

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»
(ФГБОУ ВО «ВГТУ», ВГТУ)

На правах рукописи



ФАУСТОВ Иван Сергеевич

**Обнаружение сигналов и идентификация источников радиоизлучений
многоканальными системами радиоконтроля**

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Токарев А.Б.

Воронеж – 2025

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ОСОБЕННОСТИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОКОНТРОЛЯ	12
1.1. Назначение и возможности многоканальных систем радиоконтроля.....	13
1.2. Статистические характеристики принимаемого сигнала	15
1.3. Угловая дисперсия многолучевого канала.....	17
1.4. Пространственная корреляция	20
1.5. Общая процедура обработки сигнала.....	24
1.6. Оценка эффективности разнесенного приема	27
Выводы	30
2. ОБРАБОТКА СИГНАЛА С ПРЯМЫМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОКОНТРОЛЯ.....	31
2.1. Модель принимаемого сигнала	31
2.2. Анализ потенциальной эффективности разнесенного приема	33
2.3. Общая схема разнесенного приема.....	35
2.4. Обнаружение и частотно-временная синхронизация	37
2.5. Оценка канала и демодуляция.....	40
2.6. Основные результаты исследования	42
Выводы	46
3. ОБРАБОТКА OFDM-СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОКОНТРОЛЯ	47
3.1. Модель принимаемого сигнала	48
3.2. Анализ потенциальной эффективности разнесенного приема	49
3.3. Общая схема разнесенного приема.....	51
3.4. Обнаружение и частотно-временная синхронизация	52
3.5. Оценка канала и демодуляция.....	56
3.6. Основные результаты исследования	58
Выводы	62
4. ОБРАБОТКА СИГНАЛА С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОКОНТРОЛЯ	63
4.1. Модель принимаемого сигнала	63
4.2. Анализ потенциальной эффективности разнесенного приема	67
4.3. Разнесенный прием на основе корреляционной обработки сигналов.....	72
4.4. Обнаружение и частотно-временная синхронизация	74
4.5. Демодуляция гауссовской частотной манипуляции	77
4.6. Получение сетевых идентификаторов.....	78
4.7. Основные результаты исследования	80

Выводы	83
5. ОБНАРУЖЕНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ	84
5.1. Особенности радиоконтроля периодических импульсных сигналов.....	84
5.2. Обнаружение периодической компоненты сигнала и оценка ее периода	86
5.3. Оценка формы и длительности импульса	89
5.4. Результаты моделирования.....	92
Выводы	93
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	94
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	97
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Акт внедрения результатов диссертационной работы.....	108

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность проблемы. Современное поколение беспроводных систем связи (БСС) обеспечивает передачу различных видов информации в широкой полосе частот. При создании широкополосных систем используются технологии расширения спектра в частотной (FHSS – frequency-hopping spread spectrum) и временной (DSSS – direct sequence spread spectrum) областях, а также многочастотная передача (OFDM – orthogonal frequency-division multiplexing). Эти технологии являются основой современных беспроводных систем связи Bluetooth, ZigBee, Wi-Fi и др. Обеспечение радиоконтроля (РК) таких систем, включая обнаружение, оценку параметров сигналов, идентификацию и локализацию источников радиоизлучений (ИРИ), представляет собой актуальную научно-прикладную задачу.

Сложность решения задач РК применительно к сигналам различных типов может существенно отличаться. Обнаружение и анализ широкополосных сигналов требует высокой частоты дискретизации и скорости обработки, что создаёт серьёзную нагрузку на приёмную и вычислительную аппаратуру. Широкополосные системы способны работать при низких отношениях сигнал-шум, поэтому одним из ключевых требований при проектировании и разработке систем РК является обеспечение высокой помехоустойчивости и чувствительности методов обработки сигнала. Повышение указанных характеристик возможно за счет использования многоканальных радиоприемных устройств (РПУ), которые могут быть оснащены антенными решётками (АР) для пеленгования ИРИ. Другим вариантом многоканальной аппаратуры можно считать пространственно-распределенные РПУ, синхронизированные с помощью общего эталонного сигнала. Пространственно-распределенные РПУ позволяют эффективно бороться с эффектами многолучевого распространения за счет разнесенного приема. Алгоритмы обработки сигналов в многоканальных РПУ и будут служить объектом анализа в настоящем исследовании.

Эффективность разнесенного приема в значительной степени определяется степенью взаимной корреляции сигналов, поступающих на различные антенные

элементы (АЭ). Одновременно с этим, корреляция сигналов необходима для оценки разности фаз (ковариационных или корреляционных матриц) сигналов разных АЭ при пеленговании. Необходимость пеленгования огромного числа устройств, ведущих работу в одном диапазоне частот, привела к развитию методов «адресного пеленгования». В отличие от традиционного пеленгования, адресное пеленгование предполагает однозначное установление принадлежности обнаруженного сигнала конкретному источнику БСС, что позволяет вычислять пеленг по выделенному сигналу данного источника. Это требует обязательной идентификации источника на основе его уникальных характеристик, в качестве которых используются сетевые адреса. Разнесенный прием позволяет повысить вероятность обнаружения и идентификации устройств БСС, что напрямую влияет на показатели адресного пеленгования. При наличии коррелированных замираний выигрыш от использования разнесенного приема обусловлен увеличением среднего уровня принимаемых сигналов и при оптимальном сложении пропорционален числу задействованных АЭ. В данной работе критерием оптимальности является максимизация отношения сигнал-шум (ОСШ) на выходе схемы сложения.

При использовании распределённых радиоприемных устройств помимо увеличения среднего уровня принимаемых сигналов наблюдается уменьшение вероятности глубоких замираний, так как корреляция сигналов антенных элементов стремится к нулю. Выигрыш от использования разнесенного приема в этом случае будет максимальным.

Существуют и другие методы пространственной обработки сигналов АЭ, например, методы многосигнальной классификации (MUSIC, ESPRIT и др.) или методы формирования луча в направлении на источник (beamforming). Однако разнесенный прием является универсальным, может быть реализован как в случае пространственно-распределенных РПУ, так и в случае использования многоканальных РПУ с антенной решеткой, имеет меньшую вычислительную сложность, а потому является наиболее предпочтительным в системах радиоконтроля БСС.

Разнесённый приём сводится к дифференциально-взвешенному сложению сигналов, принятых разными АЭ. При этом одним из основных препятствий на

пути к практической реализации оптимального сложения является получение высококачественных оценок комплексных огибающих принимаемых сигналов, которые впоследствии используются в качестве весовых коэффициентов при сложении. Как правило, такие оценки формируются на основе известных опорных участков принимаемого сигнала. Если такие участки сигналов приемнику не известны, то выполнение достоверной оценки канала существенно затрудняется. Решением может служить использование схем с последетекторным сложением. При когерентной демодуляции характеристики додетекторного и последетекторного сложения оказываются одинаковыми. Однако при некогерентной демодуляции додетекторное сложение демонстрирует лучшие характеристики по сравнению с последетекторным.

В данной работе для реализации додетекторного сложения сигналов в условиях, когда выполнение достоверной оценки канала затруднено, применяется корреляционная обработка сигналов разных АЭ. Наличие известных опорных участков сигнала в этом случае не является обязательным. Выигрыш в величине выходного ОСШ при этом становится близким к аналогичному выигрышу для разнесения с использованием опорных участков сигналов, если уровень шума не превышает уровень полезного сигнала.

Неотъемлемой процедурой приема сигналов является обнаружение и частотно-временная синхронизация, которая должна эффективным образом учитывать информацию со всех АЭ. В противном случае потенциал разнесенного приема не будет использован полностью.

Анализ современных публикаций показывает, что проблематика многоканальной обработки сигналов при РК отдельных БСС до настоящего времени не получила достаточного теоретического и практического освещения. В связи с этим для разработчиков систем РК актуальной является задача совершенствования алгоритмов многоканальной обработки сигналов современных БСС с целью обеспечения надежного обнаружения, точной оценки параметров и идентификации сигналов в условиях многолучевости и низкого отношения сигнал/шум. При этом особое внимание должно быть уделено оптимизации вычислительных процедур, направленных на снижение общей сложности

алгоритмов, что обеспечит их практическое использование. От успешности реализации этих операций будут существенно зависеть вероятность обнаружения и идентификации ИРИ, радиус действия приемной аппаратуры, а также показатели качества адресного пеленгования.

Степень разработанности темы исследования. Задаче обнаружения и идентификации сигналов посвящён ряд работ. В частности, в работах Малышева В. Н., Шевченко М. Е. исследуются вопросы совместной идентификации и пеленгования сигналов при радиоконтроле. Разработке алгоритмов обнаружения и синхронизации сигналов уделено внимание в трудах Schmidl T. M. и Cox D. C., чьи методы получили широкое распространение в современных системах связи. Значительный вклад в исследование разнесённого приема внесли такие ученые, как Андронов И. С., Финк Л. М., Rappoport T., Foschini J., чьи работы легли в основу теоретических исследований. Аспекты многоканальной обработки сигналов подробно исследованы в работах современных зарубежных ученых, таких как Barry J. R., Cho Y. S., а также российских ученых Манелиса В. Б., Ермолаева В. Т., Флаксмана А. Г.

Разнесённый приём является хорошо изученным направлением, о чём свидетельствует большое количество фундаментальных и прикладных работ. Однако вопросы интеграции методов разнесённого приёма в задачи радиоконтроля остаются недостаточно проработанными.

Объектом исследования являются процедуры обнаружения и приема сигналов современных БСС при решении задач РК с использованием многоканальной аппаратуры.

Предмет исследования составляют:

- алгоритмы обнаружения, частотно-временной синхронизации, оценки канала и демодуляции сигналов современных БСС;
- способы объединения результатов обнаружения, частотно-временной синхронизации и демодуляции, полученных для различных АЭ;
- влияние корреляции сигналов АЭ, обусловленной близким расположением приемных антенн, на снижение помехоустойчивости многоканальной обработки.

Целью диссертационной работы является совершенствование методики и алгоритмов многоканальной обработки сигналов при обнаружении и идентификации ИРИ в сложных условиях приема при наличии корреляции сигналов АЭ.

Для реализации этой цели в диссертационной работе поставлены и решены следующие основные задачи:

1. Разработка методики обнаружения и частотно-временной синхронизации сигналов Bluetooth в условиях, когда код доступа (Access Code, AC) известен сопряженным устройствам в пределах одной сети, но не известен системам РК.

2. Разработка алгоритмов объединения результатов обработки сигналов с разных АЭ при обнаружении, частотно-временной синхронизации, оценке параметров и демодуляции сигналов Bluetooth, ZigBee и Wi-Fi.

3. Анализ алгоритмов итеративной частотной подстройки при демодуляции OFDM-сигналов и сигналов с расширением спектра DSSS.

4. Разработка алгоритмов обнаружения периодических импульсных сигналов (ПИС), оценки их параметров, а также выделения идентификационных признаков импульсных сигналов.

5. Аналитическая и экспериментальная оценка помехоустойчивости разработанных алгоритмов при наличии замираний и корреляции сигналов АЭ.

Научная новизна. В диссертации получены следующие основные результаты, характеризующиеся научной новизной:

1. Методика обнаружения и частотно-временной синхронизации для сигналов Bluetooth, отличающаяся возможностью обработки сигналов с неизвестным кодом доступа, обеспечивает решение задач обнаружения и идентификации устройств в условиях пассивного РК.

2. Алгоритм разнесенного приема сигналов Bluetooth, отличающийся использованием корреляционной обработки при поиске весовых коэффициентов, обеспечивает помехоустойчивость близкую к оптимальному весовому сложению для сигналов с неизвестным кодом доступа.

3. Алгоритмы обнаружения и частотно-временной синхронизации сигналов Wi-Fi и ZigBee, отличающиеся использованием двух и более каналов приема,

позволяют повысить точность оценки частотной расстройки и временного положения пакетов.

4. Алгоритм приема сигналов O-QPSK с DSSS, отличающийся итеративной частотной подстройкой, позволяет минимизировать вероятность битовых ошибок при значительной нестабильности рабочей частоты устройств ZigBee.

5. Алгоритм обработки периодических импульсных сигналов на основе свойств АКФ, отличающийся возможностью идентификации и оценки параметров импульса (форма, длина) периодического сигнала, обеспечивает решение задач РК при наличии помех от других ИРИ.

Теоретическая значимость работы заключается в создании комплекса алгоритмов, обеспечивающих разнесенный приём сигналов БСС, и исследование особенностей разработанных алгоритмов в релеевском канале при наличии корреляции сигнала АЭ. Проведенные исследования позволяют сформировать ориентированную на многоканальную аппаратуру РК методику обнаружения и идентификации устройств БСС.

Практическая значимость работы. Применение разработанной методики многоканальной обработки сигналов способствует повышению помехоустойчивости, расширению зоны действия аппаратуры РК, а также увеличению вероятности обнаружения и идентификации ИРИ в сложных условиях приема. Полученные в диссертационной работе результаты могут быть рекомендованы для использования при проектировании аппаратуры РК БСС.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались методы математического анализа, теории вероятностей и математической статистики, статистической радиофизики, оценивания параметров сигналов на фоне помех, имитационного компьютерного моделирования.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Разработанная методика обнаружения и частотно-временной синхронизации для сигналов Bluetooth позволяет реализовать прием как широкополосных пакетов, так любых других пакетов, определяемых стандартом 802.15.1 (Bluetooth), что увеличивает количество обнаруженных устройств при пассивном радиоконтроле.

2. Разработанный алгоритм разнесённого приёма сигналов Bluetooth на основе корреляционной обработки существенно повышает помехоустойчивость систем пассивного РК. В частности, в релеевском канале достигается прирост помехоустойчивости на 3,0–18,2 дБ в зависимости от количества антенных элементов и корреляции принимаемых сигналов (при вероятности пакетной ошибки 1%).

3. Разработанный алгоритм разнесенного приема сигналов ZigBee, включая обнаружение, частотно-временную синхронизацию и демодуляцию, позволяет в релеевском канале достичь прироста помехоустойчивости на 2,8–18,7 дБ в зависимости от количества антенных элементов и корреляции принимаемых сигналов (при вероятности пакетной ошибки 1%).

4. Разработанный многоканальный алгоритм обнаружения и частотно-временной синхронизации при реализации разнесенного приема сигналов Wi-Fi позволяет в релеевском канале достичь прироста помехоустойчивости на 3,0–19,3 дБ в зависимости от количества антенных элементов и корреляции принимаемых сигналов (при вероятности пакетной ошибки 1%).

5. Разработанный алгоритм обнаружения, оценки параметров и идентификации периодического импульсного сигнала эффективно функционирует в условиях априорной неопределенности о структуре сигнала и существенно отрицательном отношении сигнал/шум. В частности, при длительности импульса 2,5 мкс и скважности 40 достигается вероятность обнаружения и идентификации 0,8 при уровне сигнал/шум –14,8 дБ; для скважности 80 аналогичная вероятность достигается при –13,0 дБ, а для скважности 160 – при –9,8 дБ.

Реализация и внедрение результатов работы. Основные теоретические и практические результаты работы использованы при разработке аппаратуры РК производства АО «ИРКОС» (г. Москва), что подтверждено актом внедрения.

Достоверность результатов исследования. Достоверность результатов, полученных в диссертационной работе, подтверждается корректностью использования математического аппарата, согласованием новых результатов с известными в частных и предельных случаях, а также с результатами имитационного компьютерного моделирования.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на Международной заочной научно-технической конференция «Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT)» (г. Тольятти, 2024); Международных научно-технических конференциях «Радиолокация, навигация и связь» (г. Воронеж, 2021, 2022, 2023).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 13 научных работ, включая 8 статей в изданиях, рекомендованных ВАК РФ, 1 работу в издании, индексируемом в международных цитатно-аналитических базах данных Web of Science и Scopus, и 4 доклада на научно-технических конференциях и семинарах.

Личный вклад автора состоит в разработке и исследовании алгоритмов разнесенного приема сигналов [6-8, 13]; в разработке имитационной модели и оценке помехоустойчивости приема сигналов [3, 9]; в исследовании влияния корреляции на характеристики помехоустойчивости [7, 8, 13]; в разработке способов идентификации сигналов современных БСС [1-5, 9-12]; а также в практической реализации разработанных технических решений в составе систем РК, выпускаемых АО «ИРКОС».

Структура и объём работы. Диссертационная работа состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы, включающего 97 наименований и 1 приложения. Основная часть работы изложена на 109 страницах, содержит 33 рисунка и 3 таблицы.

1. ОСОБЕННОСТИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОКОНТРОЛЯ

В настоящей главе рассмотрены основные задачи служб РК, описаны возможности современных многоканальных систем. Приведена общая процедура многоканальной обработки сигнала, направленная на обнаружение и идентификацию ИРИ. Рассмотрены потенциальные области применения разнесенного приема в задачах РК.

Представлены статистические характеристики принимаемого сигнала, в том числе временная и угловая дисперсия, обусловленные многолучевым распространением сигнала. Многолучевость также оказывает влияние на степень корреляции сигналов элементов антенной решетки (АР).

Пространственная корреляция играет ключевую роль в производительности многоканальных систем и часто исследуется в литературе, при этом предлагаются различные модели, описывающие ее характеристики. В данной работе используется простая модель пространственной корреляции для АЭ. При этом рассмотрение ограничено случаем частотно-неселективных замираний. Такой модели оказывается достаточно для анализа типовых сценариев обнаружения и приема рассматриваемых сигналов системами РК.

В заключительной части главы приведены базовые соотношения, раскрывающие влияние статистических характеристик сигнала на показатели разнесённого приёма и поясняющие механизмы, определяющие его помехоустойчивость и эффективность в многоканальных системах.

1.1. Назначение и возможности многоканальных систем радиоконтроля

Современные системы РК представляют собой совокупность технических и программных средств, предназначенных для обнаружения, идентификации, локализации и контроля источников радиоизлучения в заданном диапазоне частот. Эти задачи решаются службами радиомониторинга и органами государственной безопасности при планировании и эксплуатации беспроводных сетей, проверки соответствия требований к параметрам передатчиков, контроля зон покрытия, проверки соблюдения частотно-территориального плана.

Развитие систем РК напрямую связано с эволюцией радиосвязи, переходом к сложным стандартам передачи данных и ростом числа устройств, использующих радиочастотный спектр. Современные технологии БСС, использующие сложные схемы модуляции, предъявляют повышенные требования к чувствительности и производительности средств РК. В то же время экспоненциальный рост IoT-систем (ZigBee, LoRa, NB-IoT), мобильных сетей (GSM, UMTS, LTE, 5G) и беспроводных сетей ближнего действия (Bluetooth, Wi-Fi) приводит к существенной загруженности радиочастотного спектра, увеличению помех и усложнению задач обнаружения и локализации источников несанкционированных излучений.

Особую роль в современных системах РК играют многоканальные радиоприемные устройства, оснащённые антенными решётками (АР). Использование АР позволяет расширить функциональные возможности систем, в частности:

- Определять направление прихода сигнала за счет использования методов многосигнальной классификации (MUSIC, ESPRIT и др.). Методы многосигнальной классификации подходят для пеленгования неизвестных сигналов, работающих на одной частоте. Однако их применение ограничено числом одновременно действующих источников, которое не должно превышать количество антенных элементов. Также указанные методы не позволяют идентифицировать ИРИ, а потому не обеспечивают полноты решения задач РК;

– Реализовать адаптивное взвешенное суммирование сигналов антенных элементов таким образом, при котором осуществляется формирование луча в направлении на источник (beamforming). Однако этот метод имеет значительную вычислительную сложность, особенно в случае большого числа элементов АР. Как следствие, практическая реализация методов формирования луча сопряжена с большими трудностями;

– Реализовать разнесенный прием сигнала.

С учётом стремительного роста числа беспроводных устройств, ограничений методов многосигнальной классификации, особую актуальность приобретает задача адресного пеленгования – определения направления прихода сигнала ИРИ с учетом уникальных идентификационных признаков источника, в качестве которых могут выступать сетевые адреса. В отличие от традиционного пеленгования, адресное пеленгование предполагает однозначное установление принадлежности обнаруженного сигнала конкретному источнику БСС, что позволяет вычислять пеленг по выделенному сигналу данного источника.

Решение задач адресного пеленгования требует комплексного подхода, объединяющего алгоритмы приёма сигналов БСС и методов расчёта пеленга. Для расчета пеленга критически важно наличие корреляции сигналов на антенных элементах, необходимой для оценки фазовых сдвигов и построения ковариационных/корреляционных матриц. Поэтому расстояние между элементами АР, как правило, не превышает половины длины волны. Наличие нескольких каналов приема в аппаратуре РК позволяет использовать методы разнесенного приема при реализации адресного пеленгования. Это позволяет повысить вероятность правильного обнаружения и идентификации устройств БСС, расширить зону действия приемной аппаратуры. Стоит отметить, что эффективность разнесенного приема будет максимальной в случае независимых сигналов АЭ; в противном случае эффективность разнесённого приёма снижается.

Помимо многоканальных РПУ с АР все чаще используются распределенные РПУ, особенно при радиоконтроле внутри контролируемых помещений и на прилегающей территории. В таких условиях разнесённый приём обеспечивает

высокую помехоустойчивость и эффективность в борьбе с глубокими замираниями сигнала.

1.2. Статистические характеристики принимаемого сигнала

Системы радиоконтроля практически всегда функционируют в условиях многолучевого распространения сигналов. Принимаемый сигнал представляет собой сумму отдельных сигналов, отраженных от большого числа рассеивателей (отражателей), которые располагаются вокруг ИРИ случайным образом и имеют случайную эффективную поверхность рассеяния. Следствием этого могут быть замирания амплитуды результирующего сигнала и задержка его прихода на приемную антенну. Изменения свойств пространственного канала, как правило, являются случайными, поэтому естественно характеризовать канал статистически.

Если канал порождает много сигналов с различными задержками, то говорят, что имеет место *временная дисперсия* сигнала [1,2]. Канал с временной дисперсией характеризуют спектром мощности задержанных сигналов – зависимостью коэффициента передачи мощности от величины задержки

$$P(\tau) = \sum_i P(\tau_i) \delta(\tau - \tau_i). \quad (1.1)$$

Наиболее важными характеристиками рассеяния во времени являются среднее значение $\langle \tau \rangle$ и среднеквадратичное отклонение (СКО) σ_τ [2].

$$\langle \tau \rangle = \frac{\sum_i \tau_i P(\tau_i)}{\sum_i P(\tau_i)}, \quad (1.2)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\langle \tau^2 \rangle - \langle \tau \rangle^2}, \quad (1.3)$$

где $\langle \tau \rangle^2$ – средний квадрат задержки, равный

$$\langle \tau^2 \rangle = \frac{\sum_i \tau_i^2 P(\tau_i)}{\sum_i P(\tau_i)}. \quad (1.4)$$

Согласно исследованиям [3-5] среднее значение $\langle \tau \rangle$ для систем, работающих в диапазоне 2,4 ГГц, составляет 10-100 нс. На рисунке 1.1 отражен пример спектра мощности задержек в канале, полученный в ходе эксперимента [5].

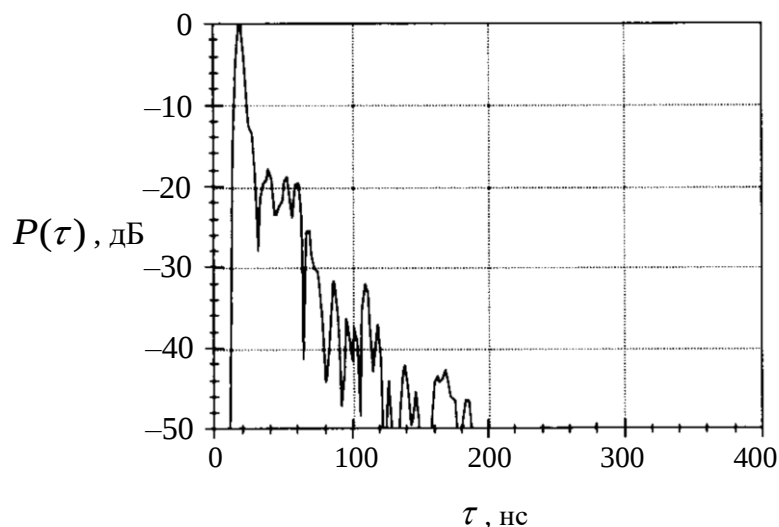


Рисунок 1.1 – Пример спектра мощности задержек в канале в диапазоне 2,4 ГГц

Полоса когерентности по частоте как параметр радиоканала вводится на основе статистической связи с СКО (1.3). Наличие связи между значениями этих параметров подтверждается экспериментально, однако установить аналитическую связь между ними не удалось. Если *полосу когерентности* Δf_K определить как интервал частот, в котором любые две спектральные составляющие сигнала имеют коэффициент корреляции выше 0,9, то на основании экспериментальных данных можно записать соотношение в виде [2]

$$\Delta f_K = \frac{1}{50\sigma_\tau}. \quad (1.5)$$

При этом если Δf_K мало по сравнению с полосой частот переданного сигнала, канал называют *частотно-селективным*. В противном случае, канал называют *частотно-неселективным* или *плоским*.

Для передачи сообщений система связи использует радиосигналы длительности T_s , из-за временной дисперсии будет наблюдаться межсимвольная интерференция. Однако в анализируемых случаях временная дисперсия значительно меньше длительности символа, что характерно для большинства

беспроводных систем ближнего радиуса действия. В частности, $T_s = 1$ мкс для Bluetooth и $T_s = 16$ мкс для ZigBee, тогда как максимальная задержка отражённых сигналов в типичных условиях эксплуатации не превышает нескольких сотен наносекунд. Таким образом, влияние межсимвольной интерференции можно считать пренебрежимо малым при теоретическом анализе и моделировании. Пусть также канал является *частотно-неселективным* и все частотные компоненты сигнала испытывают одинаковые замирания. Это дает возможность рассматривать передаточную функцию в виде

$$h(t) = \alpha(t)e^{-j\varphi(t)} \quad (1.6)$$

где $\alpha(t)$ представляет огибающую, а $\varphi(t)$ представляет фазу эквивалентного низкочастотного сигнала. Если $h(t)$ комплексный гауссовский случайный процесс с нулевым средним, то $\alpha(t)$ распределено по Релею для любого фиксированного момента t , а $\varphi(t)$ имеет равномерное распределение на интервале $(-\pi, \pi)$.

1.3. Угловая дисперсия многолучевого канала

Распределение Релея характеризует замирания сигнала не в полной мере. В частности, распространение сигналов в многолучевом канале может приводить не только к временной и частотной дисперсии, но и к *угловой дисперсии*. В рамках данной работы эффектами частотной дисперсии, например, доплеровским расширением спектра можно пренебречь, поскольку относительное движение между источником сигнала и приемником невелико. Изучение *угловой дисперсии* сигнала имеет большое значение для выбора расстояний между антеннами в случае реализации разнесенного приема. *Угловая дисперсия* сигнала также оказывает существенное влияние на точность измерения угла прихода сигнала, если решается задача определения местоположения ИРИ.

Физический смысл угловой дисперсии заключается в том, что точечный в пространстве источник сигналов воспринимается приемной антенной как протяженный источник или как множество источников, распределенных по

угловым координатам. Существует огромное количество пространственных моделей многолучевых каналов [6-11]. Наиболее простой для анализа является круговая модель многолучевого канала (КММК). Она предполагает равномерное распределение рассеивателей внутри круга. Вторая модель – классическая модель Кларка [6], которая предполагает равномерное распределение рассеивателей на окружности. Более сложная модель предложена в [11] и называется гауссовой моделью многолучевого канала (ГММК). Она предполагает, что плотность рассеивателей является равномерной по угловой координате φ и уменьшается по гауссову закону с расстоянием от ИРИ.

На рисунке 1.2 показаны модели рассеивателей, окружающих ИРИ.

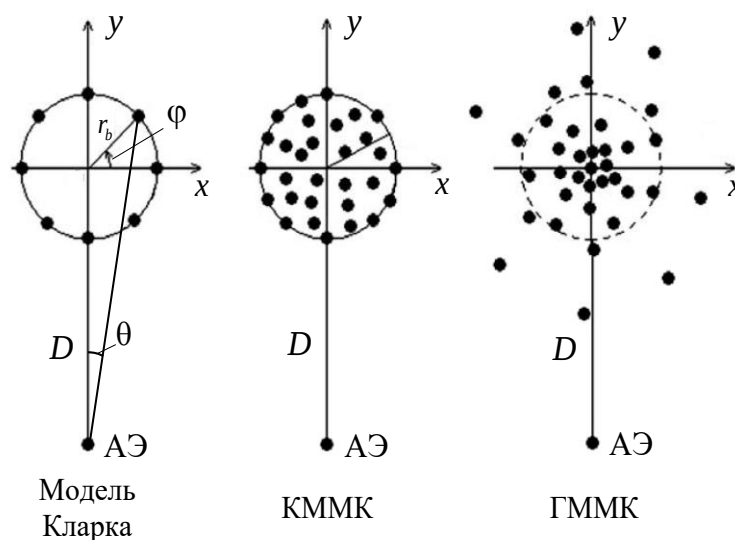


Рисунок 1.2 – Модели расположения рассеивателей возле ИРИ

Сигнал, принимаемый системой РК, представляет собой сумму сигналов, отраженных от различных рассеивателей, располагающихся вокруг ИРИ случайным образом. При этом предполагается, что каждый рассеиватель имеет изотропную диаграмму рассеивания и многократные переотражения сигналов не учитываются; коэффициент отражения от произвольного рассеивателя имеет единичную амплитуду и случайную фазу; сигнал прямой видимости отсутствует. Так как сигналы отдельных рассеивателей статистически независимы, мощность излучения, падающего на антенну в некотором угловом секторе, будет пропорциональна числу рассеивателей в этом секторе. Следовательно, задача

определения *угловой дисперсии* сводится к задаче определения *углового распределения* рассеивателей.

Проанализируем плотность вероятности *углового распределения* рассеивателей, наблюдаемых в точке приема. Система координат (x, y) связана с ИРИ, в то время как приемная антенна располагается на расстоянии D от источника. Сначала перейдем в систему координат (x', y') с центром в точке приема, т. е. $x' = x$ и $y' = y + D$. Затем введем полярную систему координат (r, θ) , такую, что $x' = r \sin \theta$, $y' = r \cos \theta$, а угол θ отсчитывается от линии, соединяющей ИРИ и приемную антенну. Нетрудно показать, что якобиан, такого преобразования равен r и

$$r_b^2 = x^2 + y^2 = r^2 - 2rD \cos \theta + D^2. \quad (1.7)$$

Решая квадратное уравнение относительно r , получим

$$r_1(\theta), r_2(\theta) = D \cos \theta \pm \sqrt{D^2 \cos^2 \theta + r_b^2 - D^2}, \quad |\theta| \leq \theta_{MAX} \quad (1.8)$$

где $\sin \theta_{MAX} = r_b / D$.

С учетом преобразования системы координат для КММК получим

$$p_{r,\theta}(r, \theta) = \frac{1}{\pi r_b^2} \cdot r, \quad r \in [0, r_b]. \quad (1.9)$$

Одномерная плотность вероятности $p_\theta(\theta)$ распределения рассеивателей (*угловая плотность мощности*) может быть получена путем интегрирования функции (1.3) по радиусу r . Следовательно,

$$\begin{aligned} p_\theta(\theta) &= \frac{1}{\pi r_b^2} \int_{r_1(\theta)}^{r_2(\theta)} r dr = \frac{1}{\pi r_b^2} \cdot \frac{r^2}{2} \Big|_{r_1(\theta)}^{r_2(\theta)} = \frac{2D \cos \theta \sqrt{D^2 \cos^2 \theta + r_b^2 - D^2}}{\pi r_b^2} = \\ &= \frac{2 \cos \theta \sqrt{\sin^2 \theta_{MAX} - \sin^2 \theta}}{\pi \sin^2 \theta_{MAX}}, \quad |\theta| \leq \theta_{MAX} \end{aligned} \quad (1.10)$$

КММК модель довольно хорошо согласуется с экспериментальными данными в случае преимущественно направленного распространения сигнала.

Анализ *угловой плотности мощности* позволяет выявить характер пространственного распределения энергии многолучевого сигнала. Наличие

одного или нескольких локализованных максимумов указывает на доминирование отдельных кластеров, соответствующих различным направлениям прихода волн. Ширина и форма распределения отражают степень углового рассеивания, что, в свою очередь, характеризует условия распространения сигнала – от преимущественно направленного (например, при наличии прямой видимости) до изотропного (в условиях интенсивного многолучевого распространения).

1.4. Пространственная корреляция

Рассмотрим статистическую взаимосвязь двух приемных антенн $A1$ и $A2$, расположенных на расстоянии d друг от друга, как показано на рисунке 1.3.

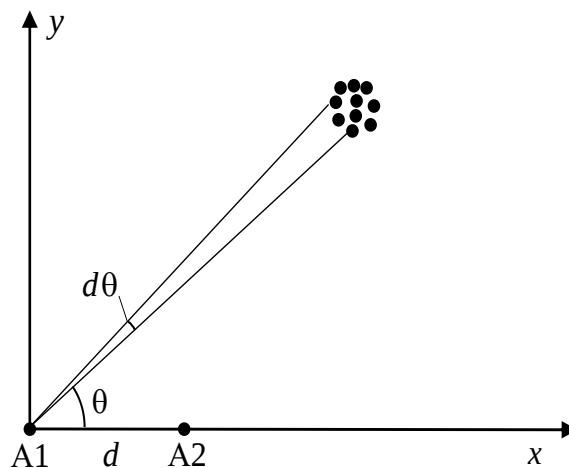


Рисунок 1.3 – Расположение протяженного источника относительно двух приемных антенн

Диаграмму направленности антенны $A1$ зададим в виде комплексной функции $f_1(\theta)$. Поскольку антенна $A2$ смещена из начала координат, ее диаграмма направленности должна учитывать это смещение в виде дополнительного множителя, то есть она равна $f_2(\theta)\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}d\cos\theta\right)$. Таким образом, диаграммы направленности обеих антенн могут быть представлены в единой системе координат. Здесь учтено, что протяженный источник сигнала расположен на значительном удалении, а потому его волновой фронт можно считать плоским.

Сигнал в каждой антенне представляет собой сумму элементарных сигналов протяженного источника. Учитывая *угловую плотность мощности* нетрудно найти среднюю мощность, принимаемую каждой антенной, и функцию корреляции сигналов, принятых антеннами A1 и A2. В результате будем иметь, что

$$\langle |s_1|^2 \rangle = \int_0^{2\pi} |f_1(\theta)|^2 p(\theta) d\theta, \quad (1.11)$$

$$\langle |s_2|^2 \rangle = \int_0^{2\pi} |f_2(\theta)|^2 p(\theta) d\theta, \quad (1.12)$$

$$\langle s_1 s_2^* \rangle = \int_0^{2\pi} f_1(\theta) f_2^*(\theta) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta)\right) p(\theta) d\theta. \quad (1.13)$$

Коэффициент пространственной корреляции между сигналами на двух антеннах (на расстоянии d) определяется как нормированное математическое ожидание произведения их сигналов:

$$\rho_{12} = \frac{\langle s_1 s_2^* \rangle}{\sqrt{\langle |s_1|^2 \rangle \langle |s_2|^2 \rangle}}. \quad (1.14)$$

Поскольку нас интересуют эффекты, связанные только с угловой дисперсией источника сигнала, для функции $p(\theta)$ будем использовать интегральную нормировку

$$\int_0^{2\pi} p(\theta) d\theta = 1. \quad (1.15)$$

Такая нормировка предполагает, что полная мощность источника является фиксированной. Выражения (1.11) – (1.13) существенно упрощаются, если диаграммы направленности обеих антенн не зависят от угловых координат и могут быть заменены фиксированными значениями (изотропные излучатели). Тогда с учетом (1.15) из (1.14) получим, что

$$\rho_{12} = \int_0^{2\pi} \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta)\right) p(\theta) d\theta \quad (1.16)$$

Рассмотрим некоторые частные случаи, которые помогают понять общие закономерности пространственной корреляции сигналов:

– Источник сигнала имеет пренебрежимо малые угловые размеры. В этом случае мы говорим об отсутствии угловой дисперсии сигнала. Допустим, угол θ_0 соответствует направлению на источник. Тогда функция *угловой плотности мощности* может быть представлена в виде δ -функции, т.е. $p(\theta) = \delta(\theta - \theta_0)$. Используя фильтрующее свойство δ -функции, из (1.16) находим

$$\rho_{12} = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta_0)\right). \quad (1.17)$$

Модуль коэффициента корреляции равен единице, а его фаза меняется линейно в зависимости от расстояния d между антеннами.

– Рассеиватели расположены равномерно по окружности, что соответствует упомянутой выше модели Кларка. Тогда функция *угловой плотности мощности* $p(\theta) = \frac{1}{2\pi}$. В этом случае из (1.16) находим

$$\rho_{12} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta)\right) d\theta = J_0\left(\frac{2\pi}{\lambda} d\right) \quad (1.18)$$

где J_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Радиус пространственной корреляции d_0 определяется из условия $|\rho(d_0)| = \frac{1}{e}$.

В случае, если расстояние между соседними антенными элементами превышает d_0 , принятые сигналы являются достаточно декоррелированными. Для случая (1.18) радиус корреляции будет составлять $d_0 \simeq 0,28\lambda$, что означает фактическое отсутствие корреляции между сигналами при разнесении антенн на расстояние порядка $0,5\lambda$.

В условиях плотной городской застройки или внутри помещений отсутствие корреляции сигналов АЭ приводит к существенному снижению точности пеленгования. Вместе с тем, отсутствие корреляции способствует эффективной реализации разнесенного приема, обеспечивая увеличение помехоустойчивости обнаружения сигнала и идентификации ИРИ. Влияние корреляции на процедуры разнесенного приема будет рассмотрено в последующих главах.

Рассмотрим одну из широко применяемых в литературе моделей пространственной корреляции [12], используемую при моделировании многоканальных систем. Согласно этой модели между i -м и j -м элементами АР почти всегда существует некоторая зависимость, которую можно характеризовать *коэффициентами взаимной корреляции* $\rho_{i,j}$, $i, j = 1, 2, \dots, N$, где N – общее количество элементов АР. Коэффициенты взаимной корреляции являются составляющими эрмитовой *матрицы корреляционных коэффициентов*

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1N} \\ \rho_{12} & 1 & \cdots & \rho_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{1N} & \rho_{2N} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

В общем случае матрица $\mathbf{A}$ имеет произвольную структуру. Обычно АЭ нумеруют в таком порядке, чтобы модуль функции взаимной корреляции убывал с ростом разности номеров АЭ. В большинстве случаев корреляция имеет заметную величину только для соседних АЭ и экспоненциально убывает с увеличением модуля разности номеров каналов. Тогда матрицу (1.19) можно аппроксимировать следующим образом

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \cdots & \rho^{N-1} \\ \rho & 1 & \cdots & \rho^{N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho^{N-1} & \rho^{N-2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

где ρ – *коэффициент взаимной корреляции* соседних элементов АР.

Модель корреляции рассматривается исходя из предположения, что корреляция между приёмными антеннами независима от корреляции между передающими антеннами.

Матрица радиоканала с учетом пространственной корреляции имеет вид [13]

$$\mathbf{H} = \mathbf{\Gamma} \tilde{\mathbf{H}}, \quad (1.21)$$

где $\tilde{\mathbf{H}}$ – матрица радиоканала без пространственной корреляции, матрица $\mathbf{\Gamma}$ может быть найдена с помощью разложения Холецкого (метода квадратного корня) из условия

$$\Gamma\Gamma^T = A_{TX} \otimes A_{RX} \quad (1.22)$$

где A_{TX} – корреляционная матрица размерности $N_{TX} \times N_{TX}$ на передающей стороне (N_{TX} – количество передающих антенн), A_{RX} – корреляционная матрица размерности $N_{RX} \times N_{RX}$ на приемной стороне, $\otimes$ – оператор Кронекера.

1.5. Общая процедура обработки сигнала

Известно, что АР может использоваться для определения направления прихода сигнала с использованием методов адресного пеленгования в случае, если угловое рассеивание небольшое, а сигналы с элементов АР коррелированы. Неотъемлемой частью адресного пеленгования является прием целевых сигналов для выделения *идентификационных признаков* источника (например, сетевых адресов). Эффективность выполнения этих операций оказывает значительное влияние на точность и надежность пеленгования. Повышение помехоустойчивости приёма многоканальных систем, включая как системы с антенными решётками, так и системы с распределенными приёмниками, возможно за счет разнесенного приема.

Процедура приема сигнала начинается с обнаружения и частотно-временной синхронизации. Большинство современных БСС для начальной частотно-временной синхронизации используют специальный известный сигнал – преамбулу, который предшествует информационному сообщению. Преамбула может представлять собой сигнал с прямым расширением спектра или несколько OFDM символов. В некоторых БСС при синхронизации может использоваться кодовое разделение. В условиях отсутствия априорной информации об используемых кодах сложность процедуры радиоконтроля существенно возрастает. Детальное изложение данной проблемы представлено в главе 4.

Синхронизация должна эффективным образом учитывать информацию со всех АЭ. Точность выполнения синхронизации существенным образом сказывается на последующие процедуры оценки канала и сложения сигналов АЭ. Рассмотрим процесс объединения сигналов АЭ более подробно.

Предположим, что система РК имеет N_{RX} приемных антенн. Свойства пространственного канала определяются вектором-столбцом $\mathbf{H} = (\alpha_0 e^{-j\varphi_1}, \alpha_1 e^{-j\varphi_2}, \dots, \alpha_{N_{RX}-1} e^{-j\varphi_{N_{RX}-1}})^T$ коэффициентов передачи для каждой приемной антенны. Сигнал на входе приемника формально определяется выражением

$$\mathbf{Y} = \sqrt{P_0} \mathbf{H} x + \mathbf{Z}, \quad (1.23)$$

где P_0 – средняя мощность передатчика, x – символ единичной амплитуды, $\mathbf{Z} = (z_1, z_2, \dots, z_N)^T$ – вектор собственных шумов приемных устройств мощностью σ_0^2 .

В первых аналоговых системах связи с разнесенными приемными антеннами использовались простые методы обработки сигналов. Самый простой способ заключается в выборе приемного антенного канала (ветви разнесения) с наибольшей мощностью сигнала (минимальным уровнем шума) и носит название автовыбор (Selection combining, SC)

$$y_{SC} = \sqrt{P_0} \alpha_m e^{-j\varphi_m} x + z_m, \quad m = \arg \max_{n \in [1, N]} \{\alpha_n\}. \quad (1.24)$$

Такой способ наименее эффективен, поскольку в нем используется лишь один из принимаемых сигналов, однако он наиболее прост для практической реализации.

Разнесенный прием можно свести к взвешенному суммированию сигналов, принятых разными элементами АЭ. Принятые сигналы суммируются с комплексными весовыми коэффициентами, которые можно объединить в весовой вектор $\mathbf{W} = (w_1, w_2, \dots, w_N)^T$

$$y_{MRC} = \mathbf{W}^H \mathbf{Y} = \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} w_n [\alpha_n e^{-j\varphi_n} \sqrt{P_0} x + z_n]. \quad (1.25)$$

Для обеспечения максимума ОСШ вектор $\mathbf{W}$ должен быть равен вектору $\mathbf{H}$ [14].

Тогда выходное ОСШ

$$\gamma_{MRC} = \gamma_0 \mathbf{H}^H \mathbf{H} = \gamma_0 \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} \alpha_n^2, \quad (1.26)$$

где $\gamma_0 = P_0 / \sigma_0^2$ – среднее ОСШ на символ в одной приемной антенне.

Отсюда следует, что при оптимальном весовом (дифференциально-взвешенном) суммировании выходное ОСШ представляет собой сумму ОСШ в каждой антенне.

В теории разнесенного приема широко известен метод сложения с равными весами (Equal Gain Combiner, EGC)

$$y_{EGC} = \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} e^{-j\varphi_n} x_n \quad (1.27)$$

Он во многом схож со схемой оптимального сложения, за исключением того, что в ней отсутствуют блоки весовой обработки. Качество обработки, обеспечиваемое сложением с равными весами, по сравнению с оптимальным сложением, оказывается несколько меньше, поскольку помехи и шум, искажающие сигнал и содержащиеся в зашумленных ветвях, могут суммироваться с «чистыми» сигналами ветвей разнесения, не содержащими помех.

ОСШ на выходе схемы сложения с равными весами [14]

$$\gamma_{EGC} = \frac{\gamma_0}{N} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \right)^2. \quad (1.28)$$

Важно отметить, что при равенстве амплитуды канальных множителей сложение с равными весами дает такой же выигрыш, что и оптимальное сложение. Это может быть полезным в случае, когда канальные множители имеют высокую степень корреляции.

Одним из основных препятствий на пути практической реализации обозначенного выигрыша является получение высококачественных оценок комплексных огибающих сигналов, необходимых при когерентном суммировании.

Обычно, оценка канала производится по специальным известным участкам принимаемых сигналов. Если такие участки сигналов приемнику РК не известны, то выполнить оценку канала на практике оказывается проблематично. В этой ситуации сложение сигналов может быть выполнено после детектора. При когерентной демодуляции [15] характеристики додетекторного и последетекторного сложения оказываются одинаковыми. Однако при

некогерентной демодуляции ЧМ сигналов, осуществляемой с помощью дискриминатора, характеристики додетекторного и последетекторного сложения оказываются различными [15].

Другим эффективным способом поиска весовых коэффициентов является корреляционная обработка [16]. Весовые коэффициенты в этом случае будут иметь вид

$$w_i = \frac{\langle |\mathbf{x}^{(i)}|^2 \rangle}{\sqrt{\langle |\mathbf{x}^{(i)}|^2 \rangle^2 + \sum_{j \neq i, j=0}^{N_{RX}-1} \langle |\mathbf{x}^{(i)} \mathbf{x}^{(j)*}|^2 \rangle}}, w_j = \frac{\langle \mathbf{x}^{(i)} \mathbf{x}^{(j)*} \rangle}{\sqrt{\langle |\mathbf{x}^{(i)}|^2 \rangle^2 + \sum_{j \neq i, j=0}^{N_{RX}-1} \langle |\mathbf{x}^{(i)} \mathbf{x}^{(j)*}|^2 \rangle}} \quad (1.29)$$

где $j \neq i$, $j = 0, \dots, N_{RX} - 1$, $\mathbf{x}^{(i)}$ – комплексные отсчеты видеосигнала i -го АЭ ($i = \overline{0, N_{RX} - 1}$), $\langle \cdot \rangle$ – оператор усреднения случайной величины по ее значениям.

Выигрыш в величине выходного отношения сигнал/шум для предложенного метода становится близким к аналогичному выигрышу для разнесения с использованием тестовых сигналов, если отношение сигнал/шум в ветвях разнесения больше единицы. В качестве ведущей ветви рекомендуется выбирать ветвь с максимальным ОСШ.

1.6. Оценка эффективности разнесенного приема

Существует множество методов оценки эффективности схем разнесенного приема [12]. Наиболее простой из них использует среднее отношение мощности сигнала к мощности помех на выходе схемы сложения, как было показано в подразделе 1.5. Такой способ оценки не позволяет учитывать уменьшение глубины флуктуаций канальных коэффициентов при подсчете ошибок приема. Второй подход, получивший широкое распространение, основывается на теории статистических решений. При таком подходе в качестве критерия эффективности используется вероятность ошибки или энергетический выигрыш, представляющий собой отношение мощностей передатчика и при одиночном и разнесенном приемах, обеспечивающих одинаковую вероятность ошибки.

Статистический подход взят за основу в данной работе. В качестве вероятности ошибки используется частота возникновения пакетной ошибки (PER, packet error rate). Длительность пакета при этом соответствует среднему значению, определяемому стандартом рассматриваемой БСС.

Рассмотрим случай, когда замирания сигналов в разных антеннах являются некоррелированными и имеют одинаковую дисперсию. С учетом когерентного сложения (1.25), мгновенное ОСШ γ имеет χ^2 распределение с $2N_{RX}$ степенями свободы [12]

$$f(\gamma, N_{RX}) = \frac{1}{(N_{RX} - 1)! \gamma_0^{N_{RX}}} \gamma^{N_{RX} - 1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right). \quad (1.30)$$

На рисунке 1.4 показано χ^2 распределение для разного числа приемных антенн ($N_{RX} = 1, 2, 4$) при $\gamma_0 = 1$. Среднее ОСШ равно $\langle \gamma \rangle = \gamma_0 N_{RX}$, поэтому с ростом N_{RX} соответствующие кривые сдвигаются вправо, а вероятность глубоких замираний значительно уменьшается.

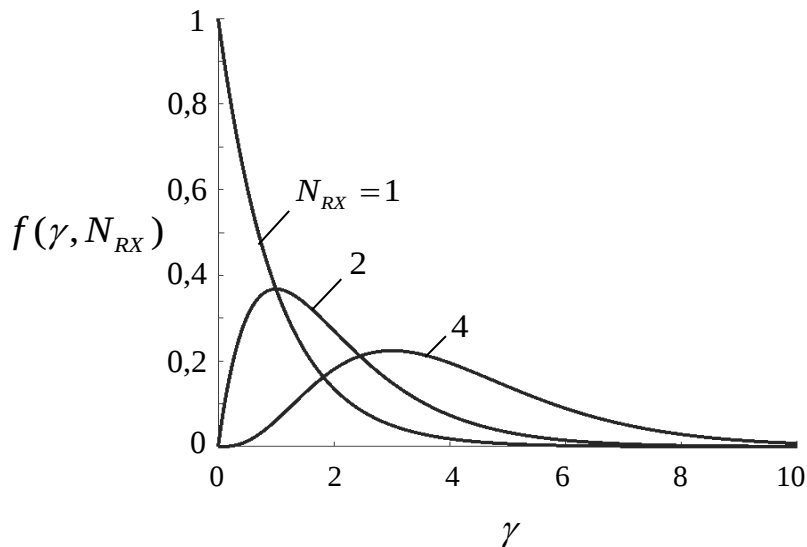


Рисунок 1.4 – Плотность вероятности ОСШ для разного числа антенн при оптимальном когерентном суммировании сигналов

Когда сигнал разных АЭ взаимно некоррелирован, выигрыш в помехоустойчивости разнесенного приемом достигает максимальных значений,

что обусловлено снижением вероятности одновременного замирания сигналов во всех антеннах с ростом их числа.

Обозначим вероятности битовой ошибки в гауссовском шумовом канале $b_e(\gamma)$. Тогда вероятность битовой ошибки в релейском канале можно найти с помощью следующего интеграла [12]

$$\bar{b}_e(\gamma_0, N_{RX}) = \int_0^\infty \frac{b_e(\gamma)}{(N_{RX} - 1)! \gamma_0^{N_{RX}}} \gamma^{N_{RX} - 1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) d\gamma. \quad (1.31)$$

Для *частотно-селективных* (быстрых) замираний пакетная ошибка определяется выражением

$$\tilde{P}_e(\gamma_0) = 1 - (1 - \bar{b}_e(\gamma_0))^{N_B}, \quad (1.32)$$

где N_B – количество бит в пакете. В этом случае возникновение битовых ошибок внутри пакета происходит независимо. Для *частотно-неселективных* (медленных) замираний, когда характеристики канала остаются постоянными на протяжении передачи пакета, битовые ошибки внутри пакета не являются независимыми. Поэтому выражение для расчета пакетной ошибки существенно усложняется

$$\bar{P}_e(\gamma_0, N_{RX}) = 1 - \int_0^\infty \frac{(1 - b_e(\gamma))^{N_B}}{(N_{RX} - 1)! \gamma_0^{N_{RX}}} \gamma^{N_{RX} - 1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) d\gamma \quad (1.33)$$

Аналитический расчет таких интегралов сложен, поэтому часто используют асимптотические методы приближения [17-19] или численное интегрирование.

Существенный выигрыш в помехоустойчивости может быть получен и при наличии корреляции. Этот выигрыш обусловлен увеличением среднего уровня принимаемых сигналов и при оптимальном сложении пропорционален числу АЭ. Таким образом, случай разнесенного приема в условиях полностью коррелированных релейских замираний идентичен случаю приема на одну антенну, но имеющую в N_{RX} раз большее усиление.

Выводы

В многоканальных системах статистические характеристики сигнала, такие как временная и угловая дисперсия, а также степень корреляции, оказывают существенное влияние на эффективность его приема и последующей обработки.

Временная дисперсия, обусловленная многолучевым распространением, приводит к замираниям сигнала, что сопровождается увеличением вероятности ошибок при приеме.

Корреляция сигналов играет ключевую роль при пеленговании. В то же время корреляция оказывает существенное влияние на производительность систем с разнесенным приемом. Наибольший выигрыш в помехоустойчивости обеспечивается разнесенным приемом тогда, когда сигналы разных АЭ взаимно некоррелированы. Этот выигрыш обусловлен уменьшением вероятности глубоких замираний при приеме на множество антенн, когда вероятность одновременного замирания сигналов во всех антеннах уменьшается с ростом их числа. Существенный выигрыш может быть получен и при наличии корреляции. Этот выигрыш происходит благодаря увеличению среднего уровня принимаемых сигналов, что позволяет применять алгоритмы разнесенного приема при адресном пеленговании.

Среди известных методов обработки сигналов АЭ, разнесенный прием является наиболее универсальным, простым в реализации, а потому наиболее предпочтительным в системах РК.

Разнесенный прием позволяет существенно повысить помехоустойчивость систем РК. Это позволяет значительно расширить зону действия приемной аппаратуры, повысить вероятность правильного обнаружения и безошибочного приема идентификаторов ИРИ.

2. ОБРАБОТКА СИГНАЛА С ПРЯМЫМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОКОНТРОЛЯ

В данной главе проводится исследование разнесённого приёма сигналов с прямым расширением спектра в системах РК на примере технологии ZigBee. Приведено описание структуры сигнала, соответствующего стандарту IEEE 802.15.4 (ZigBee).

Основное внимание уделено разработке и анализу алгоритма обнаружения и частотно-временной синхронизации при наличии нескольких каналов приема. Приводится обоснование длительности блоков когерентного накопления в пределах преамбулы для последующего некогерентного сложения. Приводится описание разработанного алгоритма демодуляции с итеративной частотной подстройкой для сигналов ZigBee с прямым расширением спектра.

Выполнен расчёт вероятности пакетной ошибки (PER) в условиях коррелированных и некоррелированных релеевских замираний.

Разработанные алгоритмы реализованы в программной среде MATLAB, где проведено моделирование процесса приёма при различном уровне корреляции сигналов, поступающих на приемные АЭ. Показана высокая эффективность предложенных решений, обеспечивающая надёжный приём сигнала и минимизацию ошибок приема.

2.1. Модель принимаемого сигнала

Технология ZigBee [20] обеспечивает передачу различных видов информации в диапазоне 2.4 ГГц со скоростью до $R_b = 250$ кбит/с. Для передачи данных используется O-QPSK (Offset Quadrature Phase-Shift Keying) с прямым расширением спектра (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum). Согласно стандарту [20] каждый передаваемый символ расширяется известной последовательностью из 32-х чипов. Возможны 16 различных квазиортогональных

чиповых последовательностей, каждая из которых определяет 4 информационных бита. Сигнал каждого чипа формируется с помощью полусинусоидального импульса

$$g(t) = \begin{cases} \sin\left(\frac{\pi t}{2T_C}\right), & 0 \leq t \leq 2T_C \\ 0, & t < 0 \text{ или } t > 2T_C \end{cases} \quad (2.1)$$

Входной для модулятора поток чипов, следующий со скоростью $R_c = 2000$ кчип/с ($T_C = 1/R_c = 0,5$ мкс), разделяется на два потока, содержащих четные и нечетные чипы. Скорость этих потоков $1/2T_C$. В модуляторе формируется задержка нечетного чипового потока на интервал T_C по отношению к четному чиповому потоку. Сдвиг T_C между синфазной и квадратурной составляющими в совокупности с использованием полусинусоидальных импульсов (2.1) обеспечивает постоянство амплитуды сигнала О-QPSK. В результате на выходе модулятора формируются действительная и мнимая часть комплексного сигнала О-QPSK

$$x(t, \mathbf{c}) = \sum_k c_{2k+1} \cdot g(t - 2T_C k) + j \sum_k c_{2k} \cdot g(t - 2T_C k - T_C), \quad (2.2)$$

где $c_k \in \{\pm 1\}$ – поток чипов. На рисунке 2.1 показан пример синфазной и квадратурной компонент символа О-QPSK.

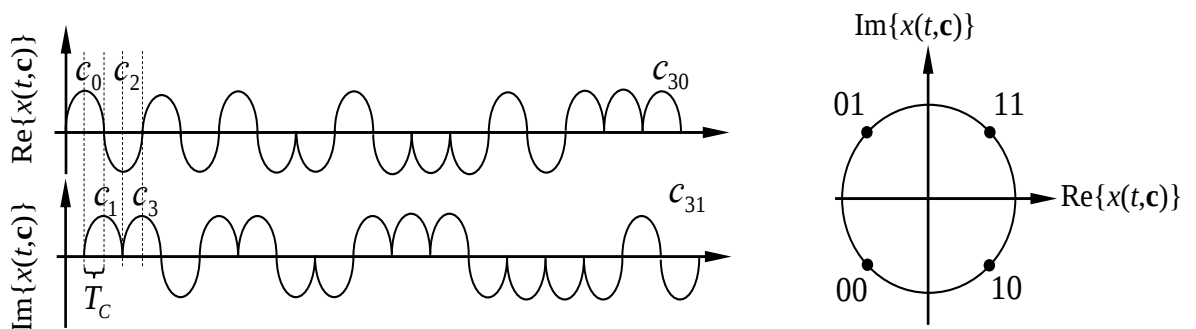


Рисунок 2.1 – Действительная и мнимая компоненты комплексного сигнала О-QPSK ZigBee

Обмен данными осуществляется фреймами, длительность которых варьируется от 352 до 4256 мкс. Структура фрейма представлена на рисунке 2.2.

4 байта	1 байт	7 бит	1 бит	2 ÷ 21 байт		2 байта
Преамбула	SFD	Длина	Резерв	MAC-заголовок	Данные	CRC
Синхропоследовательность		PHY-заголовок		Поле данных MAC-уровня		

Рисунок 2.2 – Структура фрейма сигнала ZigBee

Каждый фрейм начинается с преамбулы, состоящей из 8 одинаковых известных символов. Далее следует разделительное поле SFD (Start-of-Frame Delimiter), которое вместе с преамбулой образует известную синхропоследовательность, используемую для обнаружения сигнала и его синхронизации. Общая длина синхропоследовательности (преамбулы и SFD) составляет $T_{\text{синх}} = 160$ мкс.

Заголовок физического (PHY) уровня содержит информацию о длине поля данных MAC-уровня, выраженную в байтах. В заголовке MAC-уровня указывается порядковый номер передаваемых данных, а также информация, необходимая для идентификации сети, отправителя и получателя в пределах данной сети. Завершающую часть каждого фрейма составляют два проверочных байта, сформированных на основе битов, содержащихся в поле данных MAC-уровня.

2.2. Анализ потенциальной эффективности разнесенного приема

При когерентном приеме вероятность битовой ошибки для ZigBee можно выразить через вероятность битовой ошибки O-QPSK. Согласно [1] вероятность битовой ошибки в гауссовом шумовом канале определяется выражением

$$b_e \left(\frac{E_c}{N_0} \right) = Q \left(\sqrt{2G \frac{E_c}{N_0}} \right), \quad (2.3)$$

где E_c / N_0 – отношение энергии E_c сигнала, приходящейся на один чип принимаемого сообщения, к спектральной плотности мощности шума N_0 , $Q(x)$ – функция Маркума

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du, \quad (2.4)$$

коэффициент G определяется фактором расширения спектра (DSSS), а также косвенно зависит от минимального расстояния Хэмминга между чиповыми последовательностями ($d_{\min} = 12$). Аналитическое определение величины G с учетом $d_{\min}$ при когерентном приеме представляет значительную сложность. Упрощенно на основе эмпирических данных из различных источников [21, 22] коэффициент G можно определить из условия

$$10\log(G) = 10\log\left(\frac{R_c}{R_b}\right) + 0,8\text{dB}. \quad (2.5)$$

Используя формулу (1.33), запишем выражение для вероятности пакетной ошибки для устройств ZigBee, работающих в диапазоне 2,4 ГГц. Согласно спецификации [20] средняя длительность пакета составляет 22 байта, включая байт заголовка РНУ-уровня, тогда

$$\bar{P}_e(\gamma_0, N_{RX}) = 1 - \int_0^{\infty} \frac{\left(1 - Q(\sqrt{2G\gamma})\right)^{8 \cdot 22}}{(N_{RX} - 1)! \gamma_0^{N_{RX}}} \gamma^{N_{RX} - 1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) d\gamma, \quad (2.6)$$

где γ_0 – среднее E_c / N_0 в одной приемной антенне.

Используя численные методы интегрирования [23], построим зависимость вероятности пакетной ошибки в плоском релейском канале от γ_0 для различного количества N_{RX} элементов АР. Стоит отметить, что полученные кривые отражают нижнюю границу помехоустойчивости систем ZigBee при идеально выполненной синхронизации и оценке канальных коэффициентов, чего невозможно достичь на практике.

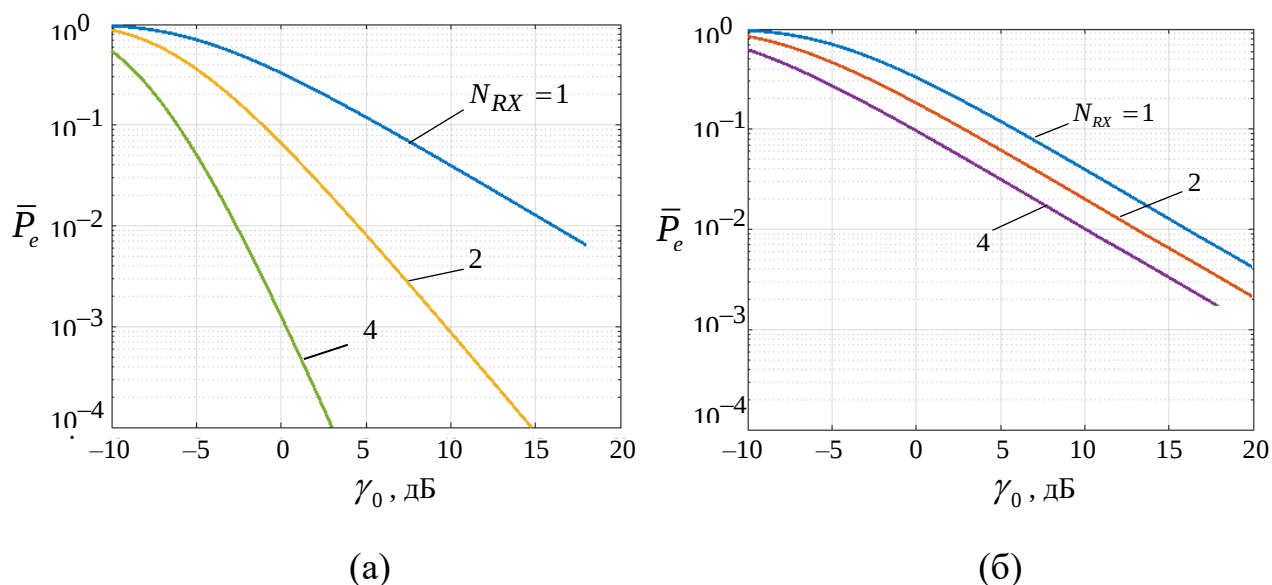


Рисунок 2.3 – Вероятность $\bar{P}_e(\gamma_0)$ при различных значениях числа элементов

АР: (а) – $\rho = 0$, (б) – $\rho = 0,99$

2.3. Общая схема разнесенного приема

Технология ZigBee ориентирована на разработку бюджетных сетевых беспроводных устройств, работающих от автономного питания. Нестабильность рабочей частоты при этом может достигать $4 \cdot 10^{-5}$ [20], что при работе в ISM диапазоне соответствует максимально возможному частотному рассогласованию $\Delta f_{\max} = 99,2$ кГц. Поиск сигнала ZigBee осуществляется по его известной синхропоследовательности. Частотная расстройка накладывает ограничение на длительность когерентной обработки при обнаружении сигнала. В случае большого интервала когерентного накопления будет иметь место существенно несинфазное сложение квадратурных компонент вследствие изменения фазы принимаемого сигнала [24], что обусловит деградацию результата когерентного накопления. При небольшом интервале когерентного накопления максимум решающей функции оценки временного положения искомого сигнала становится менее выраженным, что негативно сказывается на помехоустойчивости процедуры обнаружения и частотно-временной синхронизации. Длительность когерентного

накопления τ при максимальном частотном рассогласовании Δf может быть рассчитана из условия

$$2\pi\Delta f\tau < \pi \quad (2.7)$$

Из (2.7) находим $\tau_{\max} = 5$ мкс. Этот интервал $\tau_{\max}$ заметно короче длительности синхропоследовательности $T_{\text{синх}}$, что не позволяет без адаптации к частотному сдвигу осуществлять когерентный прием всей синхропоследовательности сигнала ZigBee. Это накладывает ограничение на использование стандартных когерентных методов синхронизации.

На рисунке 2.4 представлена общая схема разнесенного приема сигналов ZigBee. Исходными данными для обработки является комплексный видеосигнал с каждой приемной антенны $x_i^{(n)}$, $n = \overline{0, N_{\text{RX}} - 1}$, где верхний индекс (n) соответствует порядковому номеру приемной антенны, i – порядковый номер отсчета, N_{RX} – количество элементов АР, частота следования отсчетов $f_s = 4$ МГц.

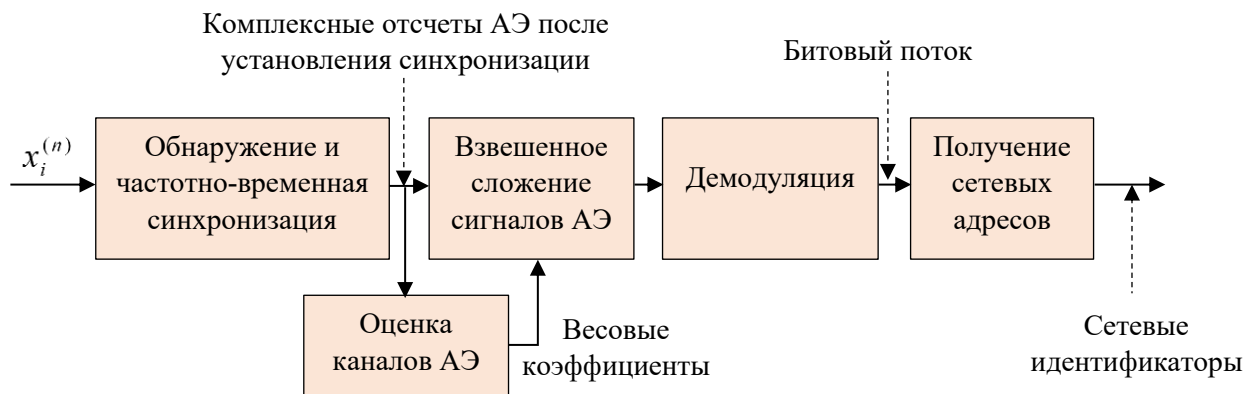


Рисунок 2.4 – Схема разнесенного приема сигнала ZigBee

Особенностью предлагаемой процедуры обнаружения и частотно-временной синхронизации является использование сигналов всех элементов АР, что позволяет получать более точные оценки временного положения и частотной расстройки. При этом применяется когерентное накопление сигналов различных элементов АР на коротких интервалах с последующим некогерентным сложением. Такой подход

позволяет избежать деградации результатов когерентной обработки при наличии существенной частотной расстройки, характерной для устройств ZigBee.

После синхронизации находятся оценки канальных коэффициентов по синхропоследовательности, которые используются в виде весовых коэффициентов при суммировании сигналов элементов AP.

В процедуре демодуляции в отличие от традиционных методов, в работе предложен усовершенствованный метод с итеративной фазовой подстройкой, что позволяет минимизировать вероятность пакетной ошибки при значительной нестабильности рабочей частоты. Из полученных после демодуляции бит выделяются идентификационные данные.

Рассмотрим приведенные процедуры более подробно.

2.4. Обнаружение и частотно-временная синхронизация

Одним из возможных квазиоптимальных подходов синхронизации является многоканальный прием, при котором приемник формирует решающую функцию не для всех, а только для N дискретных значений из априорного интервала $[-\Delta f_{\max}, \Delta f_{\max}]$, сдвинутых друг относительно друга на некоторую величину Δ , $N = 2L + 1$, $L = \frac{\Delta f_{\max}}{\Delta}$. Решение о значении частотного сдвига принимается по номеру канала с наибольшим выходным значением. При увеличении длительности когерентного накопления до $T_{\text{синх}}$ расстояние между соседними каналами $\Delta = 1/T_{\text{синх}} \approx 6,3$ кГц. В этом случае необходимо наличие $N = 2 \cdot \frac{99,2 \text{ кГц}}{6,3 \text{ кГц}} + 1 \approx 33$ каналов, что влечет за собой многократное увеличение вычислительной сложности обработки. Особенности подобных многоканальных алгоритмов синхронизации представлены в [25].

Широкое распространение в БСС получили методы временной синхронизации, основанные на автокорреляционных свойствах преамбулы [26, 27]. В [28, 29] приведен сравнительный анализ методов на основе автокорреляции и

когерентной обработки. Результаты исследований показывают, что методы синхронизации на основе автокорреляции обеспечивают менее надежное обнаружение сигнала в различных условиях распространения сигнала. Кроме того, недостатком таких методов является невысокая точность оценки временного положения преамбулы вследствие отсутствия ярко-выраженного пика решающей функции.

В работе [30] для обеспечения высокой помехоустойчивости используется когерентный приём. Для этого осуществляется предварительная оценка частотного рассогласования, которая включает возведение отсчетов сигнала в четвертую степень с последующей обработкой, что заметно увеличивает вычислительную сложность алгоритма приёма и, кроме того, требует буферизации данных на время оценивания.

В качестве альтернативы перечисленным выше способам приёма предлагается осуществлять обнаружение синхропоследовательности на основе когерентной обработки сигнала на коротких интервалах с последующим некогерентным накоплением результатов. Обозначим $D = f_s \cdot \tau_D = 64$ – длина символа в отсчетах, $\tau_D = 16$ мкс – длительность символа.

Обнаружение сигнала и частотно-временная синхронизация осуществляется в два этапа. На первом этапе для отсчетов анализируемого временного интервала формируется решающая функция

$$\Lambda_i = \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} \left(\frac{\sum_{k=0}^{K-1} |Y_{i,k}^{(n)}|^2}{\sum_{j=0}^{J-1} |x_{i+j}^{(n)}|^2} \right), \quad (2.8)$$

где

$$Y_{i,k}^{(n)} = \sum_{m=0}^{M-1} x_{i+M \cdot k+m}^{(n)} \cdot r_{M \cdot k+m}^* \quad (2.9)$$

– результат когерентного накопления для отсчетов преамбулы, $\mathbf{r} = (r_0, r_1, \dots, r_{J-1})$ – комплексные отсчеты преамбулы, $J = 8D$ – длина преамбулы в отсчетах, $M = f_s \cdot \tau = 16$ – длина когерентного накопления в отсчетах, соответствующая

длительности $\tau = 4$ мкс, $K = 32$ – количество блоков когерентного накопления.

Решение о наличии преамбулы принимается путем сравнения решающей функции с порогом обнаружения h_1 . Существует множество подходов к выбору значения этого порога. Наиболее известными являются критерий Неймана-Пирсона и метод трех сигм. Выбор метода зависит от наличия априорной информации о сигнале, вычислительных ограничений и требованиям к вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала.

В случае $\Lambda_i < h_1$ принимается решение об отсутствии сигнала в наблюдаемой реализации. В противном случае принимается предварительное решение об обнаружении преамбулы и выносится предварительная оценка ее временного положения $i_1 = \arg \max_i \Lambda_i$. По усредненной разности фаз результатов соседних блоков когерентного накопления рассчитывается предварительная оценка частотного рассогласования

$$\Delta f_1 = \frac{1}{2\pi\tau} \angle \left(\sum_{n=0}^{N_{RX}-1} \sum_{k=1}^{K-1} Y_{i_1,k}^{(n)} Y_{i_1,k-1}^{(n)*} \right), \quad (2.10)$$

где $\angle$ – фаза комплексного числа в пределах $\pm\pi$.

На втором этапе осуществляется поиск второй части синхропоследовательности (SFD) с учетом предварительной оценки частотного рассогласования (2.10). Для этого формируется решающая функция

$$\Upsilon_i = \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} \left(\frac{|U_{i,0}^{(n)} + U_{i,1}^{(n)}|^2}{\sum_{k=0}^{R-1} |x_{i+k}^{(n)}|^2} \right), \quad i \in [N_1; N_2], \quad (2.11)$$

$$U_{i,k}^{(n)} = \sum_{m=0}^{D-1} g_{kD+m}^* \cdot x_{i+kD+m}^{(n)}, \quad (2.12)$$

где $x_i^{(n)} = x_i^{(n)} \exp(-j \cdot 2\pi \Delta f_1 i / f_s)$ – комплексные отсчеты принимаемого сигнала n -го АЭ ($n = \overline{0, N_{RX}-1}$), скорректированные учетом предварительной оценки частотного рассогласования (2.10), $\mathbf{g} = (g_0, g_1, \dots, g_{2D-1})$ – комплексные отсчеты

разделительного поля (SFD), $N_1 = i_0 + J - D$, $N_2 = i_0 + J + D$ – начало и окончание априорного интервала временного положения SFD.

Решающая статистика второго этапа сравнивается с порогом второго этапа h_2 . Методы выбора порога h_2 аналогичны методам выбора порога h_1 . В случае $Y_i > h_2$ фрейм сигнала ZigBee считается обнаруженным. Максимум решающей функции $\hat{i} = \arg \max_{i \in [N_1; N_2]} Y_i$ является оценкой временного положения SFD, по которой легко находится начало фрейма.

Окончательная оценка частотного рассогласования определяется выражением

$$\Delta f = \Delta f_1 + \frac{1}{2\pi\tau_D} \cdot \angle \left(\sum_{n=0}^{N_{RX}-1} U_{\hat{i},1}^{(n)} \cdot U_{\hat{i},0}^{(n)*} \right). \quad (2.13)$$

После установления частотно-временной синхронизации выполняется компенсация частотной расстройки в каждом канале.

2.5. Оценка канала и демодуляция

Перед демодуляцией необходимо произвести суммирование сигналов, принятых разными антенными элементами. Как правило, при демодуляции свойства канала на интервале фрейма меняются незначительно. В таком случае канал можно считать квазистационарным. Поэтому оценки канальных коэффициентов находятся по синхропоследовательности и могут быть использованы на интервале всего фрейма в виде весовых коэффициентов при суммировании сигналов элементов АР

$$w_n = \frac{1}{10D} \sum_{i=0}^{10D-1} x_{\hat{i}-8D+i}^{(n)} \cdot v_i^*, \quad n = \overline{0, N_{RX}-1} \quad (2.14)$$

где $x_i^{(n)} = x_i^{(n)} \exp(-j \cdot 2\pi \Delta f i / f_s)$ – комплексные отсчеты принимаемого сигнала n -го АЭ ($n = \overline{0, N_{RX}-1}$), скорректированные учетом оценки частотного рассогласования (2.13), верхний индекс (n) соответствует порядковому номеру

приемной антенны, $\mathbf{v} = (v_0, v_1, \dots, v_{10D-1})$ – комплексные отсчеты синхропоследовательности.

Используя метод сложения каналов приема (1.25), получаем сигнал на выходе схемы суммирования

$$y_i = \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} w_n^* \cdot x_i^{(n)} \quad (2.15)$$

При демодуляции произвольного k -го символа формируются корреляционные отклики (2.16) для каждой из 16-ти возможной чиповой последовательности с учетом фазовой подстройки по предыдущему символу.

$$S_{k,m} = \sum_{i=0}^{D-1} y_{\hat{i}+k \cdot D+i} \cdot s_{m,i}^* \cdot \exp(j\varphi_k), \quad m = \overline{0,15} \quad (2.16)$$

$$p[k] = \arg \max_{m \in [0,15]} |S_{k,m}|, \quad (2.17)$$

где y – результат дифференциально-взвешенного сложения сигналов АЭ, s – матрица размером $16 \times D$, строками которой являются возможные чиповые последовательности, D – длина чиповой последовательности в отсчетах, $\varphi_k = \angle(S_{k,p[k-1]})$ – фазовое рассогласование на момент начала k -го символа ($\varphi_0 = 0$), обусловленное изменением фазы во времени. Оценка номера передаваемой чиповой последовательности $\mathbf{p}$, приведенная к двоичному виду, является оценкой бит соответствующего символа.

Сначала выполняется демодуляция символов заголовка физического уровня, из которого определяется длительность поля данных МАС-уровня. Затем выполняется демодуляция символов поля данных МАС-уровня. По принятым битам поля данных рассчитываются 16 проверочных бит. При условии, что все расчетные биты совпадают с принятыми проверочными битами фрейма, принимается решение о безошибочном приеме пакета. В этом случае из принятого заголовка МАС-уровня выделяются идентификаторы сети, отправителя и получателя.

2.6. Основные результаты исследования

Анализ разработанного алгоритма разнесенного приема, включая обнаружение, частотно-временную синхронизацию и демодуляцию фреймов, сигнала ZigBee был выполнен методом статистического компьютерного моделирования. В качестве канала связи использовалась модель неселективных по частоте релеевских замираний. Пространственная корреляция сигнала на элементах AP ρ задавалась в соответствии с моделью (1.20). Частотный сдвиг сигнала выбирался случайным, равномерно распределенным в интервале $[-\Delta f_{\max}, \Delta f_{\max}]$.

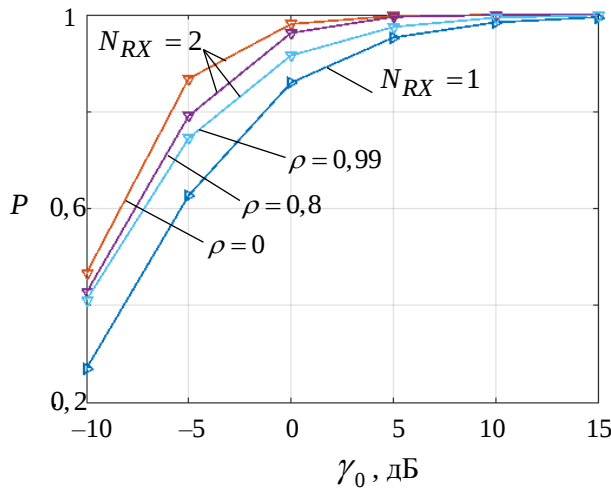
На рисунках 2.5-2.6 приведены результаты моделирования алгоритма обнаружения и частотно-временной синхронизации при различных значениях коэффициента корреляции ρ между каналами. Здесь значение $N_{RX} = 1$ соответствует приему на одну антенну, $N_{RX} = 2$ – разнесенному приему на 2 антенных элемента, $N_{RX} = 4$ – разнесенному приему на 4 антенных элемента.

Распределение случайной величины $\arg \max_i \Lambda_i$ является мультимодальным, а потому стандартные оценки дисперсии могут быть неинформативными или даже вводить в заблуждение. Будем использовать вероятность успешной временной синхронизации P , определяемую как обнаружение преамбулы с погрешностью оценки ее временного положения не более половины длительности чипа.

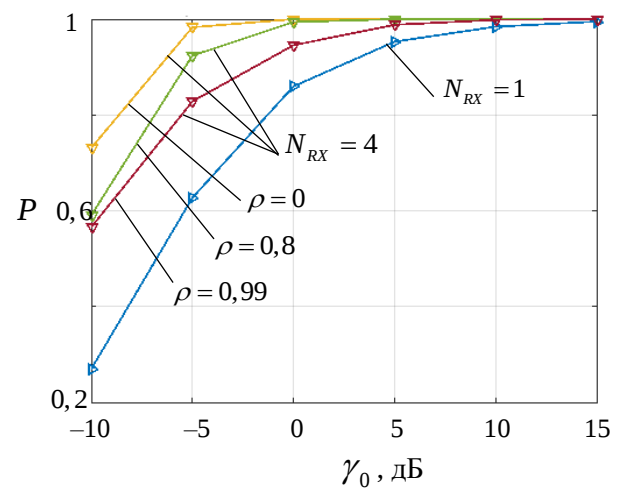
Пороговые значения h_1 , h_2 выбирались таким образом, чтобы вероятность ложной тревоги не превышала 0,5%.

Рисунок 2.6 иллюстрирует помехоустойчивость оценки частотного рассогласования, где показана зависимость корня квадратного из рассеяния оценки

$F = \left\langle \left| \Delta f - \Delta \hat{f} \right|^2 \right\rangle$ от γ_0 – среднего E_c/N_0 . Здесь $\Delta \hat{f}$ – оценка частотной расстройки (2.13), Δf – ее истинное значение.

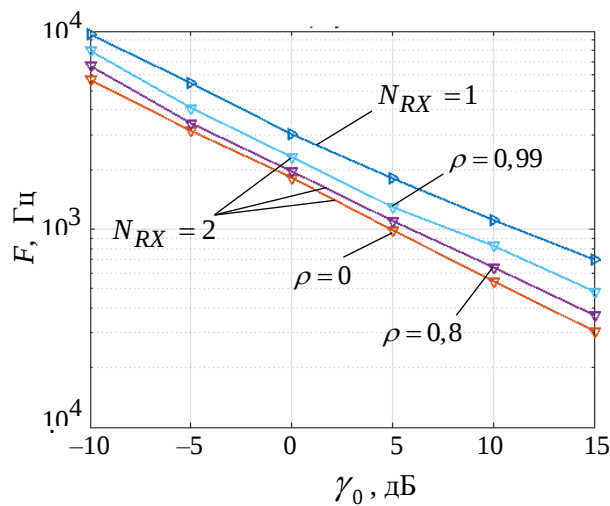


(a)

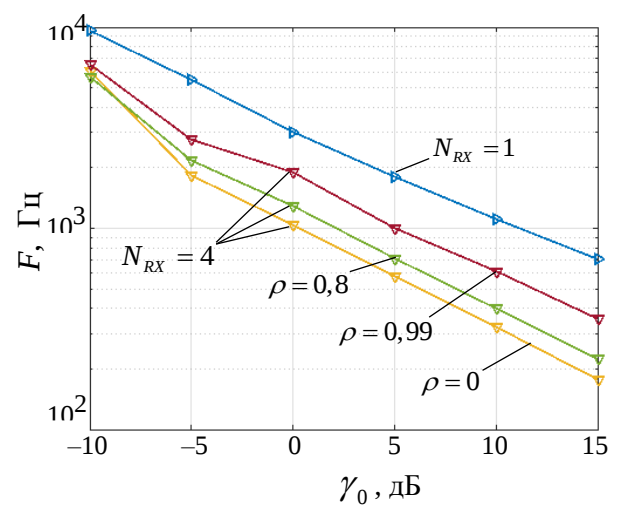


(б)

Рисунок 2.5 – Зависимость вероятности успешной временной синхронизации от среднего отношения энергии одного чипа к спектральной плотности мощности шума



(a)



(б)

Рисунок 2.6 – Зависимость корня квадратного из рассеяния оценки частотной расстройки от среднего отношения энергии одного чипа к спектральной плотности мощности шума

На рисунке 2.7 приведены характеристики помехоустойчивости приема для описанного выше алгоритма. Пунктирными линиями представлены результаты моделирования, сплошные линии соответствуют теоретическим расчётам. На

рисунках 2.7(а) и 2.7(б) приведены вероятности пакетной ошибки $\bar{P}_e(\gamma_0)$ при различных значениях корреляции ρ соответственно для $N_{RX} = 2$ и для $N_{RX} = 4$. Фрейм считался принятым с ошибкой как в случае пропуска сигнала при обнаружении, так и при ошибках демодуляции.

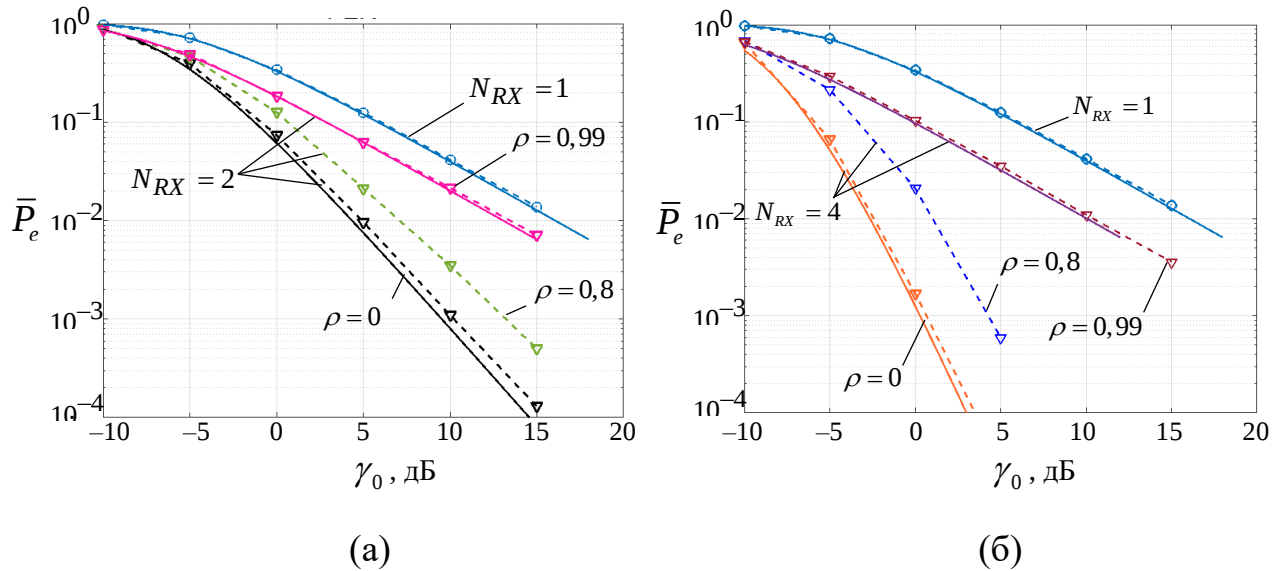


Рисунок 2.7 – Зависимость вероятности пакетной ошибки от среднего отношения энергии одного чипа к спектральной плотности мощности шума

Оценим среднее E_C/N_0 , необходимое для обеспечения заданной вероятности ошибки, например $\bar{P}_e = 0,01$. Результаты оценки отражены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Оценка выигрыша в помехоустойчивости для разнесенного приема

Число антенн	Коррелированные замирания		Некоррелированные замирания	
	Требуемое E_C/N_0 , дБ	Выигрыш в E_C/N_0 , дБ	Требуемое E_C/N_0 , дБ	Выигрыш в E_C/N_0 , дБ
$N_{RX} = 1$	16,2	—	16,2	—
$N_{RX} = 2$	13,4	2,8	5,0	11,2
$N_{RX} = 4$	10,9	5,3	-2,5	18,7

Для проверки теоретических расчетов и результатов моделирования были проведены экспериментальные исследования. В качестве источника сигнала

использовался генератор Agilent E4438C. Приём осуществлялся двухканальной измерительной аппаратурой Д11 (модель 5), производства компании ИРКОС [31]. Генератор формировал пакеты сигнала ZigBee с постоянным интервалом. На протяжении 15 с регистрировалось количество принятых пакетов, по которому определялась вероятность пакетной ошибки. На рисунке 2.8 показана зависимость вероятности пакетной ошибки $\bar{P}_e$ от мощности сигнала для случаев одноканальной обработки каждого из двух каналов, а также совместной обработки этих каналов. Различие кривых при $N_{RX} = 1$ связано с неидентичностью характеристик каналов.

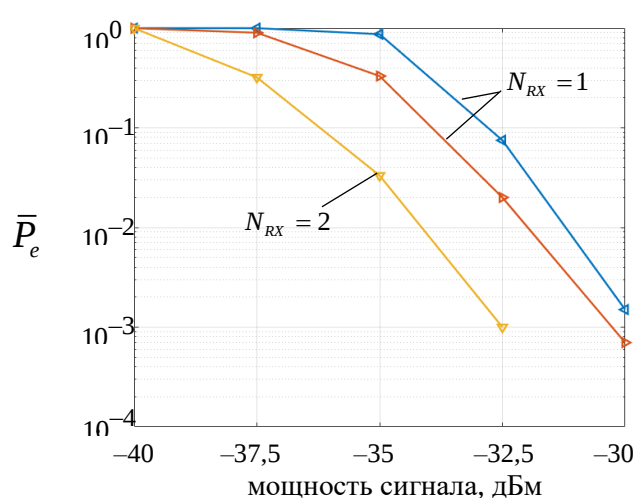


Рисунок 2.8 – Зависимость вероятности пакетной ошибки от мощности сигнала

Расстояние между АЭ составляло около половины длины волны. Такое расположение АЭ предполагает наличие существенной корреляции между принимаемыми сигналами, однако точное значение коэффициента корреляции в эксперименте не замерялось и не контролировалось. При этом выигрыш в помехоустойчивости приема сигналов ZigBee в случае использования двух каналов составляет примерно 2,5 дБ, что согласуется с результатами теоретического расчета и моделирования.

Выводы

Разработан алгоритм разнесенного приема сигналов стандарта ZigBee, включая обнаружение, частотно-временную синхронизацию, оценку канала и демодуляцию. Использование информации со всех доступных АЭ при обнаружении и синхронизации позволяет приблизиться к показателям оптимального дифференциально-взвешенного суммирования сигналов.

Проведен теоретический анализ помехоустойчивости разнесенного приема для случаев коррелированных ($\rho = 0,99$) и некоррелированных ($\rho = 0$) частотно-независимых релеевских замираний.

Показано, что с ростом числа антенн требуемое E_C/N_0 значительно уменьшается, то есть имеет место энергетический выигрыш, обеспечиваемый двумя факторами. Первый связан с увеличением среднего уровня принимаемых сигналов за счет использования N_{RX} приемных антенн. Этот выигрыш не зависит от степени корреляции приемных антенн и по результатам моделирования составляет 2,8 дБ для $N_{RX} = 2$, 5,3 дБ – для $N_{RX} = 4$ при вероятности пакетной ошибки $\bar{P}_e = 0,01$. Второй фактор обусловлен уменьшением вероятности глубоких замираний при использовании нескольких антенн. Максимальный выигрыш в помехоустойчивости наблюдается в случае отсутствия корреляции приемных антенн и достигает 11,2 дБ для $N_{RX} = 2$, 18,7 дБ – для $N_{RX} = 4$.

Результаты моделирования согласуются с полученными теоретическими оценками, а также с экспериментальными данными.

Таким образом, использование разработанных алгоритмов разнесенного приема, включая обнаружение, частотно-временную синхронизацию и оценку канала позволяет существенно увеличить помехоустойчивость систем РК с АР. Это позволяет значительно расширить зону действия приемной аппаратуры, повысить вероятность правильного обнаружения и безошибочного приема идентификаторов устройств ZigBee.

3. ОБРАБОТКА OFDM-СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОКОНТРОЛЯ

В данной главе проводится исследование разнесённого приёма OFDM-сигналов в системах РК на примере технологии Wi-Fi. Приведено описание структуры сигнала, соответствующего стандарту IEEE 802.11 (Wi-Fi).

Основное внимание уделено разработке и анализу алгоритма обнаружения и частотно-временной синхронизации при наличии нескольких АЭ. Использование двух и более приемных антенн позволяет не только реализовать схемы разнесенного приема, но и принимать сигналы MIMO, что позволяет увеличить вероятность обнаружения и идентификации устройств стандарта IEEE 802.11. При многоантенной передаче в стандарте предусмотрена циклическая временная задержка (cyclic delay diversity) сигнала каждой антенны. Это необходимо, чтобы избежать случайного формирования луча на передающей стороне, однако ухудшает эффективность алгоритмов синхронизации при приеме. Целью работы не является исследование методов синхронизации в MIMO-системах, а потому будут рассматриваться сигналы, переданные с использованием только одной антенны.

Выполнен расчёт вероятности пакетной ошибки (PER) в условиях коррелированных и некоррелированных релеевских замираний.

Разработанный алгоритм реализован в программной среде MATLAB, где проведено моделирование процесса приёма при различном уровне корреляции сигналов, поступающих на приемные АЭ. Показана высокая эффективность предложенных решений, обеспечивающих надежное обнаружение и необходимую точность временной и частотной синхронизации сигнала.

3.1. Модель принимаемого сигнала

На физическом уровне сигнал стандарта 802.11 [32-35] представляет собой последовательность OFDM-символов. В общем случае, для одноантенной передачи OFDM-символ можно представить в виде

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{Tone}}} w(t) \sum_k \Psi_k X_k \exp(j2\pi k \Delta_F t), \quad (3.1)$$

где $w(t)$ – оконная функция, X_k – комплексная точка созвездия модуляции k -й поднесущей, Δ_F – расстояние между поднесущими, Ψ_k – множитель, обеспечивающий фазовый сдвиг для групп поднесущих, N_{Tone} – количество ненулевых поднесущих.

Формула (3.1) не учитывает наличие циклического префикса для OFDM-символов. Для 802.11 определено несколько возможных вариантов длины циклического префикса – 1/4, 1/8 и 1/16. Защитный интервал является избыточной информацией, однако его наличие позволяет эффективно бороться с межсимвольной интерференцией при приеме.

Сигналы стандарта 802.11 структурированы во времени по фреймам. Каждый фрейм начинается с преамбулы, которая при использовании каналов шириной более 20 МГц дублируется в каждом подканале шириной 20 МГц. Многолетние модернизации стандарта 802.11 привели к возникновению множества спецификаций [32-35], отличающихся форматом фрейма, однако для обеспечения обратной совместимости преамбулы всех фреймов содержат стандартную часть, которая может быть принята любым устройством, поддерживающим стандарт 802.11a и последующие за ним. Стандартная часть также содержит специальные обучающие последовательности (L-STF – Legacy Short Training Field и L-LTF – Legacy Long Training Field), которые необходимы для синхронизации приемника и настройки на принимаемый сигнал, и поле L-SIG (Legacy Signal Field) с информацией, необходимой для вычисления длительности фрейма и скорости передачи данных.

Помимо стандартной части в состав преамбулы может входить часть НТ (при спецификации 802.11n) или часть VHT (при спецификации 802.11ac).

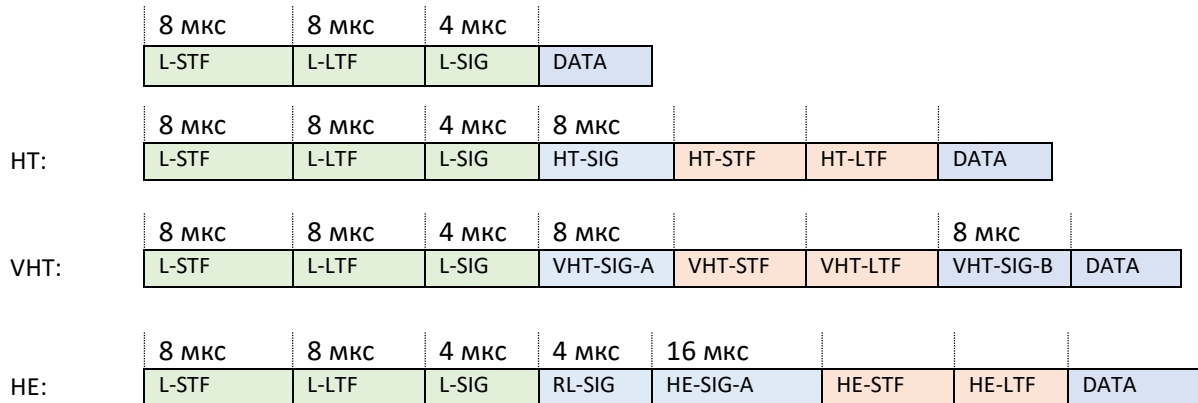


Рисунок 3.1 – Структура фрейма сигнала IEEE 802.11

3.2. Анализ потенциальной эффективности разнесенного приема

В качестве примера будем анализировать сигнал ФМ-2 со скоростью кодирования $R_c = 1/2$. В контексте 802.11 такой сигнал соответствует значению MCS = 0 (Modulation and Coding Scheme) и обеспечивает максимальную устойчивость к шумам и помехам при наименьшей скорости передачи данных 6 Мбит/с. При когерентном приеме вероятность битовой ошибки для ФМ-2 в гауссовом шуме определяется выражением [1]

$$b_e \left(\frac{E_b}{N_0} \right) = Q \left(\sqrt{2G \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (3.2)$$

где E_b / N_0 – отношение энергии сигнала E_b , приходящейся на бит принимаемого сообщения, к энергетической спектральной плотности шума N_0 . Коэффициент G определяется скоростью кодирования бит сообщения

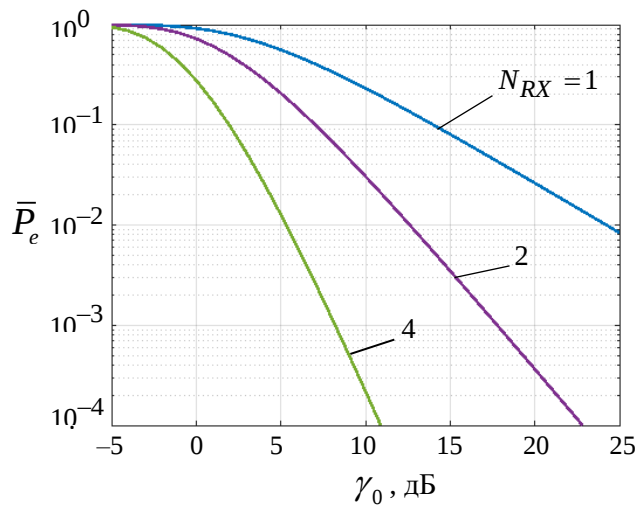
$$10 \log(G) = 10 \log \left(\frac{1}{R_c} \right). \quad (3.3)$$

Используя формулу (1.33), запишем выражение для вероятности пакетной ошибки сигнала 802.11. Согласно спецификации [32-35] средняя длительность пакета составляет 1024 байта, включая биты L-SIG.

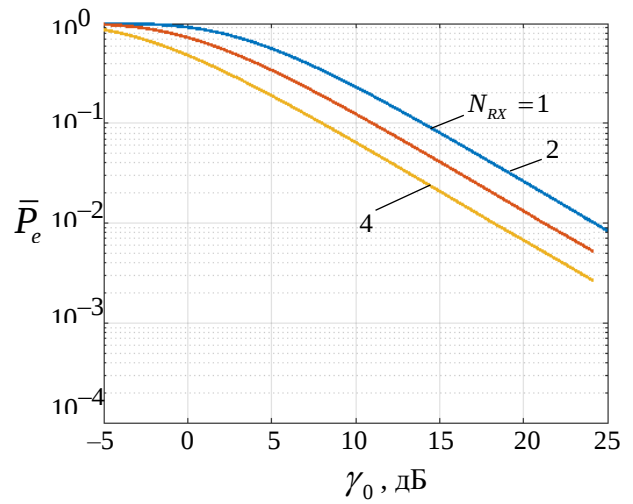
$$\bar{P}_e(\gamma_0, N_{RX}) = 1 - \int_0^\infty \frac{(1 - Q(\sqrt{2G\gamma}))^{8 \cdot 1024}}{(N_{RX} - 1)! \gamma_0^{N_{RX}}} \gamma^{N_{RX} - 1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) d\gamma, \quad (3.4)$$

где γ_0 – среднее E_b / N_0 в одной приемной антенне.

Используя численные методы интегрирования [23], построим зависимость вероятности пакетной ошибки в плоском релейском канале от γ_0 для различного количества элементов AP.



(a)



(б)

Рисунок 3.3 – Вероятность $\bar{P}_e(\gamma_0)$ при различных значениях числа элементов

AP: (a) – $\rho = 0$, (б) – $\rho = 0,99$

Полученные кривые согласуются с результатами аппроксимации интеграла (3.4), полученными авторами в работе [17]. Полученные кривые отражают нижнюю границу помехоустойчивости систем Wi-Fi при идеально выполненной синхронизации и оценке канальных коэффициентов.

3.3. Общая схема разнесенного приема

На рисунке 3.4 представлена общая схема разнесенного приема OFDM-сигналов Wi-Fi. Исходными данными для обработки является комплексный видеосигнал с каждой приемной антенны $x_i^{(n)}$, $n = \overline{0, N_{RX} - 1}$, где верхний индекс (n) соответствует порядковому номеру приемной антенны, i – порядковый номер отсчета, N_{RX} – количество элементов AP, частота следования отсчетов $f_s = 20$ МГц.

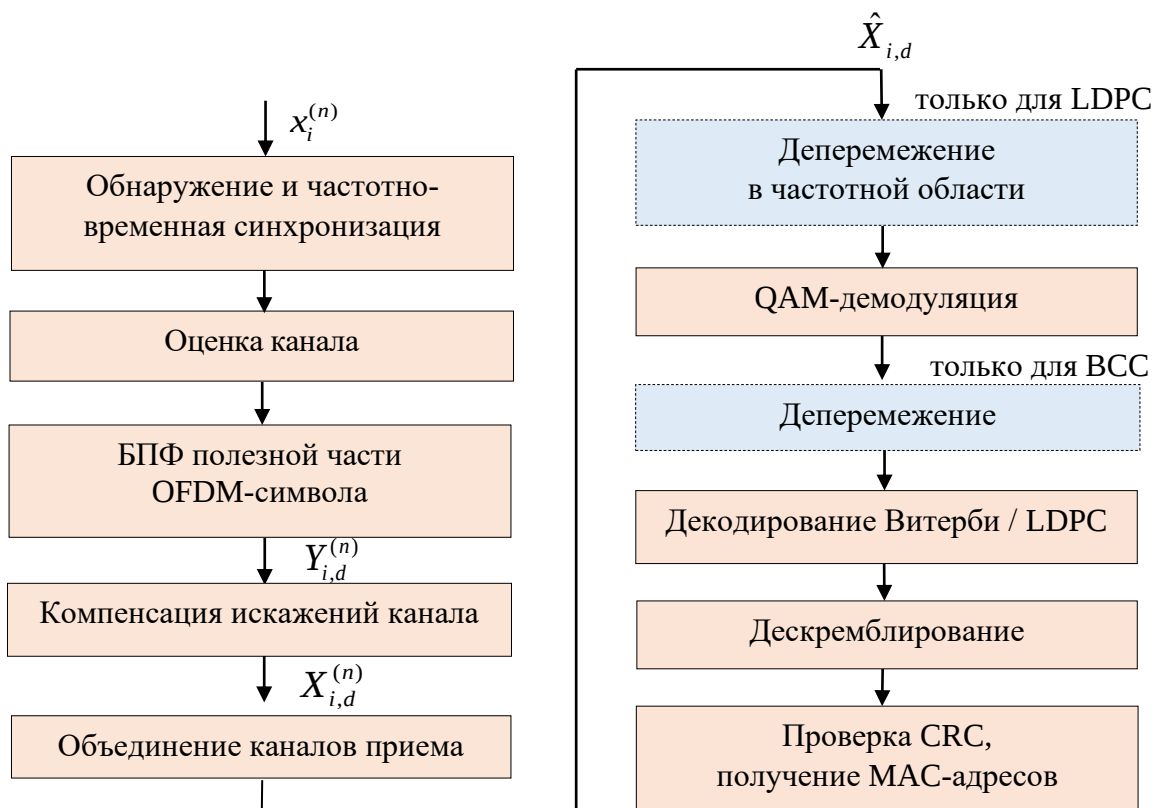


Рисунок 3.4 – Блок-схема разнесенного приема OFDM-сигналов стандарта 802.11

Особенностью процедуры обнаружения и частотно-временной синхронизации является использование сигналов всех элементов AP, что позволяет получать более точные оценки временного положения и частотной расстройки. Синхронизации обеспечивает выборку OFDM символов в момент их начала, а также компенсирует частотную расстройку.

После выполнения синхронизации независимо для каждого канала производится оценка частотного отклика по известным символам. В данной работе для поиска частотного отклика используется метод наименьших квадратов. После выполнения защитных интервалов для каждого OFDM-символа выполняется ОБПФ. Информация о состоянии канала используется для компенсации искажений. В общем случае частотный отклик может меняться со временем. Эти изменения оцениваются и корректируются с помощью известных пилотных поднесущих.

Полученные оценки информационных поднесущих складываются и поступают на вход демодулятора. В случае использования LDPC процедура перестановок (деперемежения) выполняется до демодуляции, а в случае светочного кодирования (BCC) – после. Из полученных после демодуляции бит выделяются идентификационные данные.

3.4. Обнаружение и частотно-временная синхронизация

В научной литературе существует множество публикаций, посвященных частотно-временной синхронизации OFDM-сигналов 802.11 [36-44]. В большинстве научных работ для синхронизации используется преамбула, однако известны случаи, когда синхронизация выполняется по циклическому префиксу [45].

В [36] предложен способ частотной и временной синхронизации для OFDM систем, который базируется на использовании непрерывной кодовой последовательности. Сигнал обрабатывается несколькими фильтрами, согласованными с различными частями этой кодовой последовательности. Отклики фильтров формируют комплексную решающую функцию, положение максимума квадрата ее модуля определяет оценку временной задержки, а значение аргумента в точке, соответствующей оценке временной задержки, – оценку частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала. В этом методе процедура частотно-временной синхронизации является

одноэтапной. Вследствие этого, при больших значениях частотного сдвига необходимо использовать фильтры, согласованные с более короткими частями кодовой последовательности. Это приводит к ухудшению точности оценки временной задержки и частотной расстройки и является существенным недостатком данного способа синхронизации.

В [37] синхронизация осуществляется по преамбуле, состоящей из двух OFDM символов. По первому символу определяется временное положение сигнала, а также осуществляется грубая оценка частотного рассогласования. Окончательная оценка частотного сдвига между несущей частотой входного сигнала и частотой опорного сигнала выносится на втором этапе с использованием второго OFDM символа. Недостатком описанного метода является невысокая точность оценки временного положения сигнала вследствие достаточно широкой плоской вершины решающей функции. Второй OFDM символ не используется при оценке временного положения сигнала, так что ресурс преамбулы реализован не полностью. Перечисленные недостатки снижают помехоустойчивость частотно-временной синхронизации.

В научной литературе представлено ограниченное количество исследований, посвящённых использованию многоканальных алгоритмов частотно-временной синхронизации. В [46] при реализации разнесенного приема сигналов 802.11 синхронизация в каждом канале приема выполняется независимо. Использование нескольких каналов приема позволяет получать более точные оценки временного и частотного рассогласования.

В [47, 48] рассматриваются двухканальные методы частотной и временной синхронизации, в основе которых лежат автокорреляционные свойства преамбулы. Общим недостатком таких методов является более низкая надежность обнаружения сигнала в различных условиях распространения по сравнению с методами когерентного накопления. Кроме того, недостатком автокорреляционных методов является невысокая точность оценки временного положения преамбулы вследствие отсутствия ярко-выраженного пика решающей функции.

Предложенный алгоритм обнаружения и синхронизации использует преамбулу Wi-Fi сигнала, которая состоит из двух частей, как показано на рисунке 3.5. Первая часть преамбулы L-STF представляет собой $J = 10$ коротких кодовых последовательностей длительностью τ_1 , вторая часть преамбулы L-LTF содержит две длинные кодовые последовательности длительностью τ_2 и защитный интервал (GI – guard interval) длительностью $\tau_2 / 2$ [32-35].

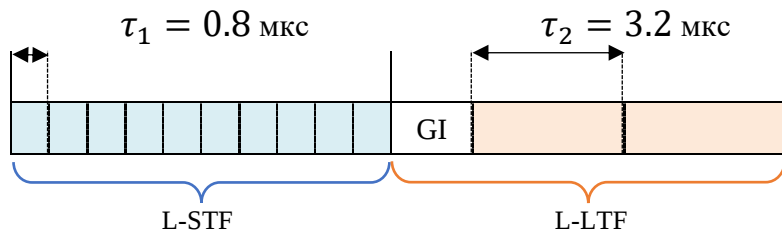


Рисунок 3.5 – Структура преамбулы сигналов 802.11a/n/ac/ax

Обнаружение и частотно-временная синхронизация осуществляется в два этапа. На первом этапе выполняется обнаружение первой части преамбулы и оценка ее временного положения. Для этого формируется решающая функция

$$\Lambda_i = \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} \left(\frac{\sum_{j=0}^{J-1} |Y_{i,j}^{(n)}|^2}{\sum_{j=0}^{JM-1} |X_{i+j}^{(n)}|^2} \right), \quad (3.5)$$

где $Y_{i,j}^{(n)} = \sum_{m=0}^{M-1} x_{i+M \cdot j+m}^{(n)} \cdot r_m^*$ – результат корреляции входного сигнала и одного символа

L-STF, $\mathbf{r} = (r_0, r_1, \dots, r_{M-1})$ – комплексные отсчеты одного элементарного символа, M – длина короткого символа в отсчетах.

Определяется максимум функции (3.5) $\Lambda_{\max}$ и его положение $i_1 = \arg \max_i \Lambda_i$. Решение об обнаружении первой части преамбулы выносится в случае $\Lambda_{\max} > h_1$, где h_1 – пороговое значение первого этапа (выбор порога определяется априорной информацией о сигнале, вычислительными ограничениями и требованиями к вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала). В этом случае i_1 является приближенной оценкой начала преамбулы.

Предварительная оценка частотной расстройки Δf_1 между несущими входного и опорного сигналов рассчитывается с помощью фазоразностного метода, в соответствии с которым

$$\Delta f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1} \angle \left(\sum_{n=0}^{N_{RX}-1} \sum_{j=1}^{J-1} Y_{i,j}^{(n)} Y_{i,j-1}^{(n)*} \right). \quad (3.6)$$

На втором этапе поиск L-LTF производится на априорном интервале $[N_1; N_2]$, $N_1 = i_1 + (J-2)M$, $N_2 = i_1 + (J+2)M$ с учетом предварительной оценки частотной расстройки (3.6). Решающая статистика второго этапа имеет вид

$$\Upsilon_i = \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} \frac{\left| \sum_{r=0}^{P-1} a_r^* x'_{i+r}{}^{(n)} \right|^2}{\sum_{k=0}^{P-1} \left| x_{i+k}^{(n)} \right|^2}, i \in [N_1; N_2], \quad (3.7)$$

где $x'_i{}^{(n)} = x_i^{(n)} \exp(-j \cdot 2\pi \Delta f_1 i / f_s)$ – комплексные отсчеты принимаемого сигнала n -го АЭ ($n = \overline{0, N_{RX}-1}$), скорректированные учетом предварительной оценки частотного рассогласования (3.6), $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{P-1})$ – комплексные отсчеты L-LTF, P – длина L-LTF в отсчетах.

Определяется максимум функции (3.7) $\Upsilon_{\max}$ и его положение $\hat{i} = \arg \max_i \Upsilon_i$. Преамбула считается окончательно обнаруженной в случае выполнения условия $\Upsilon_{\max} > h_2$, где h_2 – пороговое значение второго этапа. Величина $\hat{i}$ в этом случае является оценкой временного положения второй части преамбулы L-LTF, по которой легко находится начало символов данных. Методы выбора порога h_2 аналогичны методам выбора порога h_1 .

Окончательная оценка частотной расстройки для обоих каналов приема находится, как

$$\Delta f = \Delta f_1 + \frac{1}{2\pi\tau_{L-LTF}} \angle \left(\sum_{n=0}^{N_{RX}-1} U_{\hat{i}+\frac{P}{5}}^{(n)} \cdot U_{\hat{i}+\frac{3P}{5}}^{(n)*} \right), \quad (3.8)$$

где

$$U_i^{(n)} = \sum_{m=0}^{\frac{2P}{5}-1} a_m^* \cdot x_{i+m}^{(n)}.$$

После установления частотно-временной синхронизации необходимо выполнить компенсацию частотной расстройки в каждом канале.

3.5. Оценка канала и демодуляция

После установления частотно-временной синхронизации производятся процедуры приема согласно рисунку 3.4. Для обоих каналов приема оценка частотного отклика канала выполняется независимо. Начальная оценка канала может быть рассчитана по известным длинным символам L-LTF методом наименьших квадратов [49]

$$H_k^{(n)} = \frac{Y_{1,k}^{(n)} + Y_{2,k}^{(n)}}{2B_k}, \quad n = 0, N_{RX} - 1 \quad (3.9)$$

где $H_k^{(n)}$ – канальный множитель k -й поднесущей, $Y_{1,k}^{(n)}$, $Y_{2,k}^{(n)}$ – БПФ первого и второго символов L-LTF, B_k – известные данные символов L-LTF.

Частотный отклик канала в общем случае меняется со временем. Эти изменения оцениваются с помощью известных пилотных поднесущих сигнала. Будем следовать алгоритму из [50]. По пилотным поднесущим оценивается разность фаз между текущим OFDM символом пакета и второй частью преамбулы

$$\varphi_i^{(n)} = \arg \left(\sum_{k \in \mathbf{v}_p} \frac{Y_{i,k}^{(n)} H_k^{*(n)}}{|H_k^{(n)}|^2} p_{i,k} \right) \quad (3.10)$$

где i – индекс текущего OFDM символа, $\mathbf{v}_p$ – вектор, содержащий индексы пилотных поднесущих, $p_{i,k}$ – известный элемент i -го пилот символа k -й поднесущей.

Далее производится коррекция информационных поднесущих текущего i -го OFDM символа

$$\hat{Y}_{i,d}^{(n)} = Y_{i,d}^{(n)} \exp(-j\varphi_i^{(n)}), \quad (3.11)$$

где $d \in \mathbf{v}_d$ – вектор, содержащий индексы информационных поднесущих.

Окончательно двухканальная оценка символов модуляции поднесущих i -го OFDM символа равна

$$\hat{X}_{i,d} = \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} \hat{X}_{i,d}^{(n)}, \quad X_{i,d}^{(n)} = \frac{\hat{Y}_{i,d}^{(n)} H_m^{*(n)}}{|H_d^{(n)}|^2} \quad (3.12)$$

В случае кодирования LDPC выполняется деперемежение оценок символов модуляции поднесущих в соответствии со стандартом [32-35].

При расчете мягких решений необходимо использовать информацию о состоянии канала [51], для этого используется множитель

$$C_d = \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} |H_d^{(n)}|^2. \quad (3.13)$$

Из массива оценок информационных символов (3.12) для каждой d -й информационной поднесущей i -го OFDM символа получаем мягкие решения кодированных бит $X_{i,d}$ [52]

$$\theta_{k,d}^{(i)} = C_d \left\{ \min_{X \in \Omega_i^{(1)}} |\hat{X}_{k,d} - K_{MOD} X|^2 - \min_{X \in \Omega_i^{(0)}} |\hat{X}_{k,d} - K_{MOD} X|^2 \right\}, \quad i = 1, \dots, \log_2 Q \quad (3.14)$$

где X – комплексная точка созвездия модуляции, Q – число точек созвездия, $\Omega_i^{(1)}$ – множество точек созвездия, для которых i -й бит равен 1, $\Omega_i^{(0)}$ – множество точек созвездия, для которых i -й бит равен 0, K_{MOD} – известный калибровочный коэффициент [32-35].

В случае свертчного кодирования производится деперемежение полученных мягких решений бит в соответствии с правилом стандарта [32-35].

Далее выполняется декодирование (Витерби или LDPC) и дескремблирование полученных оценок бит. По принятым битам данных рассчитываются 32 проверочных бита. Принимается решение о безошибочном приеме пакета при условии, что все расчетные биты совпадают с принятыми проверочными битами пакета. В этом случае из принятого заголовка MAC-уровня определяются идентификаторы отправителя и получателя.

3.6. Основные результаты исследования

Анализ разработанного алгоритма обнаружения и частотно-временной синхронизации сигнала Wi-Fi был выполнен методом статистического компьютерного моделирования. В качестве канала связи использовалась модель неселективных по частоте релейских замираний. Пространственная корреляция сигнала на элементах AP ρ задавалась в соответствии с моделью (1.20). Частотный сдвиг сигнала выбирался случайным равномерно распределенным в интервале $[-\Delta f_{\max}, \Delta f_{\max}]$, где максимальная частотная расстройка $\Delta f_{\max} = 232$ кГц обусловлена требованиями стандартов IEEE 802.11 к точности опорного генератора [32-35].

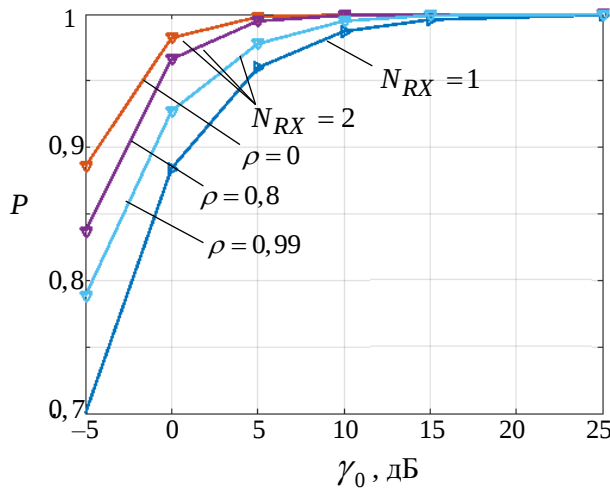
На рисунках 3.6-3.8 приведены результаты моделирования алгоритма обнаружения и частотно-временной синхронизации при различных значениях коэффициента корреляции ρ между каналами. Здесь значение $N_{RX} = 1$ соответствует приему на одну антенну, $N_{RX} = 2$ – разнесенному приему на 2 антенных элемента, $N_{RX} = 4$ – разнесенному приему на 4 антенных элемента.

Распределение случайной величины $\arg \max_i Y_i$ является мультимодальным, а потому стандартные оценки дисперсии могут быть неинформативными или даже вводить в заблуждение. Будем использовать вероятность успешной временной синхронизации P , определяемую как обнаружение преамбулы с погрешностью оценки ее временного положения не более префикса OFDM-символа.

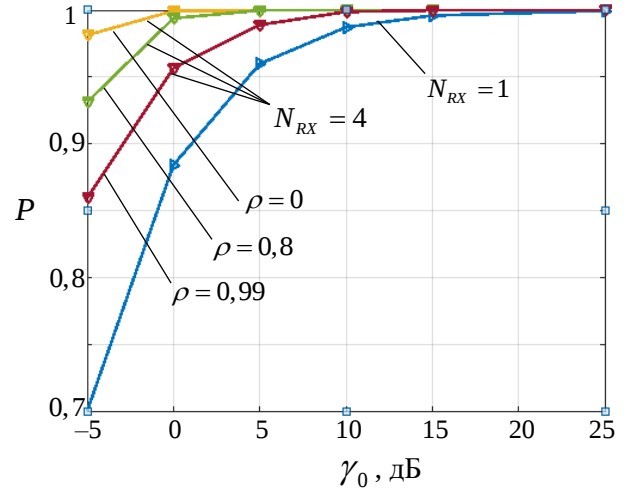
Пороговые значения h_1, h_2 выбирались таким образом, чтобы вероятность ложной тревоги не превышала 0.01%.

Рисунок 3.7 иллюстрирует помехоустойчивость оценки частотного рассогласования, где показана зависимость корня квадратного из рассеяния оценки

$F = \left\langle \left| \Delta f - \Delta f \right|^2 \right\rangle$ от γ_0 -среднего E_b / N_0 . Здесь Δf – оценка частотной расстройки (3.8), Δf – ее истинное значение.

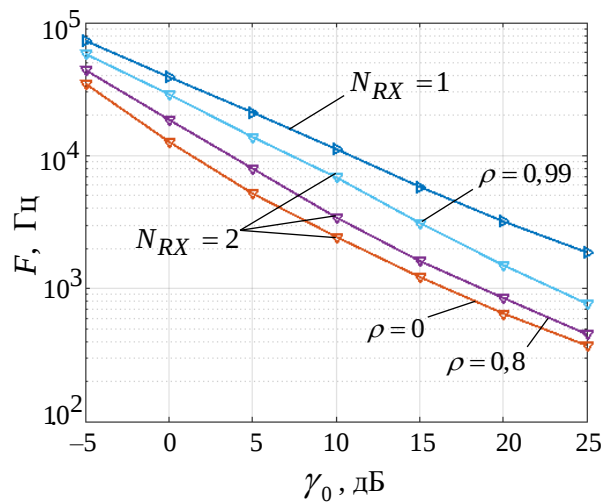


(a)

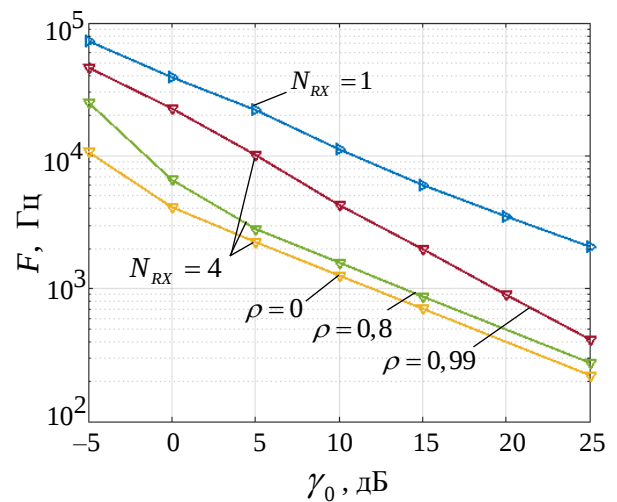


(б)

Рисунок 3.6 – Зависимость вероятности успешной *временной* синхронизации от среднего отношения энергии одного бита к спектральной плотности мощности шума



(a)

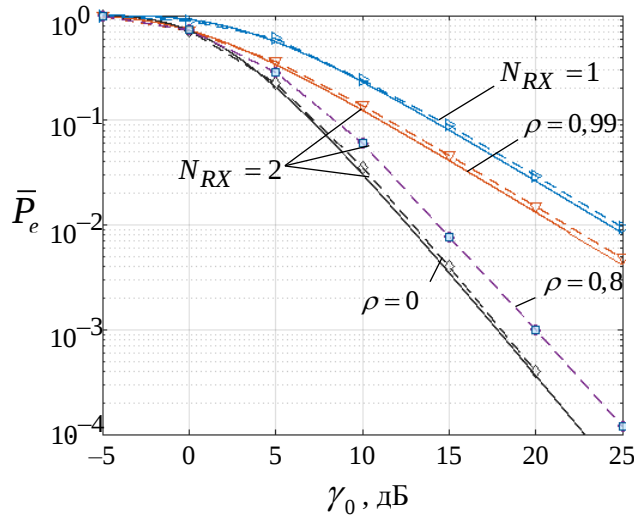


(б)

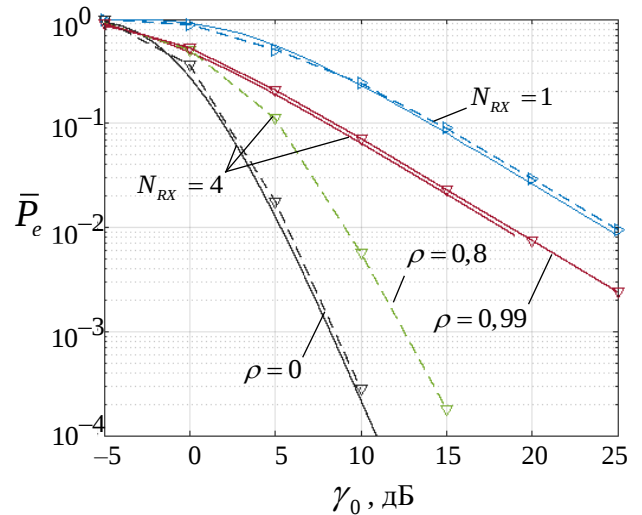
Рисунок 3.7 – Зависимость корня квадратного из рассеяния оценки частотной расстройки от среднего отношения энергии одного бита к спектральной плотности мощности шума

На рисунке 3.8 приведены характеристики помехоустойчивости приема для описанного выше алгоритма. Пунктирными линиями представлены результаты моделирования, в то время как сплошные линии соответствуют теоретическим расчётам. На рисунках 3.8(а) и 3.8(б) приведена вероятности фреймной ошибки

$\bar{P}_e(\gamma_0)$ при различных значениях корреляции ρ соответственно для $N_{RX} = 2$ и для $N_{RX} = 4$. Фрейм считался принятым с ошибкой как в случае пропуска сигнала при обнаружении, так и при ошибках демодуляции.



(a)



(б)

Рисунок 3.8 – Зависимость вероятности пакетной ошибки от среднего отношения энергии одного бита к энергетической спектральной плотности шума

Оценим среднее E_b / N_0 , необходимое для обеспечения заданной вероятности ошибки, например $\bar{P}_e = 0,01$. Результаты оценки отражены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Оценка выигрыша в помехоустойчивости для разнесенного приема

Число антенн	Коррелированные замирания		Некоррелированные замирания	
	Требуемое E_b / N_0 , дБ	Выигрыш в E_b / N_0 , дБ	Требуемое E_b / N_0 , дБ	Выигрыш в E_b / N_0 , дБ
$N_{RX} = 1$	24,8	—	24,8	—
$N_{RX} = 2$	21,8	3,0	12,5	12,3
$N_{RX} = 4$	18,8	6,0	5,8	19,0

Для проверки теоретических расчетов и результатов моделирования были проведены экспериментальные исследования. В качестве источника сигнала использовался генератор Agilent E4438C. Приём осуществлялся двухканальной измерительной аппаратурой Д11 (модель 5), производства компании ИРКОС [31]. Генератор формировал пакеты сигнала Wi-Fi с постоянным интервалом. На протяжении 15 с регистрировалось количество принятых пакетов, по которому определялась вероятность пакетной ошибки. На рисунке 3.9 показана зависимость вероятности пакетной ошибки $\bar{P}_e$ от мощности сигнала для случаев одноканальной обработки каждого из двух каналов, а также совместной обработки этих каналов.

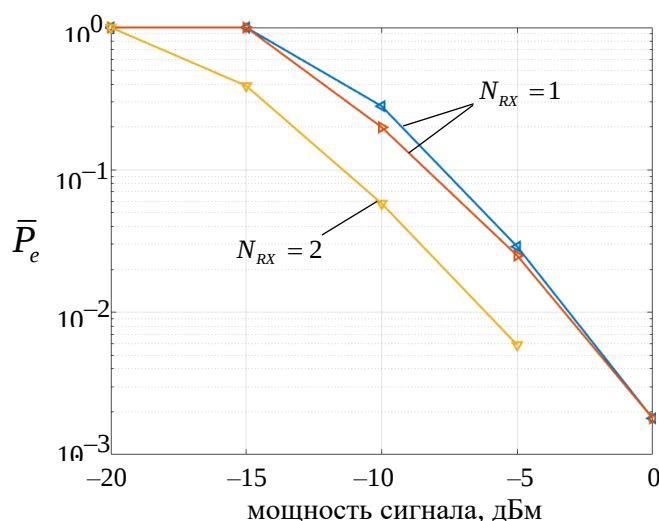


Рисунок 3.9 – Зависимость вероятности пакетной ошибки от мощности сигнала

Расстояние между АЭ составляло около половины длины волны. Такое расположение АЭ предполагает наличие существенной корреляции между принимаемыми сигналами, однако точное значение коэффициента корреляции в эксперименте не замерялось и не контролировалось. При этом выигрыш в помехоустойчивости приема сигналов Wi-Fi в случае использования двух каналов составляет примерно 3 дБ, что согласуется с результатами теоретического расчета и моделирования.

Выводы

Разработан многоканальный алгоритм обнаружения и частотно-временной синхронизации сигналов стандарта Wi-Fi. Использование информации со всех доступных АЭ при обнаружении и синхронизации позволяет приблизиться к показателям оптимального дифференциально-взвешенного суммирования сигналов.

Проведен теоретический анализ помехоустойчивости разнесенного приема для случаев коррелированных ($\rho = 0,99$) и некоррелированных ($\rho = 0$) частотно-независимых релеевских замираний.

Показано, что с ростом числа антенн рабочее E_b / N_0 значительно уменьшается, то есть имеет место энергетический выигрыш, обеспечиваемый двумя факторами. Первый связан с увеличением среднего уровня принимаемых сигналов за счет использования N_{RX} приемных антенн. Этот выигрыш не зависит от степени корреляции приемных антенн и по результатам моделирования составляет 3,0 дБ для $N_{RX} = 2$, 6,0 дБ – для $N_{RX} = 4$ при вероятности пакетной ошибки $\bar{P}_e = 0,01$. Второй фактор обусловлен уменьшением вероятности глубоких замираний при использовании нескольких антенн. Максимальный выигрыш в помехоустойчивости наблюдается в случае отсутствия корреляции приемных антенн и достигает 12,3 дБ для $N_{RX} = 2$, 19,0 дБ – для $N_{RX} = 4$.

Результаты моделирования согласуются с полученными теоретическими оценками, а также с экспериментальными данными.

Таким образом, использование разработанных алгоритмов разнесенного приема, включая обнаружение, частотно-временную синхронизацию и оценку канала позволяет существенно увеличить помехоустойчивость систем РК с AP. Это позволяет значительно расширить зону действия приемной аппаратуры, повысить вероятность правильного обнаружения и безошибочного приема идентификаторов устройств Wi-Fi.

4. ОБРАБОТКА СИГНАЛА С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОКОНТРОЛЯ

В данной главе проводится исследование разнесённого приёма сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в системах РК на примере технологии Bluetooth. Приведено описание структуры сигнала, соответствующего стандарту IEEE 802.15.1 (Bluetooth). Рассматриваются различные способы приема сигналов с гауссовой частотной манипуляцией (ГЧМ), применяемой в Bluetooth.

Основное внимание уделено разработке и анализу алгоритма разнесенного приема сигнала Bluetooth на основе корреляционной обработки. Приводится описание и анализ разработанного алгоритма обнаружения и частотно-временной синхронизации при отсутствии полной информации о содержимом кода доступа (АС).

Выполнен расчёт вероятности приема заголовка (header) пакета, условиях коррелированных и некоррелированных релеевских замираний.

Разработанные алгоритмы реализованы в программной среде MATLAB, где проведено моделирование процесса приёма при различном уровне корреляции сигналов, поступающих на приемные АЭ. Показана высокая эффективность предложенных решений, обеспечивающих возможность пассивного радиоконтроля устройств Bluetooth.

4.1. Модель принимаемого сигнала

Основным элементом организации сетей Bluetooth является пикосеть, состоящая из ведущего (master) и ведомого (slave) устройств. Количество активных подчиненных устройств может достигать семи. Ведущее устройство в рамках одной пикосети может быть только одно. Каждой паре master-slave соответствует свой индекс (LT_ADDR). Важно отметить, что однозначно определить направление передачи данных между ведущим и ведомым устройствами не всегда

представляется возможным. Разделить пеленги этих устройств возможно, т.к. передача данных осуществляется пакетами с использованием дуплексной схемы с временным разделением (TDD – Time Division Duplex). Длительность одного временного слота равна 625 мкс. Передача информации осуществляется пакетами, длительность которых варьируется и может охватывать один, три или пять временных слотов. Если пакет занимает несколько временных слотов, то центральная частота канала остается неизменной. Таким образом, при пеленговании необходимо учитывать, что четный слот принадлежит одному устройству, нечетный – другому.

Для передачи данных используются 79 частотных каналов (в Японии, Франции и Испании – лишь 23 частотных канала) с центральными частотами, измеряемыми в мегагерцах

$$f_C = 2402 + k, \quad (4.1)$$

где $k = \overline{0,78}$ – индекс канала. Смена канала осуществляется по псевдослучайной последовательности частот, которая определяется исходя из значения MAC-адреса ведущего устройства (BD_ADDR), при этом текущее значение частоты в последовательности определяется значением счетчика часов ведущего устройства (CLKN). В момент сопряжения ведомое устройство получает MAC-адрес ведущего устройства и синхронизирует с ним значение счетчика CLKN. Если пакет занимает несколько временных слотов, то центральная частота канала остается неизменной. В начале каждого пакета спецификация [53] допускает смещение $\Delta f_{\max}$ центра спектра от f_C на ± 75 кГц.

Приемопередатчики Bluetooth сигналов используют для передачи данных гауссовскую частотную манипуляцию с девиацией частоты от 115 до 175 кГц, либо фазовую манипуляцию двух типов: $\pi/4$ -DQPSK ($\pi/4$ -differential quadrature phase shift keying) и 8DPSK (8-differential phase shift keying). Битовая скорость в случае использования ГЧМ равна 1 Мбит/с, а использование фазовой манипуляции позволяет достигнуть битовой скорости в 2 Мбит/с для $\pi/4$ -DQPSK и 3 Мбит/с – для 8DPSK [53].

Гауссовская частотная манипуляция использует фильтр Гаусса для биполярных импульсов на входе частотного модулятора. Это приводит к непрерывности фазы при смене информационного бита, а, следовательно, к уменьшению частотного ресурса. Фильтрация Гаусса – один из самых распространенных способов уменьшения ширины спектра.

Импульсная характеристика (ИХ) Гауссова фильтра для непрерывного сигнала задается выражением [54]:

$$g(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right), \quad \alpha = \frac{\sqrt{2 \ln 2}}{B}, \quad (4.2)$$

где $B = 0,5$ – нормированная полоса пропускания фильтра по уровню -3 дБ.

Используя свойство дистрибутивности для свертки, сигнал на выходе фильтра Гаусса запишем

$$\omega(t, \mathbf{p}) = 2\pi\mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_k q(t - kT), \quad (4.3)$$

где $p_k \in \{\pm 1\}$ – последовательности модулирующих данных, $\mu = 0,28 \div 0,32$ – индекс модуляции, $q(t)$ – результат свертки $g(t)$ и прямоугольного импульса [55]

$$q(t) = \frac{1}{T} \left[\operatorname{erf} \left(\frac{t - \frac{T}{2}}{\sigma T} \right) + \operatorname{erf} \left(\frac{t + \frac{T}{2}}{\sigma T} \right) \right] \quad (4.4)$$

где $\operatorname{erf}(x)$ – функция ошибок.

С учетом (4.3) выражение для фазы сигнала

$$\varphi(t, \mathbf{p}) = 2\pi\mu \int_{-\infty}^t \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_k q(\tau - kT) d\tau, \quad (4.5)$$

Принимая во внимание вид функции (4.4) для случая $B \cdot T = 0,5$ выражение (4.3) может быть аппроксимировано с высокой точностью следующим образом [56]

$$\begin{aligned} 2\pi\mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_k q(t - kT) &\simeq \\ &\simeq 2\pi\mu \left(p_{k+1} q(t - (k+1)T) + p_k q(t - kT) + p_{k-1} q(t - (k-1)T) + \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{k-2} p_k \right), \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$kT \leq t \leq (k+1)T$$

Сигнал ГЧМ определяется как

$$s(t, \mathbf{p}) = \exp(-j[\varphi(t, \mathbf{p}) + \varphi_0]), \quad (4.7)$$

где φ_0 – начальная фаза сигнала.

Обобщенная структура пакетов отражена на рисунке 4.1 (исключением являются пакеты ID (identity) и FHS (Frequency hop synchronization) используемые в процедурах inquiry и page). Следует иметь в виду, что при использовании технологии Enhanced Data Rate (EDR), предполагающей применение фазовой манипуляции, код доступа (AC – Access Code) и заголовок (Packet header), по-прежнему использует гауссовскую частотную манипуляцию для обеспечения обратной совместимости устройств [53].

72 бита	54 бита				32 бита
Access Code (AC)	Packet Header	Guard	Payload Header	Payload body	CRC

Рисунок 4.1 – Обобщенная структура пакета

Заголовок начинается логическим транспортным адресом LT_ADDR, который имеется у каждого активного устройства в пикосети и является идентификатором для ведомых устройств, и заканчивается 8-ми битной контрольной суммой НЕС, при формировании которой используются старшие биты upper address part (UAP) ведущего устройства. А именно, контрольная сумма формируется с использованием регистра сдвига с обратными связями, где в качестве инициализирующего значения используется UAP ведущего устройства. Подобная структура заголовка позволяет сосуществовать двум различным сетям даже при условии того, что код доступа у них одинаков.

Отметим, что заголовок в неявном виде содержит информацию о UAP ведущего устройства, но при отслеживании сетевого трафика «со стороны» в пассивном режиме значение счетчика часов $CLKN_{6-1}$ остается неизвестным. Это служит препятствием для того, чтобы на основании расчета контрольной суммы

получить UAP. Подробнее об этом будет говориться при рассмотрении процедуры декодирования информационных бит.

4.2. Анализ потенциальной эффективности разнесенного приема

Оптимальный когерентный прием ГЧМ, обеспечивающий максимальную помехоустойчивость, реализуется с использованием банка согласованных фильтров, содержащий все возможные передаваемые последовательности $\mathbf{p}^{(i)}$ длиной K битовых периодов. Следовательно, при приеме K бит необходимо реализовать 2^K фильтра при условии, что влиянием граничных бит последовательности модулирующих данных на последовательность $r(t, \mathbf{p}^{(i)})$ можно пренебречь [57]. Формально, оптимальный когерентный прием (MLSE) определяет выходной сигнал следующим образом [57, 58]

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{p}} = \arg \max_{\mathbf{p}^{(i)}} \left\{ - \int_{-\infty}^{+\infty} [s(t) - r(t, \mathbf{p}^{(i)})] dt \right\} = \\ \arg \max_{\mathbf{p}^{(i)}} \left\{ - \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt - \int_{-\infty}^{+\infty} |r^*(t, \mathbf{p}^{(i)})|^2 dt + \int_{-\infty}^{+\infty} 2\Re[s(t) \cdot r^*(t, \mathbf{p}^{(i)})] dt \right\}, \end{aligned} \quad (4.8)$$

где $\mathbf{p}^{(i)}$ – возможные битовые последовательности, $i = \overline{0, 2^{K-1}}$.

Когерентный прием предполагает, что начальная фаза известна и после компенсации ее значение в (4.8) принимается равным нулю.

В этом случае вероятность битовой ошибки в канале с гауссовым шумом определяется выражением [58]

$$b_e(\gamma) \approx Q\left(\sqrt{d_{\min}^2 \frac{E_b}{N_0}}\right), \quad (4.9)$$

где $d_{\min}^2$ – квадрат наименьшего Евклидова расстояния.

В общем случае Евклидово расстояние между двумя последовательностями $\mathbf{p}$ и $\mathbf{p}'$ можно найти согласно выражению [59]

$$d^2(\mathbf{p}, \mathbf{p}') = \frac{1}{2E_b} \int_0^{KT_s} |s(t, \mathbf{p}) - s(t, \mathbf{p}')|^2 dt \quad (4.10)$$

Выражение (4.10) для ГЧМ можно существенно упростить [58,59]

$$d^2(\gamma) = \log_2(M) \left[K - \frac{1}{T_s} \int_0^{KT_s} \cos[\varphi(t, \gamma)] dt \right], \quad (4.11)$$

где $\gamma = \mathbf{p} - \mathbf{p}'$.

Для нахождения $d_{\min}^2$ нужно подобрать такую пару последовательностей $\mathbf{p}$ и $\mathbf{p}'$, которая обеспечивает минимум функции (4.11).

Вычислительная сложность приемника в виде банка цифровых фильтров очень большая, поэтому часто применяют алгоритм Витерби. Этот алгоритм использует рекурсивный подход, выбирает наиболее вероятную последовательность на основе накопленных метрик. При этом окончательное решение о символе на определенной позиции принимается тогда, когда различия между альтернативными путями становятся пренебрежимо малы.

Для когерентного приема метрика пути, которой соответствует битовая последовательности $\tilde{\mathbf{p}}$, формируется на основе (4.8) следующим образом [59]

$$\Lambda_K = \sum_{k=0}^{K-1} \Re \{ s_k \cdot r_k^*(\tilde{\mathbf{p}}) \}, \quad (4.12)$$

где $s_k = s(kT_s)$ – дискретные отсчеты принимаемого сигнала, $r_k(\tilde{\mathbf{p}})$ – дискретные отсчеты опорного сигнала $r(kT_s, \tilde{\mathbf{p}})$.

Существует огромное количество способов *последовательного* некогерентного приема (noncoherent sequence detect - NSD) сигналов с гауссовой частотной манипуляцией [60-65]. В основе их также лежит алгоритм Витерби, однако метрики формируются с учетом отсутствия знания начальной фазы. Например, в [62,63] используется метрика

$$\Lambda_K \triangleq -\frac{1}{2} \sum_{k=0}^{K-1} |r_k(\mathbf{p}^{(i)})|^2 + \left| \sum_{k=0}^{K-1} s_k r_k(\tilde{\mathbf{p}}) \right| \quad (4.13)$$

Помехоустойчивость некогерентных методов демодуляции оказывается примерно на 3 дБ хуже оптимального когерентного приема. Вероятность битовой ошибки в гауссовом канале при некогерентном приеме ГЧМ определяется выражением [1]

$$b_e(\gamma) = Q_1(a, b) - \frac{1}{2} \exp\left(\frac{a^2 + b^2}{2}\right) I_0(ab), \quad (4.14)$$

где

$$b, a = \sqrt{\frac{\gamma}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \rho^2}\right)}, \quad (4.15)$$

$\rho = \frac{\sin(2\pi h)}{2\pi h}$ – коэффициент корреляции между сигналами, соответствующими противоположным символам (0 и 1), h – индекс модуляции. Выражения (4.14), (4.15) справедливы только при условии $h < 0,5$.

Структура декодера Витерби полностью определяется индексом модуляции – незначительное изменение индекса модуляции приводит к изменению возможного числа состояний, что в свою очередь, требует изменения структуры решетки. Поэтому *последовательные* способы не применимы для РК систем стандарта 802.15.1.

Альтернативным способом демодуляции является посимвольный прием с использованием частотного дискриминатора [66-68]. Для анализа помехоустойчивости работы ЧД, как правило, используют взаимосвязь корреляционных и спектральных характеристик случайных процессов [69,70].

Оценка дисперсии шума на выходе ЧД σ_n^2 может быть выполнена с помощью второй производной коэффициента корреляции шумовой компоненты $n(t)$, подаваемой на вход устройства

$$\sigma_n^2 \sim -\ddot{R}_n(0), \quad (4.16)$$

где $R_n(\tau)$ определяется выражением

$$R_n(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} n(t) n^*(t - \tau) dt. \quad (4.17)$$

Согласно [70] вероятность битовой ошибки ГЧМ в гауссовом шумовом канале может при использовании ЧД представлена в виде

$$b_e(\rho) = \frac{1}{2} \left\{ \left(1 - b^2 \right)^{\frac{1}{2}} F(b, a) \right\}, \quad (4.18)$$

где

$$F(b, a) = \int_0^\pi \frac{\exp[-a(1 - b \cos \theta)]}{\pi(1 - b \cos \theta)} d\theta, \quad (4.19)$$

$$a = \frac{\rho}{2} (1 + c), \quad (4.20)$$

$$b = \frac{1 - c}{1 + c}, \quad (4.21)$$

$$c = \frac{\omega_d^2}{-\ddot{\rho}_n}, \quad (4.22)$$

$\omega_d = 2\pi f_d$ – частота девиации, $\ddot{\rho}_n$ – определяет отношение дисперсий шума на выходе и входе ЧД

$$\ddot{\rho}_n = \frac{\ddot{R}_n(0)}{R_n(0)}. \quad (4.23)$$

С целью уменьшения влияния высокочастотных составляющих, перед ЧД используют фильтр нижних частот, что позволяет повысить эффективность работы приёмника.

Величина

$$\rho = \frac{E_b}{N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{1}{B_n}, \quad (4.24)$$

где B_n – эквивалентная шумовая полоса, связывает статистические характеристики сигнала на входе и выходе пре-детекторного фильтра.

В нашей работе в качестве фильтра используется фильтр Гаусса (4.2), который является наиболее близким по характеристикам к оптимальному при приеме сигналов с гауссовой частотной манипуляцией. Передаточная функция такого фильтра

$$H(f) = \exp(-\alpha^2 f^2). \quad (4.25)$$

Эквивалентная шумовая полоса такого фильтра связана с полосой пропускания по уровню -3 дБ [71]

$$\frac{B_n}{B} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\ln 2}}. \quad (4.26)$$

При использовании пре-детекторного фильтра Гаусса с полосой пропускания $\omega_0 = 2\pi f_0$ можно записать [70]

$$-\ddot{\rho}_n = \frac{\omega_0^2}{2}. \quad (4.27)$$

На рисунке 4.2 показаны вероятности битовой ошибки в гауссовом шумовом канале для различных методов приема сигналов ГЧМ от E_b/N_0 . Видно, что ЧМ значительно уступает по помехоустойчивости последовательным методам (MLSE и NSD), однако позволяет принимать сигналы с различным индексом модуляции.

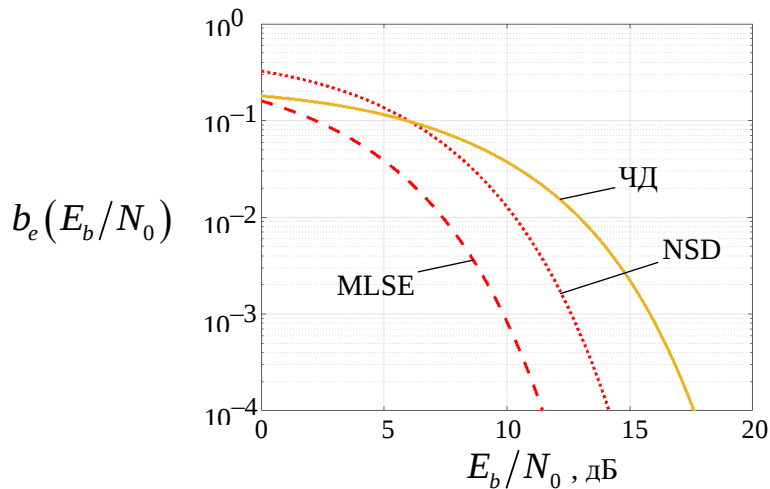


Рисунок 4.2 – Вероятность битовой ошибки в гауссовом шумовом канале для различных методов приема сигналов ГЧМ от среднего отношения энергии одного бита к спектральной плотности мощности шума

Полученные кривые совпадают с результатами моделирования, полученными авторами в работах [61,68].

Используя формулу (1.33), запишем выражение для вероятности ошибки приема кода доступа (АС) вместе с заголовком сигнала Bluetooth в

квазистационарном релеевском канале. Влиянием помехоустойчивого кодирования в данной главе будем пренебрегать, поскольку это выходит за рамки текущего анализа

$$\bar{P}_e(\gamma_0, N_{RX}) = 1 - \int_0^\infty \frac{(1 - b_e(\gamma))^{72+54}}{(N_{RX} - 1)! \gamma_0^{N_{RX}}} \gamma^{N_{RX}-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) d\gamma. \quad (4.28)$$

Используя численные методы интегрирования [23], построим вероятности пакетной ошибки $\bar{P}_e(\gamma_0)$ в квазистационарном релеевском канале для различного количества элементов АР.

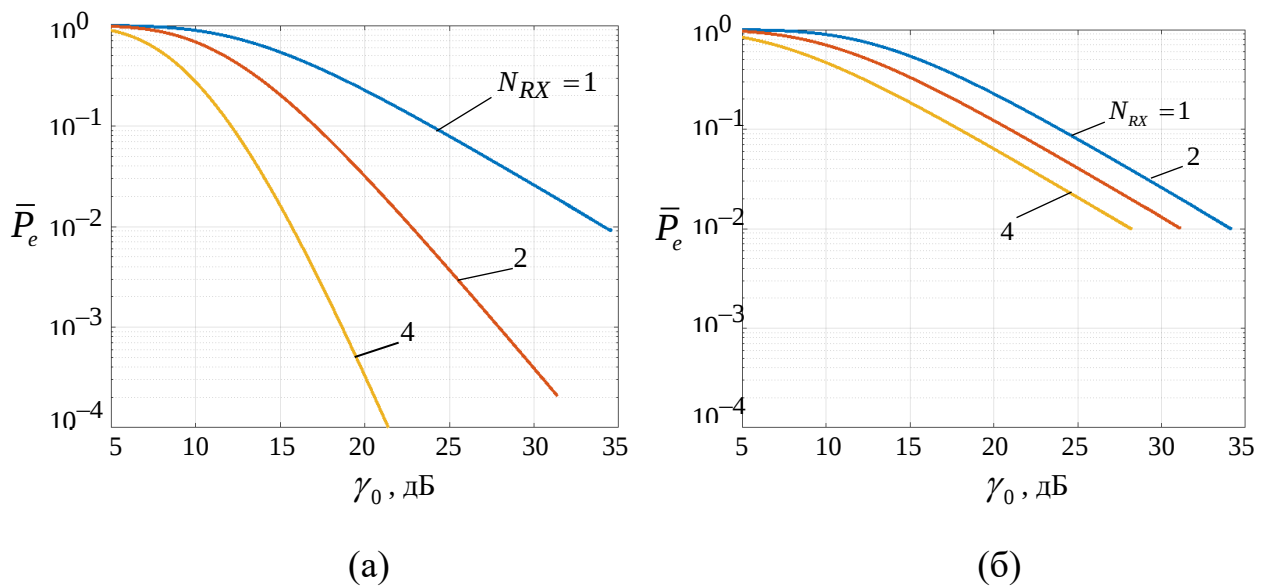


Рисунок 4.3 – Вероятность $\bar{P}_e(\gamma_0)$ использования ЧД и оптимального додетекторного сложения различного значения числа элементов АР при: (а) – $\rho = 0$, (б) – $\rho = 0,99$

4.3. Разнесенный прием на основе корреляционной обработки сигналов

Выше при анализе систем РК предполагалось, что амплитуды и фазы сигналов, принятых различными антеннами, оцениваются по известной последовательности после выполнения синхронизации, а затем когерентно складываются с весовыми коэффициентами (1.25). В случае радиоконтроля устройств Bluetooth такая последовательность отсутствует. Учтём тот факт, что информация о разности фаз двух сигналов содержится в коэффициенте их

взаимной корреляции. Это обстоятельство, в частности, используется для построения компенсаторов шумоподобных сигналов [72,73]. В данной работе используется метод, предложенный в работе [16]. Схема для разнесённого приёма сигналов аналогична схеме компенсатора шумоподобных сигналов с тем отличием, что вместо когерентного вычитания выполняется когерентное сложение сигналов.

В общем случае при произвольном числе элементов АР весовые коэффициенты имеют вид [16]

$$w_i = \frac{\langle |\mathbf{x}^{(i)}|^2 \rangle}{\sqrt{\langle |\mathbf{x}^{(i)}|^2 \rangle^2 + \sum_{j \neq i, j=0}^{N_{RX}-1} \langle |\mathbf{x}^{(i)} \mathbf{x}^{(j)*}|^2 \rangle}}, w_j = \frac{\langle \mathbf{x}^{(i)} \mathbf{x}^{(j)*} \rangle}{\sqrt{\langle |\mathbf{x}^{(i)}|^2 \rangle^2 + \sum_{j \neq i, j=0}^{N_{RX}-1} \langle |\mathbf{x}^{(i)} \mathbf{x}^{(j)*}|^2 \rangle}} \quad (4.29)$$

где $j \neq i$, $j = 0, \dots, N_{RX} - 1$, $\mathbf{x}^{(i)}$ – комплексные отсчеты видеосигнала i -го АЭ ($i = \overline{0, N_{RX} - 1}$) с частотой дискретизации f_s , $\langle \cdot \rangle$ – оператор усреднения случайной величины по ее значениям.

В этом случае нерешенным остается вопрос интервалов, в течении которых необходимо выполнить усреднение, то есть рассчитать весовые коэффициенты. Отметим, что качественно выполнить синхронизацию, имея несколько каналов приема, возможно только при использовании методов последетекторного сложения [74]. При использовании ЧД характеристики помехоустойчивости последетекторного сложения оказываются хуже случая додетекторного сложения. Именно поэтому необходимо оценивать весовые коэффициенты до момента выполнения синхронизации.

Для расчета весовых коэффициентов будем использовать интервалы временной выборки, амплитуда которых превышает пороговое значение. Особенности энергетического обнаружения сигналов Bluetooth рассмотрены в [75].

Полученные в результате корреляционной обработки весовые коэффициенты $\mathbf{W} = (w_1, w_2, \dots, w_N)^T$ используются при сложении сигналов различных АЭ

$$x = \mathbf{W}^H \mathbf{Y} = \sum_{n=0}^{N_{RX}-1} w_i y_i. \quad (4.30)$$

Как было отмечено ранее, поиск весовых коэффициентов на основе автокорреляции работает в случае, когда уровень сигнала превосходит уровень шума. Так как рабочее отношение сигнал-шум для устройств Bluetooth многократно превышает 0 дБ эффективность такого метода будет близка к оптимальному весовому сложению.

Полученный сигнал поступает на вход блока временной синхронизации. После синхронизации происходит демодуляция и декодирование полученных бит. Обработка полученного битового потока позволяет получить идентификаторы ведущего устройства, а также информацию о ведомых устройствах.

4.4. Обнаружение и частотно-временная синхронизация

Для частотно-временной синхронизации Bluetooth устройства используют АС, имеющий хорошие автокорреляционные свойства. Для сопряжения Bluetooth устройства используют известный код доступа – general inquiry access code (GIAC). Однако после сопряжения в рамках пикосети используется АС, сформированный на основе LAR ведущего устройства. Таким образом, происходит кодовое разделение устройств, принадлежащих разным пикосетям.

В общем случае аппаратура РК не имеет априорной информации об идентификаторах (LAR), работающих в эфире. Если процедура сопряжения выполнена вне зоны электромагнитной доступности, то обнаружение и синхронизация сигналов Bluetooth на основе классической корреляционной обработки становится невозможной.

Поскольку разрабатываемый способ обработки радиосигналов должен быть пригоден для обнаружения и синхронизации любых сигналов стандарта Bluetooth, то он должен базироваться на элементах пакетов, которые не зависят от LAR.

Содержимое АС зависит от LAR, однако предусматривает, помимо прочего, наличие преамбулы (трейлера) $\mathbf{a}' = (0,1,0,1)$ или $-\mathbf{a}' = (1,0,1,0)$ в начале и конце АС, а также последовательности $\mathbf{b} = (0,0,1,1,0,1)$ или $-\mathbf{b} = (1,1,0,0,1,0)$ перед трейлером. Выбор преамбулы зависит от младшего бита синхропоследовательности, а

трейлера – от старшего бита в **b**. Выбор последовательности **b** зависит от старшего бита синхрослова, что позволяет сформировать семиэлементную последовательность Баркера. Более детальную информацию о формировании АС можно найти в спецификации [53]. Для разработки аппаратуры РК существенно лишь то, что любой код доступа обязан содержать набор из преамбулы, трейлера и последовательности Баркера согласно рисунку 4.4.

преамбула 4 бита	Sync word 64 бита		трейлер 4 бита
1010 или 0101	1...	...001101 или ...110010	0101 или 1010
		59-64	

Рисунок 4.4 – Структура кода доступа (АС)

В работах [76] предложен метод обнаружения АС на основе жёстких решений (битового потока) в условиях отсутствия априорной информации о ЛАС. Пакет считается успешно обнаруженным при совпадении не менее 6 из 7 бит в последовательности Баркера, а также при наличии допустимого количества ошибок в АС, корректируемых алгоритмом БЧХ-кодирования. Недостатком такого метода является высокое число ложных срабатываний, что приводит к ухудшению работы в условиях низкого ОСШ.

В источнике [77] обнаружение неизвестного АС происходит в два этапа. На первом этапе сигнал с выхода ЧД попадает на коррелятор для преамбулы **a'**. В случае превышения порогового значения коррелятора, происходит конечной части АС в априорном интервале длиной 4 символа. В качестве эталонного сигнала авторы предлагают использовать косинусоиду, т.к. она довольно точно аппроксимирует преамбулу **a'**. Известные младший и старший биты синхрослова не используются. Кроме того, наличие априорного интервала при поиске конечной части АС приводит к увеличению вероятности случайного обнаружения.

Оценку положения АС будем определять по критерию минимума наименьших квадратов, учитывая младший и старший биты синхрослова. Решающая функция имеет вид

$$D_i = \min \left(\sum_{k=1}^{5 \cdot N_s} \left| \omega_k(\mathbf{a}) \pm \frac{1}{\mu} s_{i+k} \right|^2 \right) + \min \left(\sum_{k=1}^{11 \cdot N_s} \left| \omega_k(\mathbf{c}) \pm \frac{1}{\mu} s_{i+61 \cdot N_s + k} \right|^2 \right), \quad (4.31)$$

где $\mathbf{a} = (0, 1, 0, 1, 0)$ – битовая последовательность преамбулы вместе с первым битом синхропоследовательности, $\mathbf{c} = (1, 1, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0)$ – битовая последовательность, завершающая код доступа, $\omega_k(\mathbf{a}) = \omega(kT_s, \mathbf{a})$ и $\omega_k(\mathbf{c}) = \omega(kT_s, \mathbf{c})$ – дискретные значения модулирующего колебания (4.3) соответствующих битовых последовательностей, $\mathbf{s}$ – сигнал с выхода ЧД, $N_s = T_s f_s$ – количество отсчетов на интервале одного символа, μ – индекс модуляции.

В случае, когда выполнить додетекторное сложение невозможно, необходимо взвешенное суммирование сигналов различных каналов при формировании решающей функции, как показано в [78].

Как было отмечено ранее, величина индекса модуляции может варьироваться от 0,28 до 0,35. Как следствие, формально определение значения μ , соответствующего минимуму D_i , является вариационной задачей, но в рамках текущего исследования условимся не рассматривать решение такой задачи и полагать, что индекс модуляции является константой – средним значением, равным $\mu = 0,315$.

Оценка начала пакета определяется положением минимума решающей функции (4.31)

$$i_0 = \arg \min_i D_i. \quad (4.32)$$

Решение об обнаружении АС выносится в случае выполнения условия $D_{i_0} < h$, где h – пороговое значение. В противном случае выносится решение об отсутствии сигнала в наблюдаемой реализации. Существует множество подходов к выбору значения порога h . Как уже было отмечено ранее, выбор метода зависит от наличия априорной информации о сигнале, вычислительных ограничений и

требованиям к вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала.

Для оценки частотной расстройки можно использовать верхний и нижний 0,15 ÷ 0,2 процентиль сигнала с выхода ЧД на интервале преамбулы после выполнения временной синхронизации. Нижний процентиль u_0 определяет максимальное смещение частоты от ее номинального значения при передаче нуля, верхний процентиль u_1 – максимальное смещение частоты от ее номинального значения при передаче единицы. Усредненное значение этих двух величин и будет являться оценкой частотной расстройки:

$$\Delta\hat{f} = \frac{u_0 + u_1}{2} \quad (4.33)$$

4.5. Демодуляция гауссовской частотной манипуляции

Суммирование сигналов разных АЭ в этом случае целесообразно реализовать до декодера, поскольку другие варианты реализации разнесенного приема будут иметь более низкую помехоустойчивость [79].

Поскольку реализация оптимального приемника для ГЧМ на практике сталкивается с огромным количеством трудностей, часто используют частотный дискриминатор.

Формально, сигнал с выхода ЧД можно описать следующим образом. Фаза комплексного сигнала $x(t) = x_R(t) + jx_I(t)$ определяется выражением

$$\varphi(t) = \arctan\left(\frac{x_I(t)}{x_R(t)}\right) = \varphi_0 + \int_0^t s(\tau) d\tau, \quad (4.34)$$

где $x_R(t)$ – действительная часть комплексного сигнала, $x_I(t)$ – мнимая часть комплексного сигнала, φ_0 – начальная фаза.

Дифференцирование фазы позволяет получить модулирующее колебание, которое довольно легко преобразуется в последовательность информационных бит

$$\frac{d}{dt}\varphi(t) = \frac{x_R(t)\frac{d}{dt}x_I(t) - x_I(t)\frac{d}{dt}x_R(t)}{x_R^2(t) + x_I^2(t)} = r(t). \quad (4.35)$$

Стоит отметить, что представление модулирующего колебания в виде (4.35) показывает возможность реализовать цифровую обработку без необходимости расчета функции $\arctan(\cdot)$, что существенным образом упрощает вычислительную сложность приемника.

Для случая дискретного сигнала выражение (4.35) можно представить в виде

$$r_k = \frac{x_{Rk} [x_{Ik} - x_{Ik-1}] - x_{Ik} [x_{Rk} - x_{Rk-1}]}{x_{Rk}^2 + x_{Ik}^2} \quad (4.36)$$

Для каждого символа накапливают сигнал с выхода частотного дискриминатора и сравнивают полученный результат с пороговым значением

$$\hat{p}_k = \sum_{n=0}^{N_S-1} r_{N_S k+n} \underset{1}{\overset{0}{\leq}} 0. \quad (4.37)$$

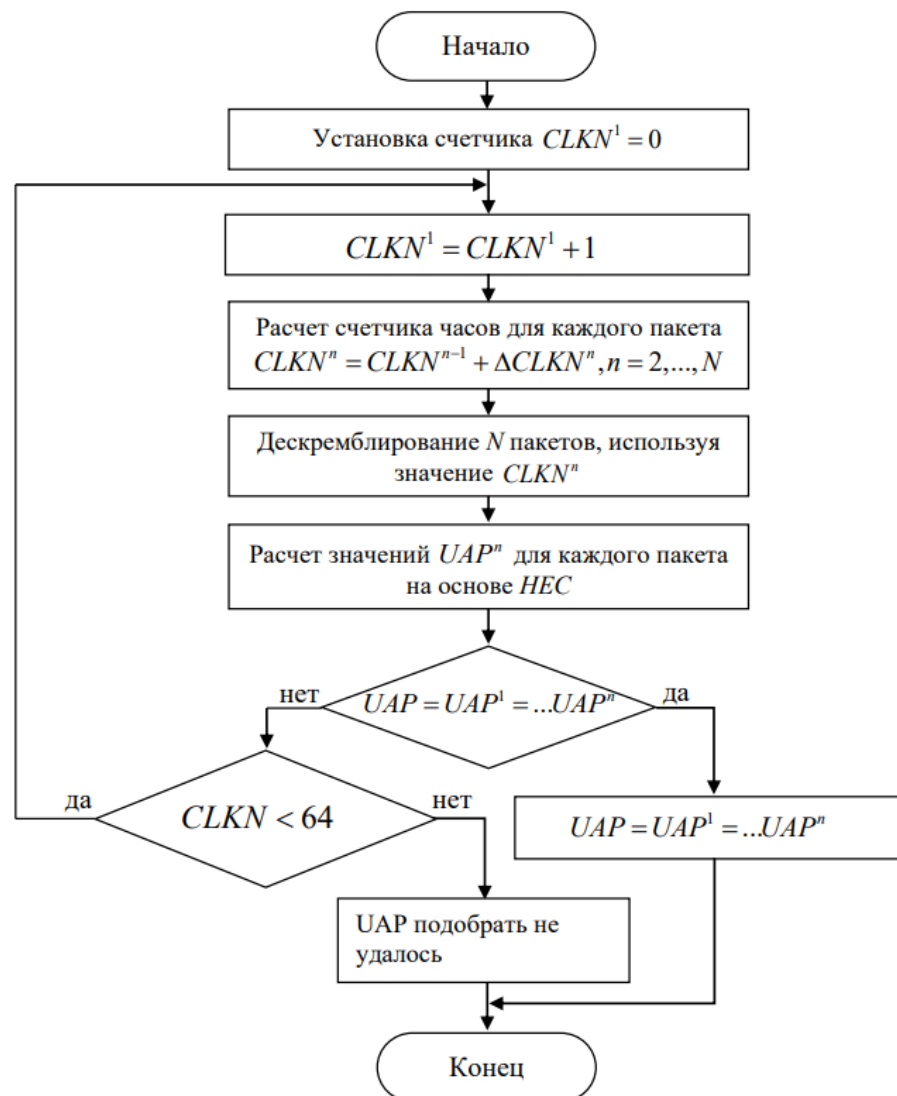
В отсутствие частотной расстройки оптимальным пороговым значением является нуль. В противном случае пороговое значение следует выбирать на основе оценки частотной расстройки, согласно формуле (4.33).

Такой приемник более 6 дБ проигрывает по помехоустойчивости оптимальному приемнику, однако пригоден при реализации систем РК устройств Bluetooth.

4.6. Получение сетевых идентификаторов

Анализ битового потока, полученного в результате демодуляции, позволяет идентифицировать устройства пикосети и осуществить привязку идентификаторов к частотно-временным интервалам. В качестве идентификатора выступает МАС-адрес устройства Bluetooth, состоящий из трех полей: LAR, UAR и NAR. Первую часть МАС-адреса ведущего устройства можно получить при декодировании АС. Различные методы декодирования БЧХ кодов представлены в работах [80]. UAR используется при формировании контрольной суммы в заголовке пакета (HEC – header-error-check). Препятствием определения UAR по заголовкам пакетов является использование скремблирования. Инициализирующее значение регистра сдвига с обратными связями, используемого при скремблировании, зависит от

неизвестного системе радиоконтроля текущего значения счетчика часов ведущего устройства $CLKN_{6-1}$. При совместной обработке нескольких пакетов для получения информации о функционировании сети можно воспользоваться перебором значений $CLKN_{6-1}$ до тех пор, пока UAP не будет совпадать для всех N принятых пакетов. Блок-схема соответствующего алгоритма показана на рисунке 4.5. Процедуры формирования контрольной суммы и скремблирования выполняются согласно стандарту [53]. Получить одновременно все значения полей MAC-адреса возможно лишь в момент сопряжения устройств при перехвате пакета FHS (Frequency Hop Synchronization).



* $CLKN^n$ значение счетчиков часов $CLKN_{6-1}$, где n – n-номер пакета

Рисунок 4.5 – Алгоритм получения UAP

Минимальное количество пакетов, на основании которого возможно однозначно определить инициализирующее значение скремблера $CLKN_{6-1}$, зависит от ряда случайных факторов. Увеличение количества пакетов снижает вероятность коллизии при формировании НЕС. Практическая апробация показывает, что для успешного декодирования, как правило, желательно иметь $N > 10$ пакетов данных [81].

4.7. Основные результаты исследования

Анализ приема необходимой части пакета Bluetooth был выполнен методом статистического компьютерного моделирования. В качестве канала связи использовалась модель неселективных по частоте релеевских замираний. Пространственная корреляция сигнала на элементах АР ρ задавалась в соответствии с моделью (1.20). Частотный сдвиг сигнала выбирался случайным равномерно распределенным в интервале $[-\Delta f_{\max}, \Delta f_{\max}]$.

Характеристики обнаружения и синхронизация, выполняемых на основе поиска минимума функции (4.31), во многом определяются пороговым значением. Его увеличение приводит к вероятности обнаружения сигнала, однако при этом неизбежно увеличивается вероятность ложной тревоги. Пороговое значение h выбиралось таким образом, чтобы вероятность ложной тревоги не превышала 0,01 %.

На рисунке 4.6 приведены характеристики помехоустойчивости приема для описанного выше алгоритма. Здесь значение $N_{RX} = 1$ соответствует приему на одну антенну, $N_{RX} = 2$ – разнесенному приему на 2 антенных элемента, $N_{RX} = 4$ – разнесенному приему на 4 антенных элемента.

Пунктирными линиями представлены результаты моделирования, в то время как сплошные линии соответствуют теоретическим расчётам при оптимальном сложении сигналов АЭ. На рисунках 4.6(а) и 4.6(б) приведена вероятности ошибки

$\bar{P}_e(\gamma_0)$ приема кода доступа и заголовка пакета для различных значений корреляции ρ соответственно для $N_{RX} = 2$ и для $N_{RX} = 4$. Пакет считался принятым с ошибкой как в случае пропуска сигнала при обнаружении, так и при ошибках демодуляции.

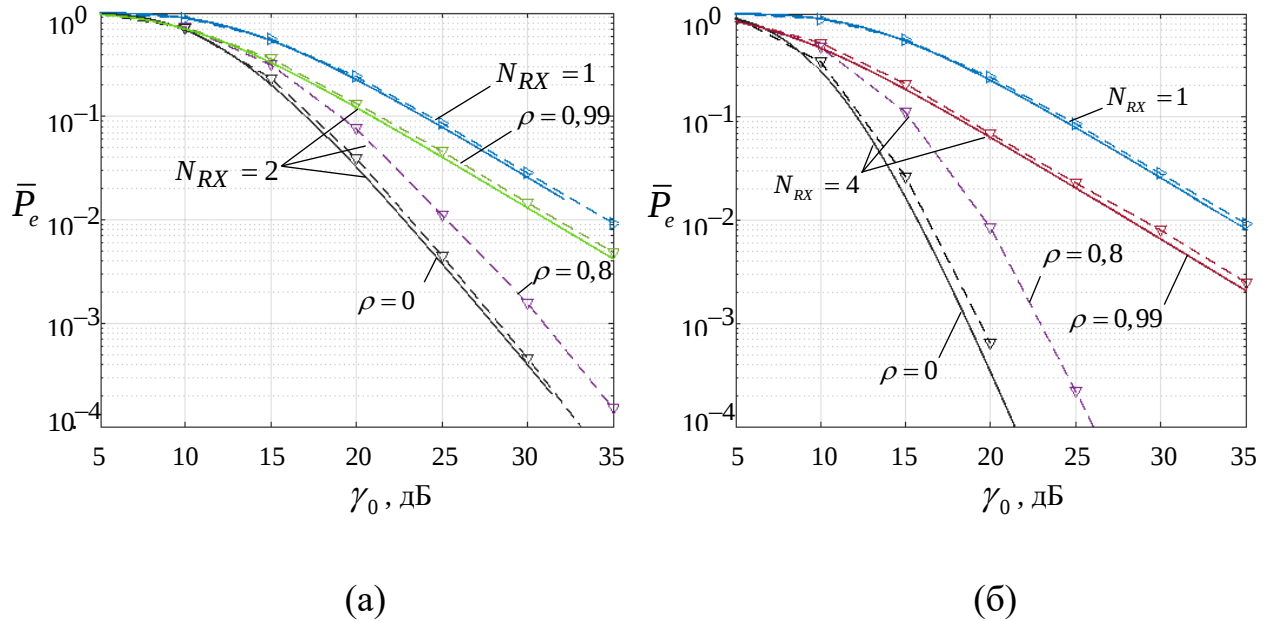


Рисунок 4.6 – Зависимость вероятности пакетной ошибки от среднего отношения энергии одного бита к энергетической спектральной плотности шума

Оценим среднее E_b / N_0 , необходимое для обеспечения заданной вероятности ошибки, например $\bar{P}_e = 0,01$. Результаты оценки отражены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Оценка выигрыша в помехоустойчивости для разнесенного приема

Число антенн	Коррелированные замирания		Некоррелированные замирания	
	Требуемое E_b / N_0 , дБ	Выигрыш в E_b / N_0 , дБ	Требуемое E_b / N_0 , дБ	Выигрыш в E_b / N_0 , дБ
$N_{RX} = 1$	34,8	—	34,8	—
$N_{RX} = 2$	31,8	3,0	23,2	11,6
$N_{RX} = 4$	28,8	6,0	16,6	18,2

Для проверки теоретических расчетов и результатов моделирования были проведены экспериментальные исследования. В качестве источника сигнала

использовался генератор Agilent E4438C. Приём осуществлялся двухканальной измерительной аппаратурой Д11 (модель 5), производства компании ИРКОС [31]. На протяжении 15 с регистрировалось количество принятых пакетов, по которому определялась вероятность пакетной ошибки. На рисунке 4.7 показана зависимость вероятности пакетной ошибки $\bar{P}_e$ от мощности сигнала для случаев одноканальной обработки каждого из двух каналов, а также совместной обработки этих каналов. Различие кривых при $N_{RX} = 1$ связано с неидентичностью характеристик каналов.

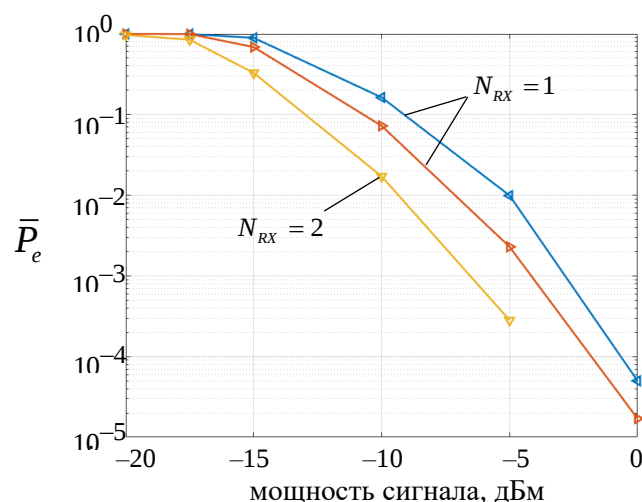


Рисунок 4.7 – Зависимость вероятности пакетной ошибки от мощности сигнала

Расстояние между АЭ составляло около половины длины волны. Такое расположение АЭ предполагает наличие существенной корреляции между принимаемыми сигналами, однако точное значение коэффициента корреляции в эксперименте не замерялось и не контролировалось. При этом выигрыш в помехоустойчивости приема сигналов Bluetooth в случае использования двух каналов составляет примерно 3 дБ, что согласуется с результатами теоретического расчета и моделирования.

Выводы

Разработаны алгоритмы разнесенного приема сигналов стандарта Bluetooth на основе корреляционной обработки. Это позволило реализовать схему додетекторного когерентного сложения сигналов Bluetooth, при отсутствии полной информации о содержимом кода доступа (АС). Отсутствию полной информации о содержимом кода доступа (АС) потребовало разработки соответствующей методики обнаружения и частотно-временной синхронизации, позволяющих обнаруживать и идентифицировать устройства Bluetooth при пассивном радиоконтроле. Проведен теоретический анализ помехоустойчивости разнесенного приема для случаев коррелированных ($\rho = 0,99$) и некоррелированных ($\rho = 0$) частотно-независимых релейских замираний.

Показано, что с ростом числа антенн рабочее E_b / N_0 значительно уменьшается, то есть имеет место энергетический выигрыш, обеспечиваемый двумя факторами. Первый связан с увеличением среднего уровня принимаемых сигналов за счет использования N_{RX} приемных антенн. Этот выигрыш не зависит от степени корреляции приемных антенн и по результатам моделирования составляет 3,0 дБ для $N_{RX} = 2$, 6,0 дБ – для $N_{RX} = 4$ при вероятности пакетной ошибки $\bar{P}_e = 0,01$. Второй фактор обусловлен уменьшением вероятности глубоких замираний при использовании нескольких антенн. Максимальный выигрыш в помехоустойчивости наблюдается в случае отсутствия корреляции приемных антенн и достигает 11,6 дБ для $N_{RX} = 2$, 18,2 дБ – для $N_{RX} = 4$.

Результаты моделирования согласуются с полученными теоретическими оценками, а также с экспериментальными данными.

Таким образом, использование разработанных алгоритмов разнесенного приема, обнаружения и синхронизации позволяет существенно увеличить помехоустойчивость систем РК с АР. Это позволяет значительно расширить зону действия приемной аппаратуры, повысить вероятность правильного обнаружения и безошибочного приема идентификаторов устройств Bluetooth.

5. ОБНАРУЖЕНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Периодические импульсные сигналы (ПИС) получили широкое распространение в различных приложениях, в частности, в радиолокации. Параметры периодического импульсного сигнала (период, длительность, форма импульсов, радиочастотное наполнение) могут варьироваться в широких пределах в зависимости от источника и, как правило, априори неизвестны. В условиях априорной неопределенности и значительной удаленности источника, когда уровень сигнала становится существенно меньше уровня шумов и помех в полосе анализа, задача обнаружения ПИС и оценки его параметров является нетривиальной.

В настоящей главе приводится подробное описание разработанного алгоритма обнаружения, оценки параметров и идентификации ПИС. Разработанные алгоритмы реализованы в программной среде MATLAB, где проведено моделирование процесса приёма сигналов с различными параметрами. Приводятся характеристики помехоустойчивости предложенных решений.

5.1. Особенности радиоконтроля периодических импульсных сигналов

Известен ряд публикаций, посвященных анализу ПИС и оценке их периода. В [82] рассмотрена задача классификации импульсных сигналов при одновременной работе нескольких источников радиоизлучения. В основе решения этой задачи лежит статистическая обработка гистограмм разностей средних амплитуд сигнала на коротких интервалах. Подобный подход рассмотрен также в работах [83-86] при определении периода следования сигналов РЛС. Такие методы удовлетворительно работают лишь при высоком отношении мощности сигнала к мощности шума и помех и не работоспособны в сложной помеховой обстановке из-за ложных (шумовых) оценок времени прихода импульсов.

Задача обнаружения ПИС, наблюдаемого на фоне аддитивных шумов, и оценка его периода рассмотрена в [87,88]. Обнаружение основано на формировании усредненного спектра мощности входного сигнала. Оценку периода ПИС определяют по частоте гармоника сформированного спектра мощности с наибольшей амплитудой. Эта частота соответствует частоте следования импульсов. В [89,90] применяется более сложная процедура анализа усредненного спектра, которая позволяет выделять ПИС разных источников. Практическое использование данных методов анализа показало, что они не обладают высокой помехоустойчивостью и могут приводить к существенным ошибкам оценивания в сложной помеховой обстановке.

В [91] для оценки периода следования ПИС предложено формирование функции автокорреляции входного сигнала с последующей её обработкой. Сигналы многих систем (GSM, UMTS, LTE, 5G, Wi-Fi и др.) в своей структуре имеют некоторый периодический компонент. Алгоритмы из [81-91] не позволяют отличить такие сигналы от ПИС.

Работы [92-96] посвящены обнаружению ПИС и возможности их идентификации и отличия от сигналов LTE, Wi-Fi с использованием нейронных сетей. При этом исходными данными служат комплексные отсчеты сигнала в частотной области, что обуславливает незначительную помехоустойчивость этих методов.

Общим недостатком большинства известных подходов является отсутствие оценки длительности и формы импульсов ПИС.

Особую актуальность приобретает задача пеленгования ПИС. В подавляющем большинстве систем ПИС имеют высокую скважность, а их общая энергия может быть существенно ниже энергии шумов и помех в анализируемом частотном диапазоне. В этом случае стандартные фазоразностные методы (ФРМ) пеленгования, использующие для расчета пеленга непрерывную выборку сигнала, приводят к грубым ошибкам пеленгования. Действительно, в этом случае пеленговаться будут не источники ПИС, а источники мощных помех.

Для преодоления этой проблемы необходимо определять интервалы выборки, в которых присутствуют импульсы сигнала, и при расчете пеленга анализировать сигнал только в этих интервалах.

В данной работе основное внимание уделено процедурам обнаружения и оценки параметров периодических импульсных сигналов, которые является неотъемлемой частью общей процедуры радиоконтроля таких сигналов, включающей локализацию их источника. Разработка и исследование алгоритмов ограничивается случаем одноканальной обработки, общая схема которой представлена на рисунке 5.1.

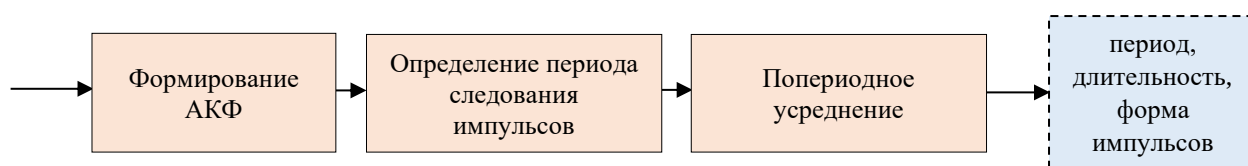


Рисунок 5.1 – Общая схема обработки ПИС

По входному комплексному видеосигналу формируется функция автокорреляции. При наличии периодических локальных максимумов в сформированной функции принимается решение о присутствии периодической компоненты во входном сигнале. Расстояние между соседними локальными максимумами соответствует значению периода. Полученная оценка периода используется далее при поперiodном накоплении сигнала во временной области. Результат поперiodного накопления позволяет идентифицировать импульсный характер сигнала и оценить длину и форму импульсов. При пеленговании по полученным оценкам периода и длины импульсов рассчитываются временные области наличия импульсов на всем анализируемом интервале. Именно эти временные интервалы и используются при определении направления на ИРИ.

Рассмотрим описанные процедуры более подробно.

5.2. Обнаружение периодической компоненты сигнала и оценка ее периода

Формируется функция автокорреляции

$$K(n) = \frac{1}{N-n} \left| \sum_{i=1}^{N-n} x_i x_{i+n}^* \right|, \quad n = \overline{0, L-1}, \quad (5.1)$$

где $x_i, i = \overline{1, N}$ – комплексные отсчеты входного сигнала некоммутируемого канала, $N = \lfloor Tf \rfloor$ – число отсчетов входной реализации, T – ее длительность, f – частота дискретизации, $L_A = \lfloor fT_A \rfloor$ – длина (в отсчетах) формируемой функции автокорреляции, $\lfloor \cdot \rfloor$ – оператор округления до значения, не превосходящего значения аргумента. Величина T_A выбирается равной утроенному значению максимально возможного периода импульсного сигнала.

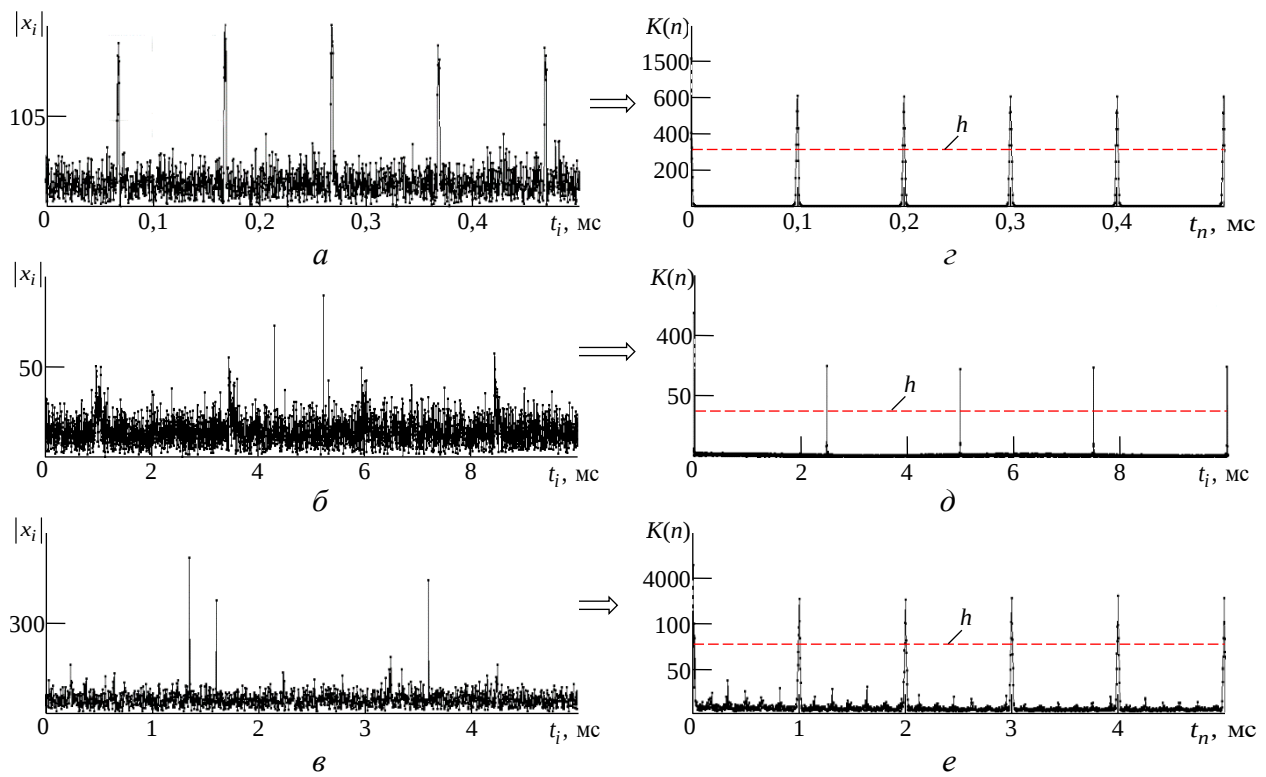


Рисунок 5.2 – Примеры ПИС (а-в) и его АКФ (z-е)

На рисунке 5.2 показаны примеры амплитуд реализаций эфирного периодического импульсного сигнала, наблюдаемого на фоне существенного уровня шумов и помех, а также соответствующие им автокорреляционные функции. Видно, что для случая (б) помеховые выбросы превосходят импульсы ПИС, а для случая (в) периодический импульсный сигнал на фоне помех вовсе не просматривается.

Функция автокорреляции, очевидно, имеет абсолютный максимум при отсчете $n = 0$. Поиск локальных максимумов выполняется следующим образом.

Первый локальный максимум ищется на интервале $[N_1, N_2]$, $N_1 = \lfloor t_1 f \rfloor$, $N_2 = \lfloor t_2 f \rfloor$. Величины t_1 и t_2 соответствуют минимально и максимально возможным значениям периода анализируемых импульсных сигналов. Положение первого локального максимума определяется наименьшим значением отсчета n_1 , удовлетворяющим условиям

$$K(n_1) > h, \quad n_1 = \arg \max K(n), \quad n \in \left[n_1 - \frac{\Delta n}{2}, n_1 + \frac{\Delta n}{2} \right], \quad (5.2)$$

где Δn – длина области локального максимума, порог h в (5.2) определяется, как полусумма среднего и максимума на интервале $[N_1, N]$,

$$h = \frac{K_{\max} + \bar{K}}{2}, \quad (5.3)$$

$$K_{\max} = \max K(n), \quad n = \overline{N_1, N}, \quad (5.4)$$

$$\bar{K} = \frac{1}{N - N_1} \sum_{n=N_1+1}^N K(n). \quad (5.5)$$

Величина n_1 считается предварительной оценкой периода сигнала. Положение второго локального максимума определяется наименьшим значением n_2 , удовлетворяющим условиям

$$K(n_2) > h, \quad n_2 = \arg \max K(n), \quad n \in [n_1 + N_1, n_2 + n_1/4]. \quad (5.6)$$

В случае $|n_2 - 2n_1| \geq \delta$ принимается решение об отсутствии периодического компонента в анализируемом сигнале, и его обработка прекращается. Из-за дискретного представления АКФ при низком отношении сигнал/шум возможно незначительное отличие периода ПИС от расстояния между локальными максимумами. Значение параметра δ представляет допустимую ошибку и подобрано эмпирически.

Если $|n_2 - 2n_1| < \delta$, т. е. в случае приблизительно одинаковых расстояний между нулевым и первым, первым и вторым максимумами можно вынести решение о наличии периодического компонента в наблюдаемой реализации. Для повышения достоверности обнаружения ПИС ищется третий локальный максимум. Его положение определяется по аналогии с (5.2) наименьшим значением n_3 , удовлетворяющим условиям

$$K(n_3) > h, \quad n_3 = \arg \max K(n), \quad n \in [n_2 + N_1, n_3 + n_1/4]. \quad (5.7)$$

В случае $|n_3 - n_2 - n_1| \geq \delta$ принимается решение об отсутствии периодического компонента в анализируемом сигнале, и его обработка прекращается. Если $|n_3 - n_2 - n_1| < \delta$, считаем, что периодический компонент в анализируемом сигнале присутствует.

Далее, если $n_2 - 2n_1 = n_3 - n_2 - n_1 = 0$, принимаем окончательное решение, что период равен $\tilde{n} = n_1$ и переходим к поперiodному усреднению.

В противном случае сначала получаем оценку периода $\tilde{n}$, как положение максимума функции

$$\tilde{n} = \arg \max_n \sum_{k=1}^{\lfloor L/n \rfloor} K(kn), \quad n \in (n_1 - \delta, n_1 + \delta), \quad (5.8)$$

после чего переходим к поперiodному усреднению.

5.3. Оценка формы и длительности импульса

Поперiodное усреднение заключается в формировании функции

$$\Omega_i = \frac{1}{Q} \sum_{k=1}^Q |x_{i+k\tilde{n}}|, \quad i = \overline{0, \tilde{n}-1} \quad (5.9)$$

где $Q = \lfloor N/\tilde{n} \rfloor$ – количество периодов на интервале анализа.

Суммирование в (5.9) выполняется по числу периодов на интервале анализа. При суммировании импульсный сигнал будет складываться в фазе, в то время как шумовые и помеховые компоненты будут складываться случайным образом. Это приводит к увеличению отношения сигнал/шум в результирующей сумме. На

рисунке 5.3 красной линией показан результат усреднения для трех приведенных выше примеров. Для случаев (а) и (в) хорошо виден импульс и его форма, а для случая (б) – двухимпульсный периодический кластер. На этом же рисунке черной линией показана амплитуда реализаций входного сигнала на интервале периода.

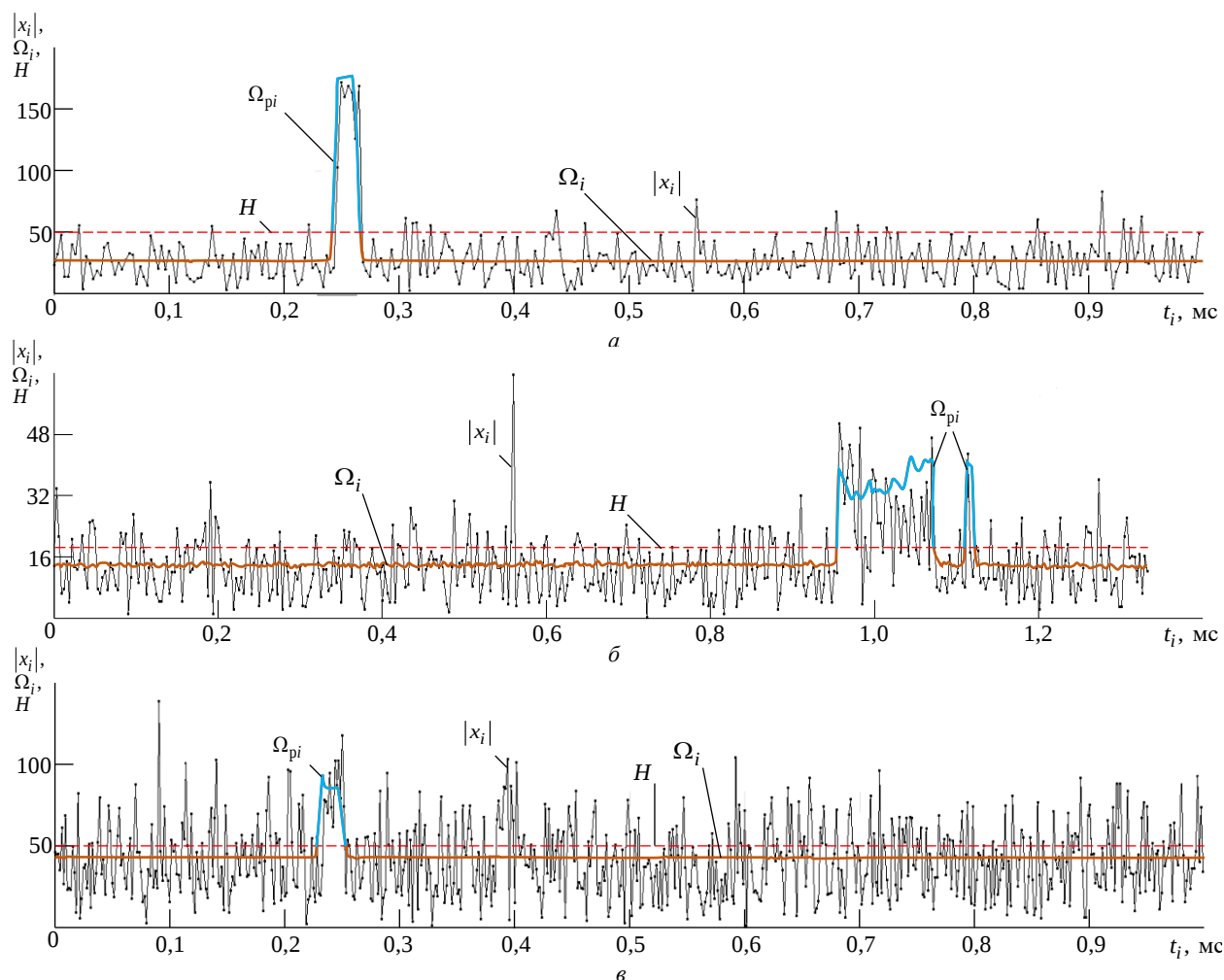


Рисунок 5.3 – Примеры поперiodного усреднения различных ПИС

Заметим, что наличие периодического компонента во входном сигнале не эквивалентно наличию периодического импульсного сигнала. Сигналы многих систем (например, GSM, UMTS, LTE, 5G, Wi-Fi) в соответствии со своей временной структурой также содержат периодический компонент. Необходимо отделить такие сигналы от импульсных сигналов. Для решения данной задачи сформируем порог H , как взвешенную сумму максимального $\Omega_{\max}$ и среднего $\bar{\Omega}$ значений усредненной функции (5.9).

Решение о наличии периодического импульсного сигнала в наблюдаемом сигнале принимается, если число пересечений этого порога функцией (5.9) не превышает заданной величины $L = 50$. В противном случае считаем, что периодический импульсный сигнал отсутствует, и прекращаем обработку анализируемого сигнала. На рисунке 5.4 показан пример АКФ и усредненного периода для сигнала UMTS. Видно, что, несмотря на хорошие пики АКФ, имеет место большое число пересечений порога (существенно больше величины L).

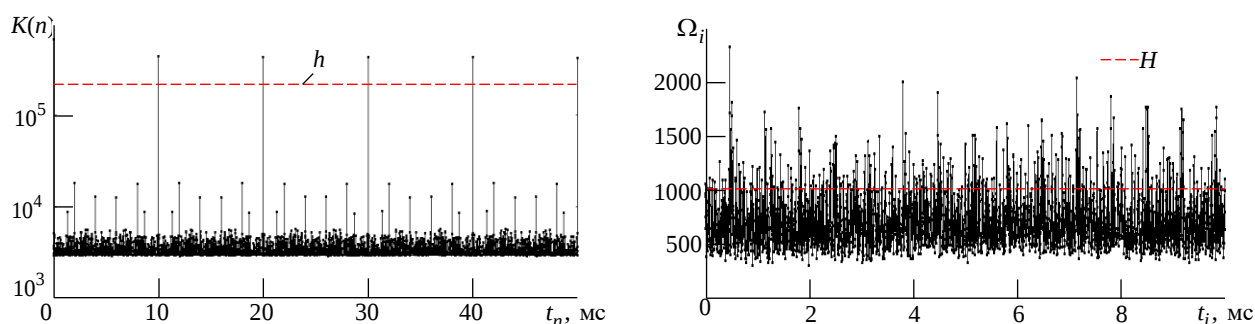


Рисунок 5.4 – Пример АКФ и результат поперодного усреднения для сигнала UMTS

Оценка длительности импульса или кластера импульсов выполняется с использованием порога H . На интервале периода $\tilde{n}$ определяем области, где функция (5.9) превышает этот порог. Обозначим J – число выделенных областей, $\Omega_{\max}^{(k)}$ – максимальное значение k -ой области, $k = \overline{1, J}$. При малых значениях отношения сигнал/шум даже после поперодного усреднения фиксируется множество шумовых выбросов. Эвристическое правило их отбраковки состоит в выполнении условия

$$\Omega_{\max}^{(k)} - H < \beta(\Omega_{\max} - H), \quad \beta = 0,2. \quad (5.10)$$

Значение параметра β установлено на основе анализа большого количества реализаций ПИС.

Оставшиеся после отбраковки области считаются интервалами расположения импульсов Ω_{pi} , а длина этих интервалов – оценкой их длительности. Форма импульсов определяется результатом поперодного усреднения (5.9) в этих интервалах.

5.4. Результаты моделирования

Анализ разработанных алгоритмов был выполнен методом статистического компьютерного моделирования.

ПИС представлял собой последовательность прямоугольных импульсов, период следования импульсов $T_H = 200$ мкс, длительность импульсов $\tau_H = 5$ мкс, 2,5 мкс, 1,25 мкс, соответствующая скважность $q = 40, 80, 160$. Частота дискретизации входного сигнала $f = 6,4$ МГц. ПИС наблюдался на фоне белого гауссовского шума, отношение сигнал-шум ρ рассчитывалось на интервале импульсов. Длительность записи входного сигнала $T = 1$ сек. Другие параметры обработки выбирались следующим образом: $t_1 = 500$ мкс, $t_2 = 50$ мс, $T_A = 3t_2$ мс.

На рисунках 5.5-5.6 приведены результаты моделирования разработанных алгоритмов для различных значений скважности q ПИС. На рисунке 5.6 показаны зависимости вероятности правильного обнаружения P от отношения сигнал-шум ρ . Видно, что разработанный алгоритм эффективно функционирует в области существенно отрицательных ρ , причем его помехоустойчивость растет с уменьшением скважности q . Вероятность P достигает 1 при $\rho = -15$ дБ для $q = 40$, при $\rho = -13$ дБ для $q = 80$, при $\rho = -10$ дБ для $q = 160$.

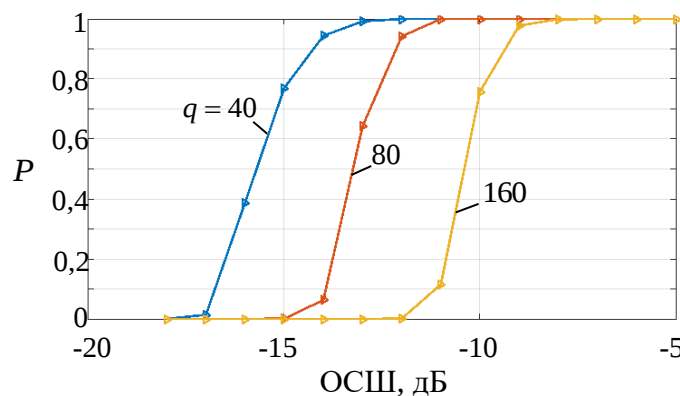


Рисунок 5.5 – Зависимость вероятности обнаружения и правильной идентификации от отношения сигнал-шум

Моделирование показало высокую точность оценки периода, которая обусловлена используемым методом обработки. Действительно, в противном

случае процедура поперiodного усреднения потеряет эффективность. Рисунок 5.6 иллюстрирует помехоустойчивость оценки длительности импульсов, где показана зависимость корня квадратного из рассеяния оценки $V = \langle (\tilde{\tau}_H - \tau_H^{(0)})^2 \rangle$ от ОСШ. Здесь $\tilde{\tau}_H$ – оценка длины импульса, а $\tau_H^{(0)} = 5$ мкс – ее истинное значение.

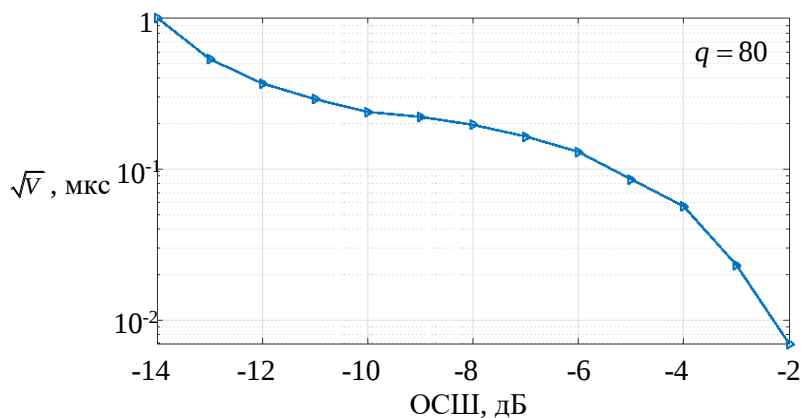


Рисунок 5.6 – Зависимость корня из рассеяния $\sqrt{V}$ от отношения сигнал-шум

Выводы

Разработаны помехоустойчивые эвристические алгоритмы обнаружения периодических импульсных сигналов, оценки параметров ПИС (период, длительность и форма импульса) в сложной помеховой обстановке в условиях априорной неопределенности. Оценка параметров ПИС может быть использована для идентификации источника.

Результаты определения интервалов выборки, в которых присутствуют импульсы сигнала, можно использовать при расчете пеленга, что существенным образом увеличивает вероятность правильного определения направления [97].

В соответствии с приведенными в [82-90] характеристиками помехоустойчивости, указывающими на работоспособность известных алгоритмов лишь при отношениях сигнал/шум не менее 2...4 дБ, разработанные алгоритмы существенно превосходят по помехоустойчивости известные решения. Недостатком представленного решения может служить длительный интервал анализа по сравнению с другими подходами.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрены алгоритмы разнесенного приема сигналов при радиоконтроле современных БСС. Проведен теоретический анализ помехоустойчивости разнесенного приема для случаев коррелированных ($\rho=0,99$) и некоррелированных ($\rho=0$) частотно-независимых релеевских замираний. В качестве математической модели проводимых исследований рассмотрена классическая схема суммирования дифференциально-взвешенных сигналов. В работе использована модель корреляции сигналов, описанная в монографии [12]. Теоретические расчеты подтверждаются результатами моделирования.

Показано, что с ростом числа антенн рабочее ОСШ значительно уменьшается, то есть имеет место энергетический выигрыш, обеспечиваемый двумя факторами. Первый связан с увеличением среднего уровня принимаемых сигналов за счет использования N_{RX} приемных антенн. Второй фактор обусловлен уменьшением вероятности глубоких замираний при использовании нескольких антенн.

Основные результаты диссертационной работы:

1. Разработан алгоритм разнесенного приема сигналов ZigBee, включая обнаружение, частотно-временную синхронизацию и демодуляцию. Использование информации со всех доступных АЭ при обнаружении и синхронизации позволяет приблизиться к показателям оптимального дифференциально-взвешенного суммирования сигналов. Модифицированный алгоритм демодуляции сигналов O-QPSK с DSSS отличается итеративной частотной подстройкой, что позволяет минимизировать вероятность битовых ошибок при значительной нестабильности рабочей частоты ИРИ. Результаты моделирования показали, что выигрыш от использования разнесенного приема в случае коррелированных частотно-неселективных релеевских замираний составляет 2,8 дБ для $N_{RX} = 2$, 5,3 дБ – для $N_{RX} = 4$. Максимальный выигрыш в помехоустойчивости наблюдается в случае отсутствия корреляции приемных

антенн и достигает 11,2 дБ для $N_{RX} = 2$, 18,7 дБ – для $N_{RX} = 4$. Измерения проводились по уровню пакетной ошибки $\bar{P}_e = 0.01$.

2. Разработан многоканальный алгоритм обнаружения и частотно-временной синхронизации при реализации разнесенного приема сигналов Wi-Fi. Использование информации со всех доступных АЭ при обнаружении и синхронизации позволяет реализовать разнесенный прием с характеристиками, близкими к оптимальному дифференциально-взвешенному суммированию сигналов. Результаты моделирования показали, что выигрыш от использования разнесенного приема в случае коррелированных частотно-неселективных релеевских замираний составляет 3,0 дБ для $N_{RX} = 2$, 6,0 дБ для $N_{RX} = 4$. Максимальный выигрыш в помехоустойчивости наблюдается в случае отсутствия корреляции приемных антенн и достигает 12,3 дБ для $N_{RX} = 2$, 19,0 дБ для $N_{RX} = 4$. Измерения проводились по уровню пакетной ошибки $\bar{P}_e = 0,01$.

3. Разработана методика обнаружения и частотно-временной синхронизации сигналов с неизвестным кодом доступа. Это позволяет обнаруживать и идентифицировать устройства Bluetooth при пассивном радиоконтроле. Разработан алгоритм разнесенного приема сигналов стандарта Bluetooth на основе корреляционной обработки. Этот метод по характеристикам почти не уступает показателям оптимального дифференциально-взвешенного суммирования сигналов в случае, если ОСШ в ветвях разнесения превышает нулевое значение. Результаты моделирования показали, что выигрыш от использования разнесенного приема в случае коррелированных частотно-неселективных релеевских замираний составляет 3,0 дБ для $N_{RX} = 2$, 6,0 дБ для $N_{RX} = 4$. Максимальный выигрыш в помехоустойчивости наблюдается в случае отсутствия корреляции приемных антенн и достигает 11,6 дБ для $N_{RX} = 2$, 18,2 дБ для $N_{RX} = 4$.

4. Разработаны и прошли натурную апробацию простые в реализации алгоритмы обнаружения периодических импульсных сигналов и оценки их параметров. Показано, что помехоустойчивость алгоритмов растет с уменьшением скважности ПИС. Разработанные алгоритмы позволяют отличать ПИС от сигналов

беспроводных систем связи, таких как GSM, UMTS, LTE, Wi-Fi, 5G, имеющих периодическую компоненту, но не являющихся импульсными. Полученные алгоритмы успешно функционируют при отсутствии априорной информации о параметрах периодического импульсного сигнала и при низких отношениях сигнал/шум (до -15 дБ при скважности $q = 40$). Оценка параметров периодического импульсного сигнала может быть использована для идентификации источника.

Уменьшенная чувствительность к замираниям позволяет использовать разработанные алгоритмы в системах радиоконтроля с распределенными РПУ. Увеличение среднего уровня принимаемых сигналов за счет использования нескольких приемных АЭ позволяет применять алгоритмы разнесенного приема при адресном пеленговании. Это позволяет значительно расширить зону действия аппаратуры РК, повысить вероятность обнаружения и безошибочного приема идентификаторов ИРИ. Таким образом, разнесенный прием и предложенные в работе алгоритмы эффективны во всех ситуациях, где в составе аппаратуры есть более одной приемной антенны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Proakis J. G. Digital Communications / J. G. Proakis. – 4th ed. – New York: McGraw-Hill, 2001. – 928 p.
2. Волков Л. Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие / Л. Н. Волков, М. С. Немировский, Ю. С. Шинаков. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
3. Nobles P. Delay spread and received power measurements within a building at 2 GHz, 5 GHz and 17 GHz / P. Nobles, F. Halsall // Tenth International Conference on Antennas and Propagation. – 1997. – Vol. 2. – P. 319-324.
4. Wysocki T. A. Characterization of the indoor radio propagation channel at 2.4 GHz / T. A. Wysocki, H. J. Zepernick // Journal of telecommunications and information technology. – 2000. – P. 84-90.
5. Hashemi H. The indoor radio propagation channel / H. Hashemi // Proceedings of the IEEE. – 2002. – Vol. 81, No. 7. – P. 943-968.
6. Clarke R. H. A statistical theory of mobile-radio reception / R. H. Clarke // Bell system technical journal. – 1968. – Vol. 47, No. 6. – C. 957-1000.
7. Jakes W. C. Microwave mobile communications. – New York: J. Wiley & Sons, 1974. – 642 p.
8. Fulghum T. The Jakes fading model incorporating angular spread for a disk of scatterers / T. Fulghum, K. Molnar // VTC'98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution. – IEEE, 1998. – Vol. 1. – P. 489-493.
9. Golmohamadi M. A geometric scattering model for circularly polarized indoor channels / M. Golmohamadi, J. Frolik // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2019. – Vol. 68, No. 3. – P. 2290-2296.
10. Ertel R. B. Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models / R. B. Ertel, J. H. Reed // IEEE Journal on selected areas in communications. – 2002. – Vol. 17. No. 11. – P. 1829-1840.

11. Ермолаев В. Т. Гауссовская модель многолучевого канала связи в городских условиях / В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакسمан, И. М. Аверин // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия: Радиофизика. – 2004. – №. 1. – С. 127-137.
12. Андронов И. С. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам / И. С. Андронов, Л. М. Финк – М.: Советское радио, 1971. – 408с.
13. Cho Y. S. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB / Y. S. Cho, W. Y. Yang, J. Kim, C. G. Kang – New York: J. Wiley & Sons, 2010. – 439 p.
14. Simon M. K. Digital communication over fading channels / M. K. Simon, M. S. Alouini. – New York: J. Wiley & Sons, 2004. – 944 p.
15. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В. И. Журавлёва. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
16. Ермолаев В. Т. Разнесённый приём на основе корреляционной обработки сигналов / В. Т. Ермолаев, К. А. Морозов, А. А. Солоницына // Известия вузов. Радиофизика. – 2017. – Т. 60, №. 12. – С. 1109-1116.
17. Mahmood A. Packet error rate analysis of uncoded schemes in block-fading channels using extreme value theory / A. Mahmood, R. Jäntti // IEEE Communications Letters. – 2016. – Vol. 21. No. 1. – P. 208-211.
18. Liu S. Y. On the throughput and optimal packet length of an uncoded ARQ system over slow Rayleigh fading channels / S. Y. Liu, X. H. Wu, Y. Xi, J. B. Wei // IEEE communications letters. – 2012. – Vol. 16, No. 8. – P. 1173-1175.
19. Ferrand P. Approximations of the packet error rate under quasi-static fading in direct and relayed links / P. Ferrand, J. M. Gorce, C. Goursaud // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2015. – Vol. 2015. – P. 1-12.
20. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), in IEEE Std 802.15.4-2011 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2006), 5 Sept. 2011. – 314 p.
21. Lanzisera S. Theoretical and practical limits to sensitivity in IEEE 802.15. 4 receivers / S. Lanzisera, K. S. J. Pister // 2007 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems. – IEEE, 2007. – С. 1344-1347.

22. Qian H. Efficient coding schemes for low-rate wireless personal area networks / H. Qian, S. Dai, K. Kang, X. Wang // IET Communications. – 2016. – Vol. 10, No. 8. – P. 915-921.
23. Волков Е. А. Численные методы: Учеб. Пособие для вузов. – 2-е изд., испр / Е. А. Волков – М: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 248 с.
24. Манелис В. Б. Оптимальная длительность когерентного накопления в задаче оценки частоты сигнала / В. Б. Манелис // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, №. 6. – С. 45-50.
25. Faulkner E. An advanced GNU radio receiver of IEEE 802.15. 4 OQPSK physical layer / E. Faulkner, Z. Yun, S. Zhou, Z. Shi, S. Han, G. B. Giannakis // IEEE Internet of Things Journal. – 2021. – Vol. 8, No. 11. – P. 9206-9218.
26. Cheon J. IEEE 802.15. 4 ZigBee-based time-of-arrival estimation for wireless sensor networks / J. Cheon, H. Hwang, D. Kim, Y. Jung // Sensors. – 2016. – Vol. 16, No. 2. – P. 1-11.
27. Kim W. Low complexity demodulation scheme for IEEE 802.15. 4 LR-WPAN systems / W. Kim, Y. Jung, S. Lee, J. Kim // IEICE electronics express. – 2008. – Vol. 5, No. 14. – P. 490-496.
28. Colombo M. A comparison between autocorrelation-and crosscorrelation-based coarse frame synchronization schemes for OFDM-PLC systems / M. Colombo, Á. Hernández, J. Ureña, C. Marziani, M. Mayosky // Physical Communication. – 2024. – Vol. 66. – P. 1-19.
29. Fort A. A performance and complexity comparison of auto-correlation and cross-correlation for OFDM burst synchronization / A. Fort, J. W. Weijers, V. Derudder, W. Eberle, A. Bourdoux // 2003 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP'03). – IEEE, 2003. – Vol. 2. – P. 341-344.
30. Zubair M. A. Reconfigurable dual mode IEEE 802.15. 4 digital baseband receiver for diverse IoT applications / M. A. Zubair, A. K. Nain, J. Bandaru, P. Rajalakshmi, U. B. Desai // 2016 IEEE 3rd World Forum on Internet of Things (WF-IoT). – IEEE, 2016. – P. 389-394.

31. Каталог ИРКОС 2024. Автоматизированные системы и технические средства радиоконтроля [Электронный ресурс] // АО «ИРКОС». – 2024. – 114 с. – Режим доступа: <https://www.ircos.ru/zip/cat2024.pdf> (дата обращения 26.08.2025).

32. IEEE Std 802.11a. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High speed Physical Layer in the 5 GHz band. 1999. 82 p.

33. IEEE Std 802.11n. 2009. IEEE Standard for Information technology. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput. 502 p.

34. IEEE Std 802.11ac. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz. 2013. 395 p.

35. IEEE Std 802.11ax. IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN. 2021. 766 p.

36. Tufvesson F. OFDM time and frequency synchronization by spread spectrum pilot technique / F. Tufvesson, M. Faulkner, P. Hoeher, O. Edfors // 1999 IEEE Communications Theory Mini-Conference (Cat. No. 99EX352). – IEEE, 1999. – P. 115-119.

37. Schmidl T. M. Robust frequency and timing synchronization for OFDM / T. M. Schmidl, D. C. Cox // IEEE transactions on communications. – 2002. – Vol. 45, No. 12. – P. 1613-1621.

38. Minn H. A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems / H. Minn, V. K. Bhargava, K. B. Letaief // IEEE Transactions on Wireless communications. – 2003. – Vol. 2, No. 4. – P. 822-839.
39. Keller T. Orthogonal frequency division multiplex synchronisation techniques for wireless local area networks / T. Keller, L. Hanzo // Proceedings of PIMRC'96-7th International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Communications. – IEEE, 1996. – Vol. 3. – P. 963-967.
40. Chevillat P. Rapid training of a voiceband data-modem receiver employing an equalizer with fractional-T spaced coefficients / P. Chevillat, D. Maiwald, G. Ungerboeck // IEEE Transactions on Communications. – 2003. – V. 35, No. 9. – P. 869-876.
41. Muller-Weinfurtner S. H. On the optimality of metrics for coarse frame synchronization in OFDM: A comparison / S. H. Muller-Weinfurtner // Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (Cat. No. 98TH8361). – IEEE, 1998. – Vol. 2. – P. 533-537.
42. Feng S. Preamble design for non-contiguous spectrum usage in cognitive radio networks / S. Feng, J. Liu, J. Wang, P. Zhang, H. Zheng // 2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. – IEEE, 2009. – P. 1-6.
43. Серкин Ф. Б. Моделирование систем синхронизации приемника IEEE 802.11 ah в MATLAB / Ф. Б. Серкин, А. Ю. Дубровко // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. – 2020. – Т. 12, № 2. – P. 275-286.
44. Chiueh T. D. OFDM baseband receiver design for wireless communications / T. D. Chiueh, P. Y. Tsai. – John Wiley & Sons, 2008. – 258 p.
45. Sandell M. Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix / M. Sandell, J. van de Beek, P. O. Börjesson // International Symposium on Synchronization: 14.12.1995-15.12.1995. – Shannon Foundation, 1995. – P. 16-19.
46. Cardoso N. Performance Evaluation of SIMO Techniques in IEEE 802.11 p / N. Cardoso, M. Alam, J. Almeida, J. Ferreira, A. S. R. Oliveira // International Conference on Future Intelligent Vehicular Technologies. – Cham: Springer International Publishing, 2016. – P. 91-100.

47. Sourour E. Frequency offset estimation and correction in the IEEE 802.11 a WLAN / E. Sourour, H. El-Ghoroury, D. McNeill // IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004. – IEEE, 2004. – Vol. 7. – P. 4923-4927.
48. Maier G. Packet detection and frequency synchronization with antenna diversity for IEEE 802.11 p based on real-world measurements / G. Maier, A. Paier, C. F. Mecklenbräuker // 2011 International ITG Workshop on Smart Antennas. – IEEE, 2011. – C. 1-7.
49. Yuan H. Research on channel estimation for OFDM receiver based on IEEE 802.11 a / H. Yuan, Y. Ling, H. Sun, W. Chen // 2008 6th IEEE International Conference on Industrial Informatics. – IEEE, 2008. – P. 35-39.
50. Kuang L. A time-frequency decision-feedback loop for carrier frequency offset tracking in OFDM systems / L. Kuang, Z. Ni, J. Lu, J. Zheng // IEEE Transactions on wireless communications. – 2005. – Vol. 4, No. 2. – P. 367-373.
51. Lee W. C. Viterbi decoding method using channel state information in COFDM system / W. C. Lee, H. M. Park, J. S. Park // IEEE Transactions on Consumer Electronics. – 1999. – Vol. 45, No. 3. – P. 533-537.
52. Wang Q. A universal low-complexity symbol-to-bit soft demapper / Q. Wang, Q. Xie, Z. Wang, S. Chen, L. Hanzo // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2013. – Vol. 63, No. 1. – P. 119-130.
53. Bluetooth Core Specification 5.4 [Электронный ресурс] // Bluetooth SIG. – 2023. – 3112 p. – Режим доступа: <https://www.bluetooth.com/specifications/specs/core-specification-5-4> (дата обращения 26.08.2025).
54. Staszewski R. B. All-digital frequency synthesizer in deep-submicron CMOS / R. B. Staszewski, P. T. Balsara – John Wiley & Sons, 2006. – 261 p.
55. Chang D. C. Least squares/maximum likelihood methods for the decision-aided GFSK receiver / D. C. Chang // IEEE Signal Processing Letters. – 2009. – Vol. 16, No. 6. – P. 517-520.
56. Pan L. Viterbi detection for compressively sampled FHSS-GFSK signals / L. Pan, M. Marcellin, W. Ryan, B. Vasic // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2015. – Vol. 63, No. 22. – P. 5965-5975.

57. Ibrahim N., Lampe L., Schober R. Bluetooth receiver design based on Laurent's decomposition / N. Ibrahim, L. Lampe, R. Schober // IEEE transactions on vehicular technology. – 2007. – Vol. 56, No. 4. – P. 1856-1862.
58. Anderson J. B. Digital phase modulation / J. B. Anderson, T. Aulin, C.-E. Sundberg – New York: Springer US, 1986. – 328 p.
59. Kassan K. Performance of a new single sideband (SSB) continuous phase modulation (CPM): PhD thesis. – Gif-sur-Yvette: CentraleSupélec, 2021. – 150 p.
60. Jain M. Sequence detection for Bluetooth systems / M. Jain, L. Lampe, R. Schober // IEEE Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM'04. – IEEE, 2004. – Vol. 6. – P. 3604-3608.
61. Lampe L. Noncoherent sequence detection receiver for Bluetooth systems / L. Lampe, R. Schober, M. Jain // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2005. – Vol. 23, No. 9. – P. 1718-1727.
62. Colavolpe G. Noncoherent sequence detection / G. Colavolpe, R. Raheli // IEEE Transactions on Communications. – 1999. – Vol. 47, No. 9. – P. 1376-1385.
63. Colavolpe G. Noncoherent sequence detection of continuous phase modulations / G. Colavolpe, R. Raheli // IEEE Transactions on Communications. – 1999. – Vol. 47, No. 9. – P. 1303-1307.
64. Schober R. Metric for noncoherent sequence estimation / R. Schober, W. H. Gerstacker // Electronics Letters. – 1999. – Vol. 35, No. 25. – P. 2178-2179.
65. Schober R. Adaptive noncoherent DFE for MDPSK signals transmitted over ISI channels / R. Schober, W. H. Gerstacker // IEEE Transactions on Communications. – 2002. – Vol. 48, No. 7. – P. 1128-1140.
66. Garodnick J. Theory of operation and design of an all-digital FM discriminator / J. Garodnick, J. Greco, D. Schilling // IEEE Transactions on Communications. – 1972. – Vol. 20, No. 6. – P. 1159-1165.
67. Bayaki E. Performance evaluation of bluetooth systems with LDI, modified LDI, and NSD receivers / E. Bayaki, L. Lampe, R. Schober // IEEE transactions on vehicular technology. – 2008. – Vol. 57, No. 1. – P. 157-168.

68. Soltanian A. Performance of the Bluetooth system in fading dispersive channels and interference / A. Soltanian, R. E. Van Dyck // GLOBECOM'01. IEEE Global Telecommunications Conference. – IEEE, 2001. – Vol. 6. – P. 3499-3503.
69. Hirade K. Error-rate performance of digital FM with differential detection in land mobile radio channels / K. Hirade, M. Ishizuka, F. Adachi, K. Ohtana // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1979. – Vol. 28, Vol. 3. – P. 204-212.
70. Korn I. Error probability of M-ary FSK with a limiter-discriminator detector in satellite mobile channels / I. Korn // International journal of satellite communications. – 1991. – Vol. 9, No. 4. – P. 227-238.
71. Ishizuka M. Optimum Gaussian filter and deviated-frequency-locking scheme for coherent detection of MSK / M. Ishizuka, K. Hirade // IEEE Transactions on Communications. – 1980. – Vol. 28, No. 6. – P. 850-857.
72. Уидроу Б. Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применения / Б. Уидроу, Д. Гловер, Д. Маккул, Д. Кауниц, Ч. Уильямс, Р. Хирн, Д. Зейдлер, Ю. Донг, Р. Гудлин // ТИИЭР. 1975. - Т. 63, № 12. - С. 69-98.
73. Ермолаев В. Т. Методы обработки сигналов в адаптивных антенных решетках и компенсаторах помехи: Учебное пособие / В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман. – Нижний Новгород: Нижегородский государственный университет, 2015. – 194 с.
74. Фаустов И. С. Реализация разнесенного приема при радиоконтроле частотно-модулированных сигналов / И. С. Фаустов, А. Б. Токарев, А. В. Козьмин // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 7. – С. 26-30.
75. Faustov I. Bluetooth Signal Detection and Analysis at Address Bearing / I. Faustov, A. Tokarev, G. Karimova, A. Studenikin, E. Chernoiarova // Cybernetics and Control Theory in Systems. CSOC 2024. Lecture Notes in Networks and Systems. – Springer, 2024. – V. 1119. – P. 550-561.
76. Ossmann M. Project Ubetooth: Building a Better Bluetooth Adapter [Электронный ресурс] // М. Ossmann. – 2011. – Режим доступа: <https://greatscottgadgets.com/ubetooth> (дата обращения 26.08.2025).

77. Патент США № US20020075974A1. Detecting preambles of data packets / A. Mill. – патентообладатель: Agilent Technologies, Inc. – опублик. 20.06.2002.
78. Фаустов И. С. Разнесенный прием сигналов Bluetooth с использованием коммутируемой антенной решетки / И. С. Фаустов, А. Б. Токарев // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT-2024). Материалы XI Междунар. науч.-техн. конф. Тольятти, 29 ноября 2024 г. – Тольятти: Издательско-полиграфический центр ПВГУС, 2025. – С. 323 – 334.
79. Sakai T. Soft-decision Viterbi decoding with diversity combining for multi-beam mobile satellite communication systems / T. Sakai, K. Kobayashi, S. Kubota, M. Morikura, S. Kato // IEEE journal on selected areas in communications. – 1995. – Vol. 13, No. 2. – P. 285-290.
80. Blahut R. E. Theory and Practice of Error Control Codes. – Addison Wesley, 1983. – 500 p.
81. Фаустов И. С. Радиоконтроль служебных параметров сигналов Bluetooth / И. С. Фаустов, А. Б. Токарев, В. А. Сладких, В. А. Козьмин, И. Б. Крыжко // Системы управления, связи и безопасности. – 2021. – №3. – С. 135-151.
82. Коротков В. Ф. Разделение импульсных последовательностей в смешанном потоке сигналов / В. Ф. Коротков, Р. С. Зырянов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2017. – № 3. – С. 5–10.
83. Mardia H. K. New techniques for the deinterleaving of repetitive sequences / H. K. Mardia // IEE Proc. F-Radar and Signal Processing. – 1989. – Vol. 136, No. 4. – P. 149–154.
84. Milojevic D. J. Improved algorithm for the deinterleaving of radar pulses / D. J. Milojevic, B. M. Popovic // IEE Proc. F-Radar and Signal Processing. – 1992. – Vol. 139, No 1. – P. 98–104.
85. Ge Z. Improved algorithm of radar pulse repetition interval deinterleaving based on pulse correlation / Z. Ge, X. Sun, W. Ren, W. Chen, G. Xu // IEEE access. – 2019. – Vol. 7. – P. 30126-30134.

86. Liu Y. A radar signal sorting algorithm based on PRI / Y. Liu, Y. Chen, S. Sun // 19-th Intern. Symp. on Communications and Information Technologies (ISCIT). Ho Chi Minh City, Vietnam, 25–27 September, 2019. – P. 144–149.
87. Железняк В. К. Обнаружение периодических импульсных последовательностей и оценка их периода / В. К. Железняк, А. В. Барков // Вестн. Полоцкого государственного ун-та. Сер. С. Фундаментальные науки. Информатика. – 2012. – № 4. – С. 16–20.
88. Барков А. В. Способ подавления зашумленных импульсных последовательностей путем компенсации / А. В. Барков, В. К. Железняк // Электроника инфо. – 2013. – № 6(96). – С. 212–216.
89. Orsi R. J. Spectrum estimation of interleaved pulse trains / R. J. Orsi, J. B. Moore, R. E. Mahony // IEEE transactions on signal processing. – 1999. – Vol. 47. – No. 6. – P. 1646-1653.
90. Ng S. A Technique for spectral component location within a FFT resolution cell / S. Ng // IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 84). San Diego, USA, 19–21 March, 1984. – P. 147–149.
91. Nelson D. Special purpose correlation functions for improved signal detection and parameter estimation / D. Nelson // IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 93). Minneapolis, USA, 27–30 April, 1993. – P. 73–76.
92. Selim A. Spectrum monitoring for radar bands using deep convolutional neural networks / A. Selim, F. Paisana, J. A. Arokkiam, Y. Zhang, L. Doyle, L. A. DaSilva // IEEE Global Communications Conf. (GLOBECOM 2017). Singapore, 4–8 December, 2017. – P. 1-6.
93. Wang C. A radar signal deinterleaving method based on semantic segmentation with neural network / C. Wang, L. Sun, Z. Liu, Z. Huang // IEEE Trans. on Signal Processing. – 2022. – Vol. 70. – P. 5806–5821.
94. Zhu M. Model-based representation and deinterleaving of mixed radar pulse sequences with neural machine translation network / M. Zhu, S. Wang, Y. Li // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2022. – Vol. 58, No. 3. – P.1733–1752.

95. Han J. W. A Unified method for deinterleaving and PRI modulation recognition of radar pulses based on deep neural networks / J. W. Han, C. H. Park // IEEE Access. 2021. – Vol. 9. – P. 89360–89375.
96. Wang C. A deinterleaving method for mechanical-scanning radar signals based on deep learning / C. Wang, Y. Wang, X. Li, D. Ke // 7-th Intern. Conf. on Intelligent Computing and Signal Processing (ICSP). Xi'an, China, 15–17 April, 2022. – P. 138–143.
97. Манелис В. Б. Обнаружение, оценка параметров и пеленгование периодических импульсных сигналов / В. Б. Манелис, И. С. Фаустов, В. А. Козьмин // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2025. – Т. 28, №2 – С. 73-84.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(справочное)

Акт внедрения результатов диссертационной работы



АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО ИРКОС

Почта: Россия, 129626, Москва, а/я 30
Офис: Россия, 129085, Москва,
Звездный б-р, д. 21

Телефоны: (495) 615-7302, 615-0838 (тел/факс)
E-mail: info@ircos.ru
Интернет: www.ircos.ru

«УТВЕРЖДАЮ»

Директор ОСП –
главный инженер АО «ИРКОС»,
д.т.н., профессор



А. В. Ашихмин

2025 г.

АКТ О ВНЕДРЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ

диссертации Фаустова Ивана Сергеевича

«Обнаружение сигналов и идентификация источников радиоизлучений
многоканальными системами радиоконтроля»,

представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Комиссия в составе:

председателя комиссии –

директора по научной работе АО «ИРКОС», к.т.н., доцента В. А. Козьмина;

членов комиссии –

начальника научно-исследовательского сектора, к.т.н. В. А. Сладких,

ведущего научного сотрудника научно-исследовательского сектора,

д.т.н. В. Б. Манелиса;

составила настоящий акт о внедрении результатов диссертационной работы
Фаустова Ивана Сергеевича в аппаратно-программное обеспечение систем радио-
контроля, выпускаемых АО «ИРКОС».

ПЕРЕЧЕНЬ ВНЕДРЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

№	Наименование внедренных результатов	Итоговая эффективность внедренных результатов
1	Алгоритм обнаружения и частотно-временной синхронизации для сигналов Bluetooth.	Разработанный алгоритм обеспечивает обнаружение как широкополосных пакетов, так и любых других пакетов, определяемых стандартом 802.15.1 (Bluetooth), что позволило увеличить количество обнаруженных устройств при пассивном радиоконтроле (РК).

Рисунок А. 1 – Акт внедрения АО «ИРКОС» (начало)

2	Алгоритм разнесённого приёма сигналов Bluetooth на основе корреляционной обработки сигналов антенных элементов	Разработанный алгоритм существенно повышает помехоустойчивость систем пассивного РК. В частности, в релейском канале достигается прирост помехоустойчивости от 3 до 18 дБ в зависимости от условия приема и параметров антенной решетки (при вероятности пакетной ошибки 1%)
3	Алгоритм разнесенного приема сигналов ZigBee	Разработанный алгоритм существенно повышает помехоустойчивость систем РК. В частности, в релейском канале достигается прирост помехоустойчивости от 3 до 18 дБ в зависимости от условия приема и параметров антенной решетки (при вероятности пакетной ошибки 1%)
4	Многоканальный алгоритм обнаружения и частотно-временной синхронизации при реализации разнесенного приема сигналов Wi-Fi	Разработанный алгоритм существенно повышает помехоустойчивость систем РК. В частности, в релейском канале достигается прирост помехоустойчивости от 3 до 19 дБ в зависимости от условия приема и параметров антенной решетки (при вероятности пакетной ошибки 1%)
5	Алгоритм обнаружения, оценки параметров и идентификации периодического импульсного сигнала	Разработанный алгоритм функционирует в условиях априорной неопределенности о структуре сигнала и существенно отрицательном отношении сигнал/шум. В частности, при длительности импульса 2,5 мкс и скважности 40 достигается вероятность обнаружения и идентификации 0,8 при уровне сигнал/шум -14,8 дБ; для скважности 80 аналогичная вероятность достигается при -13,0 дБ, а для скважности 160 – при -9,8 дБ.
6	Использование в программных продуктах компании АО «ИРКОС»	Разработанные алгоритмы внедрены в программное обеспечение, поставляемое на рынок компанией АО «ИРКОС», в том числе в программные продукты СМО-БС Wireless, СМО-ППК, СМО АРМАДА

Председатель комиссии

Члены комиссии

В. А. Козьмин

В. А. Сладких

В. Б. Манелис