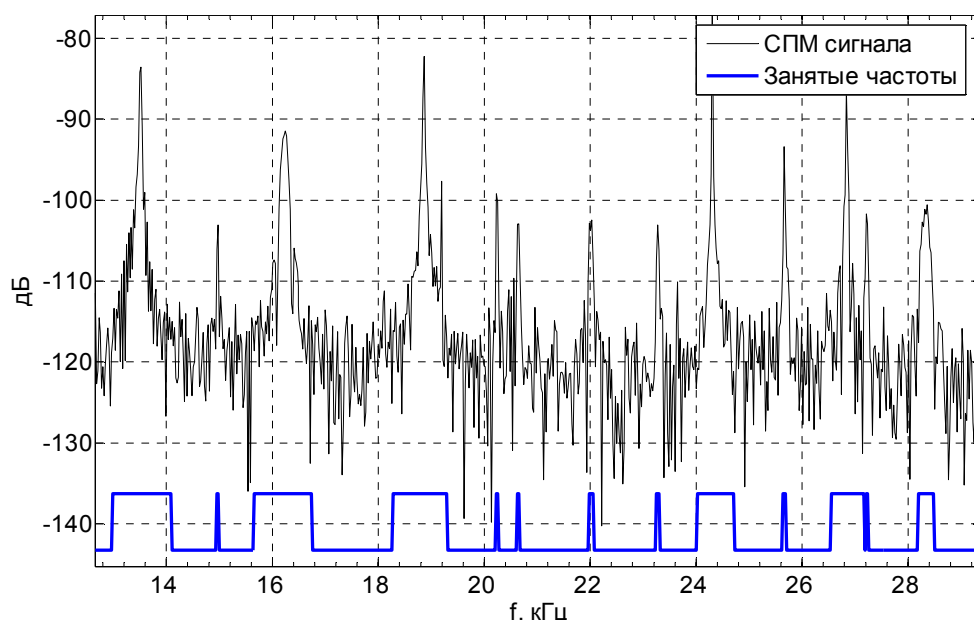


Рис. 3.27. Результаты обнаружения сигналов любительских радиостанций коротковолнового диапазона универсальным алгоритмом в полосе частот 7012,8–7029,2 кГц

Таким образом, полученные в данном параграфе результаты подтверждают результаты исследований по синтезированным сигналам. Наглядно показано, что для сигналов с широким спектром вероятность обнаружения разработанным алгоритмом значительно выше, чем при использовании существующего.

Для сигналов, превысивших порог обнаружения всего несколькими отсчетами, предлагаемый алгоритм дает более точную оценку ширины полосы частот, занимаемой сигналом, что исключает необходимость применения дополнительных методов для решения этой задачи.

Показано, что предлагаемый алгоритм позволяет обнаруживать относительно узкополосные сигналы радиовещательных станций с частотной модуляцией, сигналы стандарта GSM, и широкополосные радиосигналы, в том числе, с цифровой схемой модуляции OFDM и с расширенным спектром

методом прямой последовательности. Видно, что эффективность обнаружения разработанным алгоритмом выше эффективности существующего как при высокой $> 50\%$ плотности заполнения рассматриваемого участка частот сигналами (рис. 3.20–3.22), так и при малой ($< 30\%$) плотности заполнения (рис. 3.23, 3.24).

В случае, когда в полосе обзора возможно наличие узкополосных сигналов, представленных в спектре менее чем 32 отсчетами, и сигналов с большей полосой, показана эффективность применения разработанного комбинированного алгоритма обнаружения.

3.5. Разработка программно-аппаратного комплекса и практическая реализация алгоритмов обнаружения

В рамках работы над диссертацией был разработан программно-аппаратный комплекс (ПАК) SDR-309-CR для проведения научных исследований в области цифровой обработки сигналов (ЦОС) с целью дальнейшего развития технологий когнитивного радио и программно определяемого радио.

Целью разработки ПАК SDR-309-CR являлось создание бюджетного решения, позволяющего осуществлять учебную и научную деятельность по большинству университетских курсов, объединенных тематикой современной радиосвязи и в частности КР и ПОР. Так же одной из основных задач являлась программная реализация разработанных в ходе выполнения диссертации алгоритмов.

Исходя из цели создания комплекса, можно определить основные требования к ПАК.

Наиболее важное требование, предъявляемое к ПАК SDR-309-CR – его стоимость. Она должна быть настолько малой, чтобы практические любые вузы могли внедрить ее в свои образовательные курсы по радиотехническим и телекоммуникационным специальностям. Выбор конкретного решения зависит от специфики работы в данном направлении.

Аппаратная часть платформы должна быть портативной, иметь возможность работы с ноутбуком, не требовать подключения больших и дорогостоящих приборов, чтобы с ней легко можно было работать как в университете, так и дома, демонстрировать свои разработки на конференциях и т.д.

Платформа должна предоставлять максимальную гибкость для того, чтобы ее можно было использовать не в одном конкретном курсе, а сразу в нескольких. Так же должно уделяться большое внимание, возможности использования собственных алгоритмов ЦОС, а также обнаружения, разрешения и оценки сигналов [15].

Как и все программно-определяемые радиосистемы, предлагаемый комплекс должен состоять из двух частей - аппаратный модуль и компьютер с программным обеспечением [27].

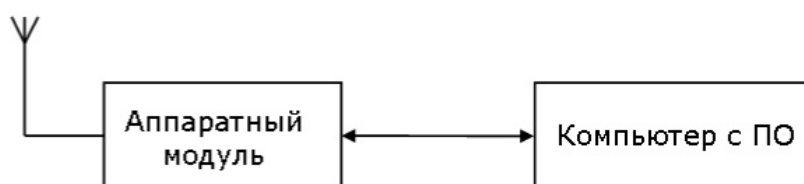


Рис. 3.28. Структурная схема программно-аппаратного комплекса SDR-309-CR

На основе проведенного в работах [15, 16, 17, 27] сравнительного анализа, предлагается в качестве аппаратной части использовать малогабаритный радиоприемник RTL-SDR, работающий по принципу дискретизации на промежуточной частоте и последующим цифровым разделением на квадратуры (рис. 3.29).

Данный приемник разработан на малом инновационном предприятии ООО «Оскар» при сотрудничестве с Ярославским государственным университетом им. П.Г. Демидова. Он является наиболее бюджетным (порядка 5000 рублей) и при этом полностью функциональным примером

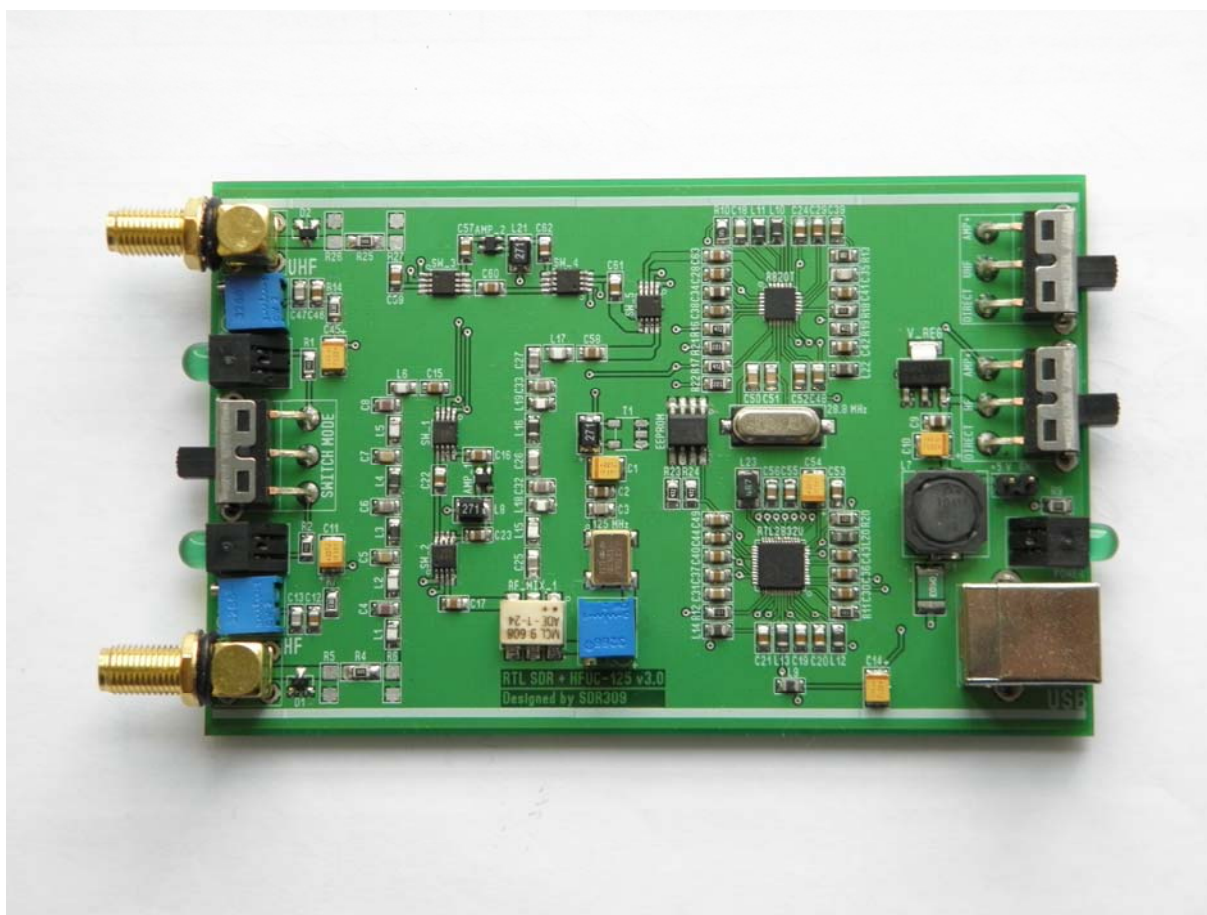


Рис. 3.29. Внешний вид аппаратной части комплекса SDR-309-CR

SDR-приемника на основе микросхем RTL2832U и R820T. С соответствующим драйвером и программным обеспечением он может выполнять функции панорамного приемника с возможностью программной демодуляции популярных аналоговых и многих цифровых видов модуляции.

Ниже представлены основные технические характеристики приемника:

- полоса принимаемых сигналов – от 250 кГц до 3,2 МГц;
- диапазон частот принимаемых сигналов – от 300 кГц до 1700 МГц;
- разрядность АЦП - 8 бит;
- интерфейс подключения - USB 2.0;
- динамический диапазон – 60 дБ.

Поскольку минимальная частота приема у микросхем RTL2832U и R820T ограничена значением 24 МГц, в приемнике имеется повышающий конвертер, на основе которого организован прием сигналов в диапазоне частот от 300 кГц до 30 МГц. Также имеется возможность установки платы преселектора для

диапазона коротких волн, позволяющего улучшить ситуацию с динамическим диапазоном.

Приемник RTL-SDR выгодно отличается от других решений, основанных на микросхемах RTL2832U и R820T, поскольку используемые здесь решения, позволяют расширить границы применения программно-конфигурируемого приемника на основе микросхем RTL2832U и R820T и улучшить его характеристики по динамическому диапазону. Нижняя частота приема снижена с 24 МГц до 0,3 МГц. Имеется преселектор на основе набора переключаемых фильтров, обеспечивающий работу в КВ диапазоне. Добавлена возможность гибкой регулировки предварительного усиления: от установки аттенюатора на 10 дБ до работы с использованием МШУ на 18 дБ, что немаловажно при проведении учебных занятий. Использование экранированного корпуса и улучшенная фильтрация по питанию устраняют влияние помех от персональных компьютеров, кабелей систем передачи данных и пр. В совокупности все принятые меры привели к сохранению динамического диапазона приемника в пределах 55-60 дБ во всем диапазоне частот по сравнению с исходными колебаниями от 25 до 60 дБ в зависимости от частоты.

Основой ПАК SDR-309-CR является гибкое и многофункциональное программное обеспечение, установленное на компьютер, которое реализует весь функционал системы.

Дополнительным преимуществом выбора приемника RTL- SDR является то, что данная аппаратная часть платформы поддерживается в программном обеспечении с открытым исходным кодом. Это программы GNU Radio и SDR#.

Также, что особенно важно для научно-исследовательской деятельности, данный приемник имеет возможность интеграции с пакетом Matlab и Simulink [65, 95].

В ходе разработки ПАК была создана Simulink-модель, в которой реализованы разработанные в диссертации алгоритмы обнаружения сигналов (рис. 3.30).

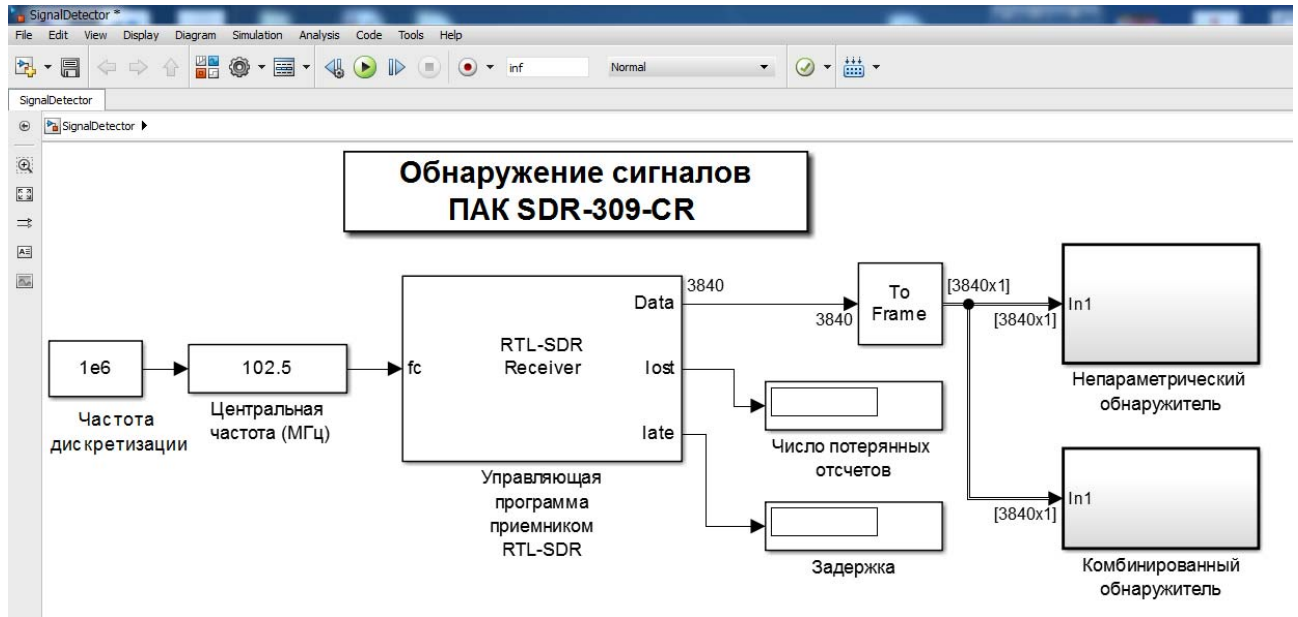


Рис. 3.30. Simulink-модель программно-аппаратного комплекса SDR-309-CR для работы с алгоритмами обнаружения сигналов

С целью популяризации работ по когнитивному радио среди студентов и радиолюбителей разработанные в диссертации алгоритмы были внедрены в программное обеспечение SDR# в виде собственного плагина, написанного на языке C#. В сторону данного выбора склоняет простота работы с программой, возможность подробной визуализации результатов обнаружения и то, что SDR# работает на ПК с Windows. Данная операционная система используется на большинстве компьютеров студентов университетов и радиолюбителей.

Общий вид интерфейса программы SDR# представлен на Рис. 3.19. Меню настроек разработанного плагина «SignalDetection» представлено на рис. 3.31. Для запуска алгоритма обнаружения сначала необходимо выбрать из выпадающего списка меню «Algoritm» алгоритм обнаружения. Доступен выбор из двух разработанных в диссертации алгоритмов: «NonParametric» для обнаружения широкополосных сигналов и «Combi» для обнаружения сигналов с произвольной шириной полосы.

Далее в меню «Nois level detection algorithmt» необходимо выбрать алгоритм оценки уровня шума. На момент написания работы реализован один алгоритм: «Average» алгоритм на основе минимального значения усредненного спектра с коррективкой (описан в параграфе 1.6.).

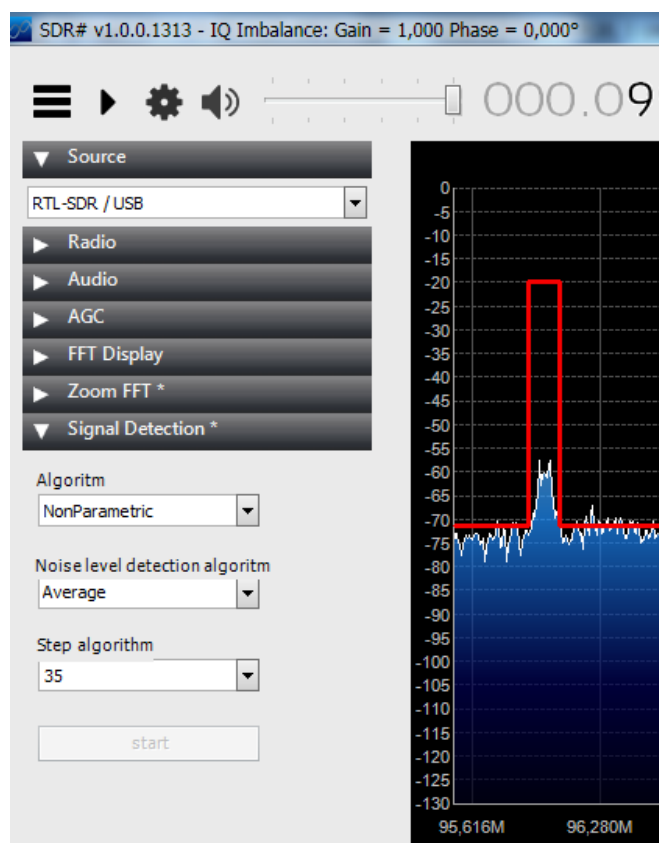


Рис. 3.31. Меню настроек плагина SignalDetection

Далее необходимо выбрать параметр алгоритма n и нажать кнопку «start» для запуска выбранного алгоритма обнаружения.

Результат работы алгоритма по обнаружению сигналов в диапазоне УКВ на частоте 145,150 МГц представлен на рис. 3.32.

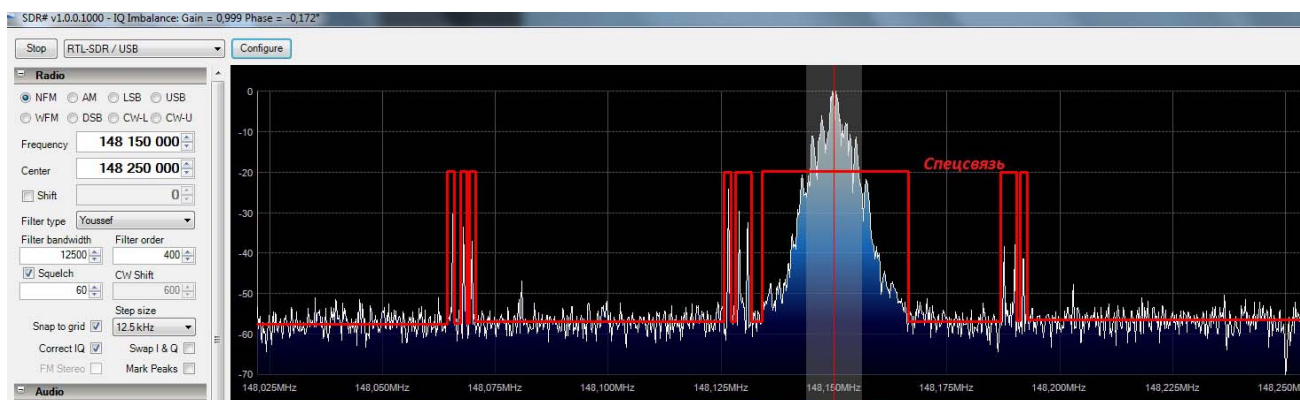


Рис. 3.32. Результаты обнаружения сигнала, полученные с помощью разработанного плагина SignalDetection

Применение разработанного плагина SignalDetection позволит визуализировать процесс обнаружения сигналов в реальном времени.

Выходные данные можно будет использовать для алгоритмов учета занятости спектра и динамического распределения частотами, а также для обучения когнитивного блока.

В ходе выполнения работы создан программно-аппаратный комплекс (ПАК) SDR-309-CR на основе приемника RTL-SDR и свободно распространяемого программного обеспечения. Данный комплекс позволяет применять разработанные алгоритмы в реальных практических приложениях, а также проводить научно исследовательские работы в области цифровой обработки сигналов в пакетах программ MATLAB и Simulink. Цена предлагаемого решения является настолько малой, что любые вузы могут внедрить ее в свои образовательные курсы по радиотехническим и телекоммуникационным специальностям.

3.6. Выводы по главе

В третьей главе представлена разработка комбинированного алгоритма обнаружения сигналов в широком диапазоне частот, основанная на усовершенствовании непараметрического интервального алгоритма, представленного в главе 2. Данный алгоритм позволяет за счет незначительного увеличения вычислительной сложности эффективно обнаруживать как узкополосные сигналы, представленные в спектре числом отсчетов от 1 до 32, так и широкополосные сигналы, представленные в спектре более чем 32 отсчетами. Разработана блок-схема комбинированного алгоритма.

На основе сравнительного анализа результатов обнаружения реальных сигналов получено подтверждение эффективности предлагаемого усовершенствования непараметрического алгоритма.

Проведен сравнительный анализ эффективности обнаружения разработанного алгоритма с известным алгоритмом по различным типам модельных сигналов современных стандартов связи с цифровыми видами модуляции. Для решения данной задачи была разработана научно-исследовательская программа по изучению алгоритмов обнаружения

радиосигналов – SignalDetecting. Программа позволяет проводить анализ различных алгоритмов обнаружения радиосигналов и путем статистического моделирования рассчитывать и отображать в графическом виде характеристики обнаружения. Результаты, которые представлены ниже, получены с помощью данной программы.

На основе результатов, полученных с помощью разработанной программы, можно утверждать, что эффективность предлагаемого алгоритма по сравнению с известным и применяемым на практике алгоритмом выше на 1..14 дБ в пороговом отношении сигнал/шум при значениях ОСШ в полосе обзора от –16 дБ до 16 дБ для сигналов современных стандартов радиосвязи, имеющих различные статистические характеристики.

В случае обнаружения сигнала с GMSK модуляцией эффективность обнаружения предложенного алгоритма выше параметрического при $P_{обн} = 0,8$ на 6 дБ, а при значениях $P_{обн} = 0,2$ и $n = 30$ на 13 дБ.

В случае обнаружения сигнала с QPSK модуляцией предложенный алгоритм демонстрирует преимущество по ОСШ при $P_{обн} = 0,8$ в 5 дБ. При значении $P_{обн} = 0,2$ выигрыш, также как и для сигнала стандарта CDMA-2000, составляет 14 дБ.

Получено подтверждение справедливости данных в главе 2 практических рекомендаций, относительно выбора значения параметра n в диапазоне от 30 до 35 для разработанных алгоритмов.

Определено, что эффективность обнаружения разработанным алгоритмом, при отсутствии усреднения получаемых спектров, значительно ниже, чем при наличии операции усреднения. При значении параметра $R = 2$ выигрыш в пороговом ОСШ по сравнению характеристиками при отсутствии усреднения составляет при $P_{обн} = 0,8$ – 2 дБ, а при $P_{обн} = 0,2$ – 3 дБ. Увеличение порогового ОСШ при фиксированном значении $P_{обн}$ происходит в среднем на 1 дБ при увеличении числа усредняемых спектров на 1, начиная со значения $R = 2$. Однако, увеличение числа усредняемых спектров R увеличивает

вычислительные расходы и увеличивает общее время анализа всего диапазона. На основании вышеизложенного, при практической реализации алгоритма обнаружения рекомендуется выбирать значение R в диапазоне от 2 до 6, в зависимости от имеющихся вычислительных ресурсов и общих требований по скорости анализа всего анализируемого диапазона частот.

Показано, что существующий параметрический алгоритм обнаружения в случае отсутствия априорной информации о возможной ширине сигналов в полосе обзора, требует дополнительных методов ее оценки. Предложенный алгоритм в тех же условиях позволяет получить оценку полосы обнаруживаемых радиосигналов без дополнительных методов с точностью $\pm 10\%$ при значениях ОСШ в полосе обзора до 5 дБ. При меньших значениях точность определения падает и при значении -10 дБ составляет $\pm 40\%$.

В ходе работы проведена апробация предложенных алгоритмов обнаружения на реальных сигналах радиостанций в КВ диапазоне, радиовещательных станций с частотной модуляцией, сигналах стандарта GSM, стандарта DVB-T2 с цифровой схемой модуляции COFDM и стандарта CDMA-2000.

Полученные результаты подтвердили результаты исследований по синтезированным сигналам. Наглядно показано, что для сигналов с широким спектром вероятность обнаружения разработанным алгоритмом значительно выше, чем при использовании существующего алгоритма обнаружения, как при высокой $> 50\%$ плотности заполнения рассматриваемого участка частот сигналами, так и при малой ($< 30\%$) плотности заполнения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный анализ задач когнитивного радио показывает, что для развития и внедрения данной технологии актуальной задачей является разработка алгоритмов обнаружения радиосигналов в условиях априорной неопределенности в широком диапазоне частот.

Проведен сравнительный анализ существующих алгоритмов обнаружения сигналов и оценка степени их применимости для решения задачи мониторинга спектра в когнитивных радиосистемах. В частности, рассмотрен параметрический алгоритм обнаружения, широко используемый в комплексах радиоконтроля. Показано, что отклонение распределения сигнала от нормального, в случае цифровых видов модуляции, приводит к снижению его эффективности. Также рассмотрены существующие непараметрические алгоритмы обнаружения, поскольку они обладают повышенной устойчивостью своих характеристик обнаружения к изменению вида распределения шума и сигнала. Определено, что применение обнаружителя, основанного на критерии Вилкоксона, наиболее рационально для решения задачи мониторинга спектра в КР. Показано, что непосредственное применение данного критерия в частотной области не представляется возможным в силу асимметрии закона распределения шумовых отсчетов спектра.

Разработана модификация непараметрического критерия Вилкоксона, которая позволяет применять его для решения задачи обнаружения сигналов в частотной области на фоне шума с асимметричным видом плотности вероятности в условиях непараметрической априорной неопределенности.

Разработан непараметрический алгоритм обнаружения широкополосных сигналов на основе модифицированного критерия Вилкоксона, позволяющий определить «свободные» и «занятые» участки спектра при мониторинге спектра в КР.

Разработана методика получения характеристик обнаружения методом

статистического моделирования для проведения сравнительного анализа алгоритмов обнаружения.

Разработана программа, которая позволяет проводить анализ алгоритмов обнаружения радиосигналов по набору модельных сигналов с различными статистическими характеристиками, путем статистического моделирования рассчитывать и отображать характеристики обнаружения, проверять работу алгоритмов обнаружения по записям реальных радиосигналов.

Проведен сравнительный анализ эффективности обнаружения разработанного алгоритма с известным алгоритмом по основным типам синтезированных сигналов современных стандартов связи с цифровыми видами модуляции.

Установлено, что эффективность предлагаемого алгоритма по сравнению с известным и применяемым на практике алгоритмом выше на 1..14 дБ в пороговом отношении сигнал/шум при значениях ОСШ в полосе обзора от – 16 дБ до 16 дБ для сигналов современных стандартов радиосвязи, имеющих различные статистические характеристики, в том числе:

- в случае обнаружения сигнала с GMSK модуляцией эффективность обнаружения предложенного алгоритма выше параметрического при $P_{обн} = 0,8$ на 6 дБ, а при значениях $P_{обн} = 0,2$ и $n = 30$ на 13 дБ;

- в случае обнаружения сигнала с QPSK модуляцией предложенный алгоритм демонстрирует преимущество по ОСШ при $P_{обн} = 0,8$ в 5 дБ. При значении $P_{обн} = 0,2$ выигрыш также как и для сигнала с расширенным спектром методом прямой последовательности составляет 14 дБ. Данный выигрыш достигается при обнаружении сигналов с шириной полосы более 32 отсчетов ДПФ.

Определено, что наименьшим значением параметра n предлагаемого алгоритма, при котором обнаружение сигналов с шириной полосы от 16-ти спектральных отсчетов и более осуществляется наиболее эффективно во всем диапазоне ОСШ от –16 дБ до 16 дБ является значение в диапазоне от 30 до 35.

Для удобства практического использования результатов работы построены графики, по которым можно определить минимальную полосу сигналов в кГц, обнаружение которых предложенным непараметрическим алгоритмом будет наиболее эффективно при ОСШ в полосе обзора от -16 дБ до 16 дБ.

Эффективность обнаружения разработанным алгоритмом при наличии операции усреднения спектров значительно выше, чем при отсутствии усреднения. При двух усредняемых выборках энергетического спектра выигрыш в пороговом ОСШ увеличивается в среднем на 2 дБ при $P_{обн} = 0,8$. При дальнейшем увеличении R на 1 происходит рост эффективности в среднем на 1 дБ. Показано, что увеличение R более 6 нецелесообразно, поэтому, при практической реализации алгоритма обнаружения рекомендуется выбирать значение R в диапазоне от 2 до 6 .

В случае отсутствия априорной информации о возможной ширине сигналов в полосе обзора разработанный алгоритм позволяет получить оценку полосы обнаруживаемых радиосигналов без дополнительных методов с точностью $\pm 10\%$ при значениях ОСШ в полосе обзора до 5 дБ. При меньших значениях точность определения падает и при значении -10 дБ составляет $\pm 40\%$.

Разработан комбинированный алгоритм обнаружения сигналов, который объединяет в себе преимущества существующего алгоритма обнаружения узкополосных сигналов и разработанного непараметрического эффективного при обнаружении широкополосных сигналов.

Получено подтверждение эффективности применения предлагаемого комбинированного алгоритма при обнаружении как узкополосных сигналов, представленных в спектре числом отсчетов ДПФ от 1 до 32 , так и широкополосных сигналов, представленных в спектре более чем 32 отсчетами ДПФ.

Проведена апробация предложенных алгоритмов обнаружения на

реальных сигналах в диапазоне частот от 7 МГц до 2,5 ГГц, в том числе: радиостанций КВ диапазона, радиовещательных станций с частотной модуляцией, сигналах стандарта GSM, DVB-T2, CDMA2000, IMT-2000/UMTS. Полученные результаты подтвердили результаты исследований на синтезированных сигналах.

Показано, что для сигналов с широким спектром вероятность обнаружения разработанным алгоритмом значительно выше, чем при использовании существующего алгоритма обнаружения, как при высокой ($> 50\%$) плотности заполнения рассматриваемого участка частот сигналами, так и при малой ($< 30\%$) плотности заполнения.

Создан программно-аппаратный комплекс SDR-309-CR, который позволяет применять разработанные алгоритмы обнаружения в реальных практических приложениях, а также проводить научно-исследовательские работы в области цифровой обработки радиосигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. 2-е изд. М.: Вильямс, 2008. 992 с.
2. Богданович В.А. Построение инвариантного алгоритма обнаружения сигналов в частотной области на основе критерия согласия/ В.А. Богданович, Ё.Ю. Бородич// Доклады АН ВШ РФ, 2010, №1(14). С. 74–83.
3. Богданович В.А., Бородич Ё.Ю. Разработка и исследование интервального алгоритма обнаружения, инвариантного к распределению энергии сигнала по частоте // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2006: Материалы VIII международной конференции, Новосибирск, Изд-во НГТУ, 2006. Т.4. С. 13-19.
4. Богданович В.А., Вострецов А.Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. М.: Физматлит, 2004. 316 с.
5. Бирюков М.Н. Свойство квазинепараметричности ранговых обнаружителей в условиях шума и интенсивного потока регулярных помех // Радиотехника №11. 2006. С. 110-115
6. Блейхуд Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов/ Р. Блейхуд // Мир, 1998. 448с.
7. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. М.: Сов. радио, 1972. 744 с.
8. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов // Радио и связь.1993. 240 с.
9. Волкова П.А. Статистическая обработка данных в учебно-исследовательских работах / П.А. Волкова, А.Б. Шипунов. М.: ЭКОпресс, 2008. 60 с.
10. ГОСТ Р 52536-2006 Оборудование станций радиоконтроля автоматизированное. Технические требования и методы испытаний.

11. Громаков Ю.А. Доклад «Концепции развития мобильной и беспроводной связи». 3-е заседание РГ ВКР-11/АР-11, Москва, 10-13 марта 2009 г.
12. Громаков Ю.А., Родионов В.В., Настасин К.С. Повышение скорости передачи данных в сетях GSM на основе когнитивного радио // Электросвязь. 2012. № 1. С. 21-25.
13. Дворников С.В., Маджар Ю.Х., Бородич Ё.Ю., Махлуф Ю.Х. Частотно-временное оценивание параметров сигналов на основе функций огибающих плотности распределения их энергии. // Информация и космос, 2007 г., №4, С.41-45.
14. Дубов М.А., Калистратов И.А. ПОР приемник на основе микросхем RTL283U и R820T. // Докл. 4-ой Всероссийской конференции «Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации». Нижний Новгород, 2014. С. 273-276.
15. Дубов М.А., Полянин Ю.В., Будников И.А., Стоянов Д.Д. Анализ бюджетных программно-аппаратных платформ для изучения принципов ПОР в университетах // Докл. 13-й междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2011». Москва, 2011. Т. 2. С. 265-267.
16. Дубов М., Полянин Ю., Стоянов Д. Анализ возможности применения концепции SDR в средствах связи специального назначения на примере радиостанции Р-612 // Труды II междунар. молодеж. науч.-практ. конф. «Научно-практические исследования и проблемы современной молодежи». Казань-Елабуга, 2010. Т. 1. С. 126-130.
17. Дубов М.А., Полянин Ю.В., Стоянов Д.Д. Особенности применения технологии SDR в средствах связи специального назначения // Матер. I Международной научно-практической конференции студентов и молодых ученых «Молодежь и наука: модернизация и инновационное развитие страны». Пенза, 2011. Ч. 1. С. 315-317.
18. Дубов М.А., Полянин Ю.В., Стоянов Д.Д., Брюханов Ю.А. Оценка вероятности битовой ошибки приема сигналов с квадратурной модуляцией

неэталонными методами // Докл. 14-й междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2012». Москва, 2012. Т. 1. С. 173-177.

19. Дубов М.А., Стоянов Д.Д. Сравнительный анализ алгоритмов обнаружения радиосигналов с цифровыми видами модуляции в когнитивных радиосистемах // Докл. междунар. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий РЭУС-2014». Москва, 2014. С. 212-215.

20. Дусматов Д.Х., Назирханов Ж.К., Когнитивное радио – новая беспроводная технология в недалеком будущем // АК ТТЕ, 2009г № 2(9)

21. Дьяконов В.П. MATLAB и Simulink для радиоинженеров. М.: ДМК Пресс, 2010. 976 с.

22. Дятлов А.П., Кульбикаян Б.Х. Корреляционная обработка широкополосных сигналов в автоматизированных комплексах радиомониторинга. М.: Горячая линия–Телеком, 2010. 332 с.

23. Ильин В.А., Позняк Э.Г. Линейная алгебра. М.: Наука, 1974.

24. Карманов Ю.Т., Николаев А.Н. Непараметрическое обнаружение узкополосного сигнала с неизвестной несущей частотой на фоне гауссовских шумов // Вестник ЮУрГУ, 2010г., №26 С. 38-40

25. Китчер Э. Особенности технологии когнитивного радио «Cognitive Radio» // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT-2012): сб. ст. II международной заочной научно-технической конференции. Ч. 2 / Поволжский гос. ун-т сервиса. – г. Тольятти: Изд-во ПВГУС, 2012. – С. 232 – 236.

26. Козьмин В.А. Обнаружение узкополосных сигналов в широкополосных системах радиомониторинга // Радиолокация, навигация, связь: сб. тр. XVII Междунар. НТК. Воронеж: ВГТУ, 2011. С. 2522–2530.

27. Кокарев Н.В., Стоянов Д.Д., Дубов М.А., Приоров А.Л. GNU RADIO как основа малобюджетной ПОР лаборатории // Матер. XVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов

«Новые информационные технологии в научных исследованиях». Рязань, 2012. С. 255-256

28. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник. -М.: Радио и связь, 1981. 231 с.

29. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. -М.: Наука, 1984. 832 с.

30. Кремер Н.Ш. Теория вероятностей и математическая статистика: учебник для вузов. М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2004. 573 с.

31. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. – М.: Бином-Пресс, 2009. 256 с.

32. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1969. 752 с.

33. Леман Э. Проверка статистических гипотез - М.: Наука, 1979. 408 с.

34. Логинов Н.А. Актуальные вопросы радиоконтроля в Российской Федерации. М.: Радио и связь, 2000. 240 с.

35. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.

36. Михалевский Л.В. Когнитивное радио – передовая технология на пути к более рациональному использованию радиочастотного спектра // Семинар МСЭ, Армения, 28-30 апреля 2008г.

37. Музыченко Н.Ю. Метод обнаружения широкополосного сигнала по результатам параллельного частотного анализа в условиях неопределенности // Радиотехника. 2012. № 5. С. 41–44.

38. Непараметрические обнаружители сигналов: учебное пособие к лабораторной работе / сост. А.В. Бруханский. Кафедра 401 МАИ, 1998. 21 с.

39. Новикова Н.М., Ляликова В.Г. Компьютерное моделирование непараметрических статистических и нейросетевых обнаружителей // Радиотехника №4, 2011. С. 41-50

40. Новицкий П.В., Зиграф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. Л.: Издательство Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1991. 304 с.

41. Нохрин О.А., Калмычков И.Е. Метод расчета порога обнаружения при параллельном обзоре полосы частот // Научно-технические технологии №9, 2010 г. С. 14-19
42. Обнаружение радиосигналов / П.С. Акимов, Ф.Ф. Евстратов, С.И. Захаров и др.; под ред. А.А. Колосова. М.: Радио и связь, 1989. 288 с.
43. Обнаружение сигналов: учебное пособие / Б. И. Шахтарин. М. : Гелиос АРВ, 2006. 488 с.
44. Оппенгейм А.В. Цифровая обработка сигналов // Связь, 1979. 416 с.
45. Отнес Р., Эноксон Л. Прикладной анализ временных рядов. М. : Мир, 1982. 428с.
46. Ошмарин Д.В. Динамическое распределение спектра в беспроводных сетях следующего поколения // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского, 2010, №4(1), С. 158-164
47. Полянин Ю.В., Дубов М.А., Стоянов Д.Д. Современный подход к проектированию радиотракта приемника МВ/ДМВ диапазона // Тезисы докл. XVIII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». Москва, 2012. Т. 1. С. 72.
48. Попов Д.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие. Рязань: РГРТУ, 2009.
49. Прахов В.И. Спектры сигналов с цифровым кодированием. М.: Спутник+, 2011. 452 с.
50. Прохис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
51. Радзиевский В.Г., Уфаев В.А. Первичная обработка сигналов в цифровых панорамных обнаружителях-пеленгаторах// Радиотехника № 7, 2003, С.26-31.
52. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. М.: Радиотехника, 2004. - 432 с
53. Рекомендация МСЭ-R М.1801-1 Стандарты радиointерфейса для систем широкополосного беспроводного доступа подвижной службы, включая

мобильные и кочевые применения, действующих на частотах ниже 6 ГГц.
04/2010

54. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. М.: Горячая линия – Телеком, 2010. 624 с.

55. Рембовский, А.М., Токарев А.Б., Автоматизированный радиомониторинг на основе одноканальной и двухканальной обработки данных // Вестник МГТУ. 2004. №3(56). С. 42-62.

56. Репин В. Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977.

57. Решение ГКРЧ № 12-14-08 от 16 марта 2012 г. «О создании опытной зоны по внедрению когнитивных систем широкополосного беспроводного доступа в Российской Федерации в полосе радиочастот 470-686 МГц»

58. Решение ГКРЧ при Мининформсвязи России от 23.10.2006 № 06-17-01-001 «О выделении полос радиочастот 1935-1980 МГц, 2010-2025 МГц и 2125-2170 МГц для радиоэлектронных средств стандарта IMT-2000/UMTS на территории Российской Федерации»

59. Сайт организации «Ettus Research» [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://ettus.com>

60. Сайт компании «IMEC» [Электронный ресурс] – Режим доступа: www.imec.be

61. Сайт компании ЗАО «ИРКОС » [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.ircos.ru/ru/msr_argamak-m.html

62. Сайт МИНКОМ связи России [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://minsvyaz.ru>

63. Сайт организации «Форум SDR» [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.sdrforum.org>

64. Сайт IEEE 802 [Электронный ресурс] – Режим доступа: www.ieee802.org/22/

65. Сергиенко А.Б. О возможности использования USB – приемников на базе демодулятора RTL2832U в учебном процессе // Докл. 16-й междунар. конф.

«Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2014». Москва, 2014. Т. 1. С. 126-129.

66. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: БХВ Петербург, 2011. 768 с.

67. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Вильямс, 2003, 1104 с.

68. Солонина А.И. Основы цифровой обработки сигналов. Учебное пособие. / А.И. Солонина и др. // СПб.: БХВ Петербург. 2005. 768 с.

69. Сопронюк И.И., Лысечко В.П., Ухова Е.А. Метод мониторинга спектра в когнитивных радиосетях на основе использования информационного критерия Акайке // Системы обработки информации, 2011, выпуск5 (95), С.108-112

70. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовича и И. Стиган. М.: Наука, 1979. 830 с.

71. Стоянов Д.Д. Анализ модифицированного непараметрического алгоритма обнаружения широкополосных радиосигналов. // Матер. Международной научно-практической конференции «Технические науки: теоретические и прикладные аспекты». Уфа, 16.06.2014. С. 52-56

72. Стоянов Д.Д., Дубов М.А., Приоров А.Л. Модификация непараметрического алгоритма обнаружения широкополосных радиосигналов // Проектирование и технологии электронных средств. 2014. № 2. С. 12-17.

73. Стоянов Д.Д., Приоров А.Л., Дубов М.А., Применение одновыборочного критерия Вилкоксона для решения задачи обнаружения сигналов неизвестной формы в частотной области. // Нелинейный мир. 2014. №8 С. 3-9.

74. Стоянов Д.Д., Хрящев В.В. Алгоритм обнаружения широкополосных радиосигналов в когнитивных радиосистемах // Матер. XIX Международной научно-практической конференции «Перспективы развития информационных технологий». Новосибирск, 2014. С. 65-70

75. Стоянов Д.Д. SignalDetecting – научно-исследовательская программа по изучению алгоритмов обнаружения радиосигналов // Свидетельство о

государственной регистрации программы для ЭВМ № 2014618161 от 12 августа 2014г.

76. Стратонович Р.Л. Принципы адаптивного приема. -М.: Сов. радио, 1973. 140 с.
77. Тартаковский Г.П., Репин В.Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем, М. Сов. Радио, 1977. 432 с.
78. Теоретические основы радиоэлектронной разведки: учеб. пособие/ А. И. Куприянов, П. Б. Петренко, М. П. Сычев. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. 381 с.
79. Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович и др.; под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.
80. Токарев А.Б. Исследование статистических характеристик минимального значения сглаженного энергетического спектра сигналов. // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8. №11. С. 106-109.
81. Токарев А.Б. Применение СМОШ – статистик для расчета порога панорамного обнаружения сигналов // Радиотехника. 2012. №2. С. 53-59
82. Токарев А.Б. Рекомендации по выбору параметров обработки при поиске шумовых участков диапазона частот // Радиотехника. 2012. №2. С. 49-52
83. Токарев А.Б. Сравнительный анализ двух квазиоптимальных оценок интенсивности шума, используемых при панорамном обнаружении радиосигналов // Радиотехника. 2013. № 3. С. 120–124.
84. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.
85. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
86. Френке Л. Теория сигналов. – М.: Советское радио, 1974. 344 с.
87. Хмелев С.Л., Трушков А.О. Обнаружение сигналов в широком частотном диапазоне на основе вейвлет-преобразования от спектральной плотности

мощности // Докл. 16-й междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2014». Москва, 2014. Т. 1. С. 726-730.

88. Холлендер М., Вулф Д. Непараметрические методы статистики: пер. с англ. М.: Финансы и статистика, 1983. 518 с.

89. Хорев А.А. Методы и средства поиска электронных устройств перехвата информации. М.: МО РФ, 1998. 224 с.

90. Хухрин В.А. Алгоритм обработки сигналов средств радиотехнического мониторинга // Нелинейный мир №5 2014. С. 21-27

91. Шевченко М.Е. Формирование оценок масштаба в системах частотного радиомониторинга //61-я научно-техническая конференция, посвященная дню радио: Материалы конференции, СПб, апрель 2006/ СПб, Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2006, С. 30-31

92. Шевченко М. Е., Чемаров А. О. Обнаружение и оценивание параметров источников радиоизлучения в широкой полосе обзора. СПб.: Изд. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2010.

93. Ширман Я.Д. Лосев Ю.И., Минервин Н.Н. и др. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник /М.: ЗАО «МАКВИС», 1998, 828с.

94. Arslan H. Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems // Ser. Signals and Communication Technology, – I. edition. –2007. – 470 p. – ISBN: 978-1-4020-5541-6

95. Communications System Toolbox Support Package for RTL-ПОР Radio. User Guide. – MatWorks, 2013.

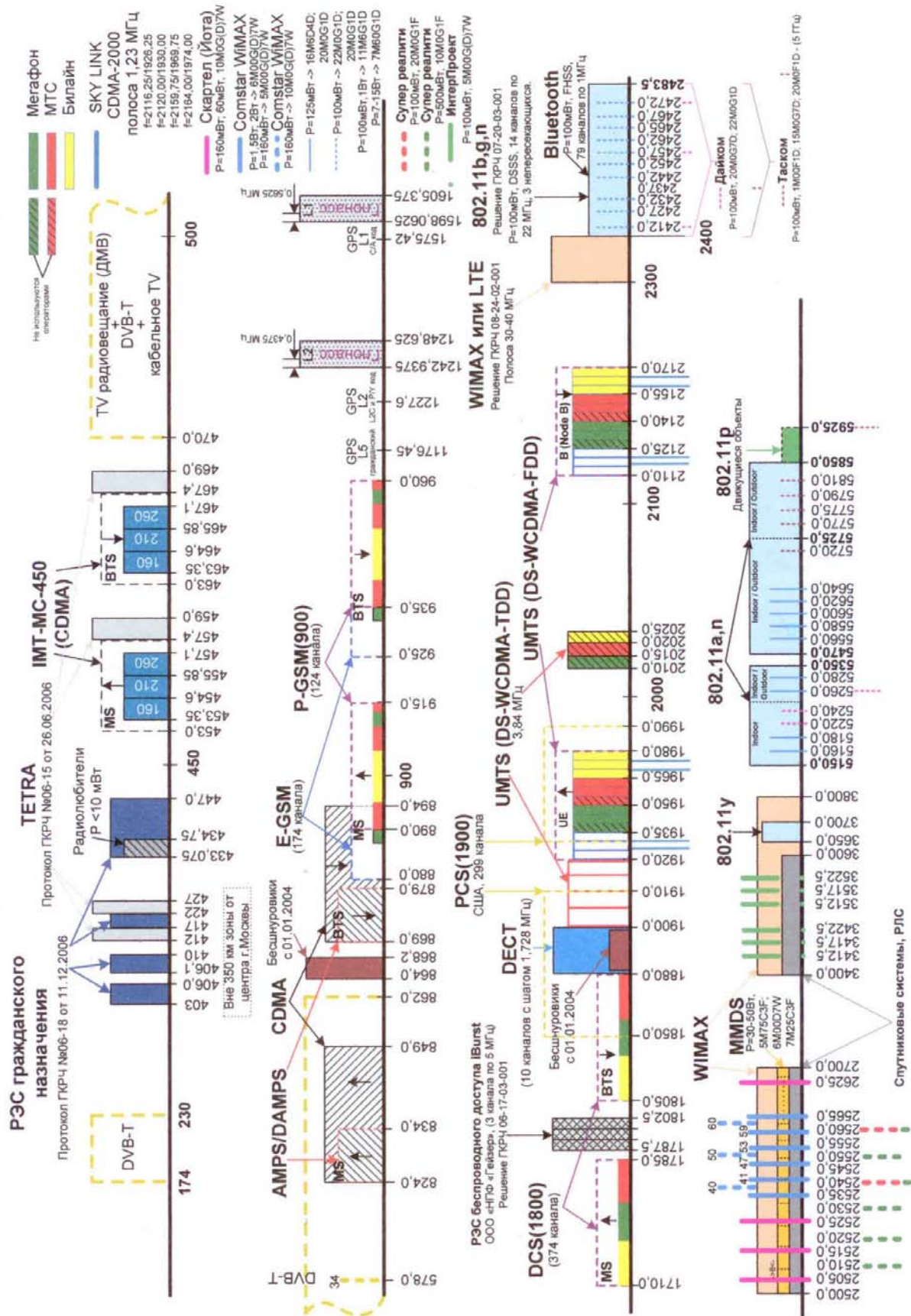
96. Ejaz W., Hasan N.U., Lee S., Kim H.S., I3S: Intelligent Spectrum Sensing Scheme for Cognitive Radio Networks // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2013, no. 1, 2013, p. 26

97. Rissanen J., Modeling by shortest data description Automática . Vol .14, No.2,1983,pp.465-471

98. Kumar M., Bharti M., Kumar S., An Adaptive and Efficient Local Spectrum Sensing Scheme in Cognitive Radio Networks // International Journal of Computer Applications 72(23), June 2013 pp.38-45.
99. Mitola, J. Cognitive radio: making software radios more personal / J. Mitola, G.Q. Maguire // Personal Communications, IEEE. 1999. Vol. 6. P. 13-18.,
100. Mitola, J. Cognitive radio for flexible mobile communications / J. Mitola // Mobile Multimedia Communications, 1999. (MoMuC '99) 1999 IEEE International Workshop. 1999. P. 3-10.
101. Mitola, J. Software Radio Architecture: Object-oriented Approaches to Wireless System / J. Mitola. – New York: John Wiley & Sons, 2000.
102. Mitola, J. Software Radio Technologies / J. Mitola, Z. Zvonar. – New York: IEEE Press, 2001.
103. Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications/S. Haykin//Selected Areas in Communications, IEEE Journal. 2005. Vol. 23. P. 201-202.
104. Haykin S., Fundamental issues in cognitive radio // Cognitive Wireless Communication Networks, E. Hossain, V. K. Bhargava, Eds. New York: Springer, 2007, pp. 1–43
105. Haykin S., Tomson D.J., Reed J.H., Spectrum Sensing for Cognitive Radio //Proceedings of the IEEE vol.97, no.5, pp. 849-877, May 2009
106. Polydoros A., Woo K. T. LPI detection of frequency-hopping signals using autocorrelation technique// IEEE Journal on Selected Areas in Communications. №5, Sept. 1985, p. 714-725
107. Simon M. K., Cheng U., Aydin L., Polydoros A., Levitt B. K. Hop Timing Estimation for Noncoherent Frequency-Hopped M-FSK Intercept Receivers.// IEEE Transactions on Communications, vol. 43, No. 4., April 1995, p.1 144-1154
108. Schwarz G., Estimating the dimension of model, The Annals of Statistic, vol. 6, No.2, 1978, pp461-464.

109. Stevenson, C.; Chouinard, G.; Zhongding Lei; Wendong Hu; Shellhammer, S.; Caldwell, W.; IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard. *Communications Magazine*, IEEE. January 2009. Volume: 47, p. 130 – 138
110. Wang R., M Tao, Blind spectrum sensing by information theoretic criteria for cognitive radios. *IEEE Trans Veh Technol.*59(8), 3806–3817 (2010)
111. Wax M., T Kailath, Detection of signals by information theoretic criteria. *IEEE Trans ASSP.*33(2), 387–392 (1985). doi:10.1109/TASSP.1985.1164557
112. Wyglinski, Alexander M. *Cognitive Radio Communications and Networks Principles and Practice* / Alexander M. Wyglinski, Maziar Nekovee, Y. Thomas Hou. – Elsevier, 2010.
113. Yucek T., Arslan H., A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications // *IEEE communications surveys & tutorials*, vol. 11, no. 1, first quarter 2009, pp. 116-130
114. Yue W., Zheng B., Meng Q., Combined energy detection one-order cyclostationary feature detection techniques in cognitive radio systems // *China Univ. Posts Telecommun.* 17(4), 2010, pp. 18–25
115. Yue W., Zheng B., Meng Q., Cyclostationary property based spectrum sensing algorithms for primary detection in cognitive radio systems // *Journal of Shanghai Jiaotong University (Science)*, vol. 14, no. 6, Dec. 2009, pp. 676–680

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТ ОСНОВНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СТАНДАРТОВ РАДИОСВЯЗИ



**ПРИЛОЖЕНИЕ 2. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ
РАБОТЫ**

"УТВЕРЖДАЮ"

Первый проректор Ярославского
государственного университета
им. П.Г. Демидова

С.А. Кащенко

"23" сентября 2014 г.

АКТ

внедрения результатов диссертационной работы

Стоянова Дмитрия Драгановича на тему

**«Разработка и исследование алгоритмов обнаружения сигналов
в когнитивных радиосетях»
в учебный процесс**

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой динамики электронных систем, профессор, д.т.н. Брюханов Ю.А. и доцент кафедры динамики электронных систем, к.т.н. Волохов В.А. составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Стоянова Д.Д. внедрены в учебный процесс на кафедре динамики электронных систем физического факультета ЯрГУ:

- в курсе «Сети и системы радиосвязи» – непараметрический алгоритм обнаружения широкополосных сигналов для увеличения эффективности мониторинга спектра в когнитивных радиосетях;
- в курсе «Беспроводные сети связи» – комбинированный алгоритм обнаружения радиосигналов;
- при выполнении студентами курсовых и дипломных проектов используется разработанная Стояновым Д.Д. научно-исследовательская программа SignalDetecting для изучения и анализа алгоритмов обнаружения радиосигналов современных телекоммуникационных стандартов связи, а также для исследования алгоритмов обнаружения на записях реальных радиосигналов.

Заведующий кафедрой динамики
электронных систем, профессор, д.т.н.



Ю.А. Брюханов

Доцент кафедры
динамики электронных систем, к.т.н.



В.А. Волохов

"УТВЕРЖДАЮ"

Первый проректор Ярославского
государственного университета
им. П.Г. Демидова

С.А. Кащенко

№ 16 " 16 " сентября 2014 г.

АКТ

**внедрения результатов диссертационной работы
Стоянова Дмитрия Драгановича на тему
«Разработка и исследование алгоритмов обнаружения сигналов
в когнитивных радиосетях»
в научно-исследовательские работы**

Результаты диссертационной работы Стоянова Д.Д., представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», были использованы в научно-исследовательских работах:

- при выполнении НИР «Совершенствование методов анализа и оценки качества сигналов в системах радиосвязи» (грант РФФИ №14-07-31335) внедрена модификация знако-рангового критерия Вилкоксона, позволяющая решать задачу статистического обнаружения сигнала на фоне шума с асимметричным распределением.

Заведующий кафедрой динамики
электронных систем, профессор, д.т.н.



Ю.А. Брюханов

УТВЕРЖДАЮ

Технический директор

ОАО «Ярославский радиозавод»

В.Л. Филимонов

«19» сентября 2014 г.



АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Стоянова Дмитрия Драгановича, выполненной в Ярославском государственном университете им. П.Г. Демидова (ЯрГУ), на тему «Разработка и исследование алгоритмов обнаружения сигналов в когнитивных радиосетях»

Результаты диссертационной работы Стоянова Д.Д. «Разработка и исследование алгоритмов обнаружения сигналов в когнитивных радиосетях» нашли применение в разработках ОАО «Ярославский радиозавод». Особый практический интерес представляют следующие результаты диссертации:

1. Методика получения характеристик обнаружения методом статистического моделирования для проведения сравнительного анализа алгоритмов обнаружения.

2. Непараметрический алгоритм обнаружения широкополосных сигналов на основе модифицированного критерия Вилкоксона.

3. Комбинированный алгоритм обнаружения сигналов в широком частотном диапазоне.

Разработанные Стояновым Д.Д. алгоритмы обнаружения применяются в радиостанции специального назначения, разрабатываемой на предприятии, для повышения эксплуатационных характеристик в режиме работы «Адаптивная связь».

Зам. технического директора по НИОКР –
начальник ИНТЦ

С.С. Поелуев

УТВЕРЖДАЮ

Ген. директор ООО «Оскар»

М.А. Дубов

«30» сентября 2014 г.



АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Стоянова Дмитрия Драгановича, выполненной в Ярославском государственном университете им. П.Г. Демидова (ЯрГУ), на тему «Разработка и исследование алгоритмов обнаружения сигналов в когнитивных радиосетях»

Результаты диссертационной работы Стоянова Д.Д. «Разработка и исследование алгоритмов обнаружения сигналов в когнитивных радиосетях» нашли применение в разработках ООО «Оскар». Особый практический интерес представляют следующие результаты диссертации:

1. Научно-исследовательская программа SignalDetecting, позволяющая проводить анализ алгоритмов обнаружения радиосигналов по набору синтезированных сигналов с различными статистическими характеристиками.

2. Плагин «SignalDetection» для программного обеспечения SDR#, реализующий комбинированный алгоритм обнаружения.

Разработанные Стояновым Д.Д. алгоритмы обнаружения радиосигналов применяются в программно-аппаратном комплексе SDR-309-CR, разработанным на предприятии совместно со Стояновым Д.Д.

Инженер-конструктор

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Kalistratov', is written over the printed name.

И.А. Калистратов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014618161

«SignalDetecting - научно-исследовательская программа по
изучению алгоритмов обнаружения радиосигналов»

Правообладатель: *Стойанов Дмитрий Драганович (RU)*

Автор: *Стойанов Дмитрий Драганович (RU)*



Заявка № 2014615865

Дата поступления 18 июня 2014 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 12 августа 2014 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов