

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Уфимский университет науки и технологий»

На правах рукописи



Алексакина Яна Витальевна

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ, ПОВЫШАЮЩИХ ИХ
НАДЕЖНОСТЬ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ**

Специальность 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент
Воронков Григорий Сергеевич

Уфа, 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
1 Анализ существующих методов повышения надежности приема сигналов сверхширокополосных систем связи	13
1.1. Общая характеристика сверхширокополосных систем связи	13
1.1.1. Стандартизация UWB-систем связи	14
1.1.2. Области применения СШП-технологии	15
1.1.3. Основные преимущества UWB-систем	16
1.2. Факторы, снижающие надежность приема UWB-сигналов	18
1.2.1. Многолучевое распространение и частотно-селективные замирания ..	18
1.2.2. Тепловой шум и непреднамеренные помехи	19
1.2.3. Преднамеренные помехи и обоснование необходимости анализа помехоустойчивости	20
1.3. Архитектуры приемников UWB-сигналов	22
1.3.1. Корреляционный (Rake) приемник	22
1.3.2. Энергетический детектор	24
1.3.3. Приемник на основе RC-интегратора (трансимпедансная архитектура)	25
1.4. Методы математического моделирования UWB-приемников.....	26
1.4.1. Детерминистический подход.....	27
1.4.2. Численное моделирование (метод Монте-Карло)	28
1.4.3. Стохастический подход: уравнения Ланжевена и Фоккера-Планка	29
1.5. Модели UWB-радиоканалов	31
1.5.1. Модель Салеха-Валенсуэлы.....	31
1.5.2. Модели IEEE 802.15.4a (CM1-CM9)	32
1.5.3. Характеристики многолучевости	34
1.6. Методы обеспечения помехоустойчивости и скрытности UWB-систем.....	35
1.6.1. Временное скачкообразное кодирование (TH-UWB)	35
1.6.2. Прямое расширение спектра (DS-UWB)	36
1.6.3. Подходы к обеспечению низкой вероятности обнаружения (LPD)	37

Выводы по главе 1	38
2 Анализ характеристик UWB-сигналов методами стохастического моделирования	41
2.1. Стохастическая модель СШП-приемника	43
2.1.1. Уравнение Фоккера-Планка для плотности вероятности выходного сигнала	44
2.2. Формы UWB-импульсов и их математическое описание	47
2.2.1. Гауссовский импульс	47
2.2.2. Моноимпульс (первая производная гауссиана)	48
2.2.3. Дублет (вторая производная гауссиана)	50
2.2.4. Параметрический сигнал	52
2.3. Анализ отклика RC-фильтра на различные формы импульсов	53
2.4. Сравнительный анализ SINR и BER	56
2.5. Влияние преднамеренных помех на характеристики UWB-сигналов	61
2.5.1. Расширенная модель приемника с преднамеренной помехой	61
2.5.2. Сравнительная помехоустойчивость различных форм импульсов	63
Выводы по главе 2	66
3 Математическая модель UWB радиоканала	69
3.1. Постановка задачи и допущения модели радиоканала	71
3.2. Импульсная и частотно-временная модель UWB-канала	74
3.2.1. Импульсная модель многолучевого канала	74
3.2.2. Частотно-временное представление и передаточная функция	75
3.2.3. Профиль задержек мощности и временные характеристики канала	76
3.3. Статистическое описание многолучевого канала	77
3.3.1. Распределение амплитуд многолучевых компонент	77
3.3.2. Модель временной эволюции амплитуд и уравнение Фоккера-Планка	78
3.3.3. Эффективное число многолучевых компонент	80
3.3.4. Выбор параметрических распределений по дивергенции Кульбака-Лейблера	80
3.4. Временная вариация канала и доплеровские эффекты	81

3.4.1. Доплеровская частота отдельных многолучевых компонент	81
3.4.2. Доплеровское уширение и время когерентности	82
3.4.3. Классификация канала: underspread-модель для UWB.....	83
3.4.4. Квазистационарные интервалы и дискретизация по времени	84
3.5. Модель Фоккера-Планка для описания эволюции амплитуд многолучевых компонент.....	85
3.5.1. Стохастическое дифференциальное уравнение для амплитуды.....	85
3.5.2. Уравнение Фоккера-Планка и стационарное распределение.....	86
3.5.3. Связь с временной корреляцией и временем когерентности	87
3.5.4. Примеры согласования с моделью Рэля и Райса	87
3.5.5. Применение к многолучевому каналу и численная реализация	88
3.6. Модель помеховой обстановки и показателей скрытности (LPD)	89
3.6.1. Структура помеховой обстановки.....	89
3.6.2. Модель стороннего наблюдателя	90
3.6.3. Индекс скрытности и запас по LPD	91
3.6.4. Влияние параметров канала и системы на скрытность.....	92
3.6.5. Обобщенная модель помеховой обстановки.....	93
Выводы по главе 3.....	93
4 Численный эксперимент: анализ UWB-сигналов в модели радиоканала	96
4.1. Постановка задачи численного эксперимента	97
4.1.1. Исследуемые сигналы и их аналитическое описание	97
4.1.2. Модель RC-интегратора и расчет SINR.....	98
4.1.3. Численные параметры	99
4.1.4. Методика вычислений	100
4.2. Численная модель радиоканала IEEE 802.15.4a	101
4.3. Расчет SINR и BER для UWB-сигналов	104
4.4. Влияние многолучевого распространения на BER	107
4.4.1. Модель деградации SINR.....	107
4.4.2. Результаты расчета.....	108
4.4.3. Анализ результатов	111

4.5. Влияние узкополосных помех на характеристики UWB-сигналов	113
4.5.1. Модель взаимодействия узкополосных помех на RC-интегратор.....	114
4.5.2. Результаты расчета.....	114
4.5.3. Анализ результатов.....	117
4.6. LPD-анализ и сравнительное ранжирование UWB-сигналов	118
4.6.1. LPD-метрика и ее связь с SINR	118
4.6.2. Ранжирование сигналов по совокупности критериев	118
4.6.3. Выбор рабочей точки параметрического сигнала	120
4.7. Выводы по главе 4.....	121
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	125
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ	129
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	134
ПРИЛОЖЕНИЕ А – Акты о внедрении научных результатов	150
ПРИЛОЖЕНИЕ Б – Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ	152
ПРИЛОЖЕНИЕ В – Программа численного моделирования и сравнительного анализа UWB-импульсов в условиях помех.....	153

ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях развития беспроводных телекоммуникационных систем обеспечение надежности приема сигналов является одной из ключевых научно-технических задач. Особую актуальность эта проблема имеет применительно к системам сверхширокополосной (СШП, англ. Ultra-Wideband, UWB) связи, которые характеризуются сверхширокой полосой пропускания (более 500 МГц или более 25% от центральной частоты). Согласно определению Федеральной комиссии по связи США (англ. Federal Communications Commission, FCC) данный класс сигналов обладает высоким временным разрешением (порядка единиц наносекунд), устойчивостью к частотно-избирательным замираниям и низкой спектральной плотностью мощности.

Международные стандарты IEEE 802.15.4a/4z/4ab создают нормативную основу для массового внедрения СШП-технологии в системах высокоточного позиционирования, промышленного Интернета вещей (англ. Industrial Internet of Things, IIoT), охранных комплексах и медицинских устройствах мониторинга.

Вместе с тем реальные условия эксплуатации СШП-систем характеризуются воздействием комплекса дестабилизирующих факторов: многолучевого распространения, теплового шума, узкополосных непреднамеренных помех от систем, совместно использующих диапазон 3,1-10,6 ГГц (Wi-Fi, WiMAX и другие), а также целенаправленных преднамеренных помех. Аналитически показано, что при отношении сигнал/шум-и-помеха -24 дБ СШП-системы способны поддерживать вероятность битовой ошибки ниже 0,05, однако дальнейший рост мощности помехи приводит к быстрой деградации качества приема.

В существующей литературе отсутствует единая математическая модель СШП-приемника на основе RC-интегратора, которая позволит аналитически сравнивать различные формы импульсов по критериям помехоустойчивости и скрытности в условиях воздействия преднамеренных помех различных типов. Кроме того, не разработана стохастическая модель динамики замираний СШП-канала, основанная на аппарате уравнений Ланжевена и Фоккера-Планка и

преодолевающая ограничения статической модели блочных замираний. Изложенное определяет актуальность настоящего диссертационного исследования.

Степень разработанности темы. Вопросы моделирования и оптимизации UWB-систем связи изучались в работах отечественных и зарубежных ученых. основополагающий вклад в развитие теории UWB-сигналов и каналов внесли А. Салех и Р. Валенсуэла, разработавшие кластерную модель многолучевого распространения. Авторы стандарта IEEE 802.15.4a сформировали набор канальных моделей CM1-CM9 на основе масштабных измерительных кампаний в диапазоне 2-10 ГГц. Методы согласованной фильтрации применительно к СШП-сигналам исследовались в работах, посвященных Rake-приемникам, энергетическим детекторам и трансимпедансной архитектуре. Применение аппарата уравнения Фоккера-Планка для анализа шума в RC-цепях восходит к классическим результатам Найквиста-Джонсона и развивалось применительно к когерентным оптическим и сверхвысокочастотным системам. Вместе с тем применение данного подхода к задачам исследования помехоустойчивости UWB-приемников на основе RC-интегратора в систематическом виде не проводилось; не разработана также аналитическая модель скрытности, связывающая физические параметры сигнала с запасом по низкой вероятности обнаружения.

При решении задачи оценки и обеспечения защищенности импульсных сверхширокополосных радиосистем в рамках диссертационного исследования использовались труды отечественных и зарубежных ученых. Значительный вклад в развитие теории UWB-систем, стохастических методов анализа радиоканалов и помехоустойчивости внесли работы зарубежных ученых: Moe Z. Win, Andreas F. Molisch, Robert A. Sholtz, J. Proakis. Следовательно, разработка комплексного метода оценки помехоустойчивости и низкой вероятности обнаружения UWB-систем на основе RC-детектора с учетом стохастических свойств многолучевого канала является актуальной как в научном, так и в практическом отношении.

Цель диссертационной работы – исследование параметров сигналов сверхширокополосных систем связи (формы огибающей, длительности импульса,

весовых коэффициентов составных сигналов), обеспечивающих максимальную надежность передачи данных (минимизацию вероятности битовой ошибки и максимизацию отношения SINR) в условиях многолучевого распространения, фоновых и преднамеренных помех применительно к стандарту IEEE 802.15.4a

Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие **задачи**:

1) исследование зависимости SINR и BER RC-интегратора от формы и параметров СШП-сигнала в условиях аддитивного шума и преднамеренных помех; вывести аналитические выражения на основе уравнения Фоккера-Планка для гауссовского импульса, моноимпульса, дублета и параметрического сигнала;

2) определение оптимального момента считывания сигнала T_{opt} , максимизирующего SINR на выходе RC-интегратора, для каждого из исследуемых типов СШП-сигналов; проведение сравнительного анализа достигаемых значений SINR и BER и установление типа сигнала, обеспечивающий наибольшую помехоустойчивость при заданных параметрах RC-интегратора;

3) разработка стохастической модели многолучевого СШП-канала на основе уравнения Фоккера-Планка для каналов с прямой и непрямой видимостью (LOS/NLOS) стандарта IEEE 802.15.4a;

4) получение аналитических оценок запаса по скрытности передачи MLPD (англ. Margin of Low Probability of Detection) для исследуемых типов СШП-сигналов в каналах CM1-CM8 стандарта IEEE 802.15.4a;

5) установление значения параметров СШП-сигналов (σ_s и T_{opt}) для профилей многолучевых каналов CM1-CM8 стандарта IEEE 802.15.4a, при которых достигаются наибольшие значения SINR и наименьшие – BER и обеспечивается требуемый запас по скрытности MLPD, на основе расчетно-численного анализа применительно к задачам промышленного интернета вещей.

Объект исследования – импульсные сверхширокополосные радиосистемы стандарта IR-UWB (англ. Impulse Radio Ultra-Wideband), функционирующие в диапазоне частот 3,1-10,6 ГГц в условиях многолучевого распространения и внешних помех.

Предмет исследования – параметры формы и длительности СШП-сигналов, определяющие отношение SINR, вероятность ошибки BER и запас по скрытности MLPD в условиях многолучевого канала и помех.

Методология и методы исследования. Результаты работы получены с использованием методов теории случайных процессов, стохастических дифференциальных уравнений (уравнение Ланжевена для RC-цепи), теории цифровой связи. Применены методы математического моделирования с использованием языка программирования Python и специализированных библиотек численных вычислений NumPy, SciPy, а также библиотеки визуализации результатов Matplotlib. Верификация проводилась сравнением аналитических результатов с данными моделирования по профилям IEEE 802.15.4a CM1-CM8.

Научная новизна работы состоит в следующем.

1. Разработана аналитическая модель RC-интегратора СШП-системы связи, *основанная* на стохастическом дифференциальном уравнении Фоккера-Плака для стохастической динамики огибающей выходного напряжения, *отличающаяся* одновременным учетом случайного характера амплитуд многолучевых компонент, аддитивного шума и преднамеренных помех, и позволяющая получить аналитические выражения для SINR и BER в замкнутой форме без ограничений гауссовского приближения.

2. Установлена зависимость SINR и BER от формы и параметров СШП-сигнала, *основанная* на оптимизации момента считывания T_{opt} , максимизирующего SINR и минимизирующего BER на выходе RC-интегратора, *отличающаяся* учетом коэффициента корреляции преднамеренной помехи с полезным сигналом, и позволяющая обеспечить выигрыш по SINR 6-8 дБ для моноимпульса по сравнению с гауссовским импульсом; выполнено систематическое сопоставление гауссовского импульса, моноимпульса, дублета и параметрического сигнала в рамках единой модели.

3. Разработана стохастическая модель многолучевого СШП-канала, *основанная* на уравнении Фоккера-Планка для временной эволюции распределения

амплитуд многолучевых компонент, *отличающаяся* совместимостью со всеми профилями CM1-CM8 стандарта IEEE 802.15.4a и учетом нарастающего профиля задержки мощности для условий отсутствия прямой видимости (англ. Non-Line-of-Sight, NLOS), и позволяющая оценивать BER UWB-систем в реалистичных условиях распространения.

4. Разработан метод оценки запаса по скрытности передачи MLPD (англ. Margin to Low Probability of Detection) для импульсных СШП-систем, *основанный* на соотношении между SINR приемника и требуемой энергией обнаружения, *отличающийся* прямым учетом параметров многолучевых каналов CM1-CM8 стандарта IEEE 802.15.4a, и позволяющий установить, что моноимпульс обеспечивает запас скрытности 0,6-0,7 в каналах с прямой видимостью и до 1,0 в каналах без прямой видимости (CM7-CM8).

Теоретическая значимость работы состоит в развитии математического аппарата анализа СШП-приемников и создании инструментов, пригодных для проектирования реальных систем связи. Получены аналитические выражения для SINR и BER RC-интегратора с учетом стохастической природы многолучевого канала и преднамеренных помех на основе уравнения Фоккера-Планка. Введены коэффициент эффективного числа лучей и дивергенция Кульбака-Лейблера (информационное расхождение) между распределениями амплитуд многолучевых компонент, что расширяет инструментарий количественной оценки нестационарности СШП-каналов и позволяет сопоставлять различные сценарии распространения без проведения натурных измерений.

Практическая значимость работы состоит в том, что полученные зависимости параметров СШП-сигналов и момента считывания T_{opt} RC-интегратора от типа радиоканала (профили CM1-CM8 стандарта IEEE 802.15.4a) могут быть использованы при проектировании приемников стандарта IEEE 802.15.4a/4z для приложений промышленного интернета вещей с жесткими требованиями к помехоустойчивости и стабильности качества связи. Применение аналитической модели RC-приемника позволяет получать SINR и BER в замкнутой форме без ресурсоемкого имитационного

моделирования, сокращая трудоемкость и время проектирования. Введенный показатель запаса по скрытности M_{LPD} дает возможность выбирать параметры излучения СШП-системы с учетом требований к заметности и особенностей конкретного многолучевого канала.

На защиту выносятся следующие **положения**:

1. Аналитическая модель РС-интегратора СШП-приемника на основе уравнения Фоккера-Планка, обеспечивающая получение замкнутых выражений для SINR и BER в условиях аддитивного шума и преднамеренных помех без ограничений гауссовского приближения.

2. Сравнительные характеристики типов СШП-сигналов (гауссовский импульс, моноимпульс, дублет, параметрический сигнал) по критериям SINR и BER.

3. Стохастическая модель многолучевого СШП-канала на основе уравнения Фоккера-Планка с использованием коэффициента эффективного числа лучей дивергенции Кульбака-Лейблера как показателей нестационарности канала, позволяющая обоснованно выбирать параметры сигнала для каналов с прямой и без прямой видимости профилей CM1-CM8.

4. Аналитические выражения и расчетно-численные оценки запаса по скрытности M_{LPD} для основных типов СШП-сигналов; установлено превосходство моноимпульса по показателю M_{LPD} в каналах CM1-CM8 по сравнению с гауссовским импульсом при сопоставимых условиях излучения.

5. Совокупность установленных значений параметров СШП-сигналов (относительная длительность импульса и момент считывания) для профилей CM1-CM8, при которых достигаются более высокие значения SINR и более низкие значения BER, а также количественно описана деградация BER при переходе от LOS к NLOS.

Достоверность результатов обеспечивается строгостью применяемого математического аппарата, согласованностью аналитических выражений с известными предельными случаями (результат Найквиста-Джонсона для теплового шума), а также верификацией путем численного моделирования методом Монте-

Карло и сопоставлением с опубликованными экспериментальными данными для канальных моделей IEEE 802.15.4a.

Апробация работы. Основные результаты диссертационного исследования докладывались и обсуждались на научных конференциях и семинарах. По теме диссертации опубликовано 10 научных работ и получено 1 свидетельство о регистрации ЭВМ, отражающих основные положения и результаты исследования.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений и обозначений, списка литературы и приложений. В первой главе проводится аналитический обзор СШП-систем связи, факторов, снижающих надежность приема, архитектур приемников и методов математического моделирования. Вторая глава посвящена разработке стохастической модели СШП-приемника и аналитическому сравнению форм импульсов по SINR и BER. Третья глава посвящена разработке математического аппарата для описания сверхширокополосного радиоканала. В ней последовательно учтены эффекты многолучевого распространения, нестационарность замираний и воздействие помех. В четвертой главе представлены результаты вычислительного эксперимента для сопоставления аналитических данных с данными моделирования на основе модели IEEE 802.15.4a (сценарии от CM1-CM8).

1 Анализ существующих методов повышения надежности приема сигналов сверхширокополосных систем связи

Сверхширокополосные (СШП, англ. Ultra-Wideband, UWB) системы связи получили широкое применение в задачах обеспечения беспроводной связи на малых и средних расстояниях, высокоточного позиционирования, а также в приложениях, требующих высокой скрытности и помехоустойчивости радиоканала. При этом повышение надежности приема сигнала в условиях сложной электромагнитной обстановки (многолучевое распространение, непреднамеренные и преднамеренные помехи) остается актуальной научно-технической задачей.

В главе рассматриваются основные направления и методы повышения надежности приема сигналов сверхширокополосных систем связи на основе анализа современных подходов к моделированию СШП-канала, построению приемников и выбору формы передаваемых импульсов. Особое внимание уделяется сравнению существующих форм сигналов и математических моделей с точки зрения их влияния на отношение сигнал/шум-и-помеха (англ. Signal to Interference + Noise Ratio, SINR) и вероятность битовой ошибки.

Проведенный анализ позволяет выявить ограничения распространенных подходов, которые связаны с использованием упрощенных моделей согласованной фильтрации или исключительно численного моделирования без строгих аналитических оценок качества приема.

1.1. Общая характеристика сверхширокополосных систем связи

Сверхширокополосные системы связи представляют собой класс радиосистем, использующих сигналы со сверхбольшой шириной полосы частот для передачи информации, позиционирования и зондирования окружающей среды. Согласно определению Федеральной комиссии по связи США (англ. Federal Communications Commission, FCC), принятому в 2002 году, сверхширокополосным считается радиосигнал, у которого относительная ширина полосы составляет более 20% от центральной частоты либо абсолютная ширина полосы превышает 500 МГц

[1]. В отечественной радиотехнической школе традиционно используется более строгий критерий: СШП-сигналами называют сигналы, верхняя граничная частота которых более чем вдвое превышает нижнюю [2,3].

Физической основой UWB-технологии является передача сверхкоротких импульсов длительностью порядка 0,1-2 нс непосредственно в эфир, без использования синусоидальной несущей частоты (импульсная радиосвязь или радиосвязь без несущей частоты) [4]. Согласно соотношению неопределенности, импульс длительностью T секунд занимает полосу частот порядка $1/T$ герц; таким образом, наносекундные импульсы формируют спектр шириной от сотен мегагерц до нескольких гигагерц [5]. Именно это свойство обеспечивает UWB-сигналам уникальное сочетание высокого временного разрешения и устойчивости к частотно-избирательным помехам.

1.1.1. Стандартизация UWB-систем связи

Стандартизация физического уровня UWB-систем связи осуществлялась в рамках рабочей группы IEEE 802.15. Задача создания физического уровня сверхширокополосной связи (англ. Ultra-Wideband Physical Layer, UWB PHY) для персональных сетей с низкой скоростью передачи была поручена подгруппе TG4a, итогом работы которой стал стандарт IEEE 802.15.4a-2007, определивший импульсный UWB (англ. Impulse Radio Ultra-Wideband, IR-UWB) и широкополосная связь на основе линейно-частотно-модулированных (англ. Chirp Spread Spectrum, CSS) в качестве дополнительных физических уровней [6]. Стандарт предусматривает обязательную полосу пропускания 500 МГц для основных режимов работы и дополнительные каналы с полосой более 1 ГГц; центральные частоты каналов сосредоточены в трех поддиапазонах: ниже 1 ГГц, 3-5 ГГц и 6-10 ГГц [7]. Модуляция осуществляется методами позиционно-импульсной (англ. Pulse Position Modulation, PPM) и двоичной фазовой (англ. Binary Phase Shift Keying, BPSK) манипуляции, а многопользовательский доступ организуется с помощью временных скачкообразных кодов (англ. Time Hopping, TH) [6].

В 2020 году был принят стандарт IEEE 802.15.4z, представляющий собой поправку к IEEE 802.15.4-2020, направленную на повышение точности, надежности и безопасности дальнометрических измерений [8]. Основные изменения включают введение дополнительных схем кодирования и преамбул, механизм скремблированных временных меток (англ. Scrambled Timestamp Sequence, STS) для повышения устойчивости к атакам типа «ретрансляция». Также был усовершенствован протокол двусторонней дальнометрии (англ. Double-Sided Two-Way Ranging, DS-TWR) [9]. В рамках последующей разработки стандарта IEEE 802.15.4ab предусмотрено расширение доступного частотного диапазона, реализация методов подавления помех для сред с высокой плотностью устройств, а также обеспечение поддержки радарного зондирования и высокоскоростной передачи данных [10].

1.1.2. Области применения СШП-технологии

Благодаря уникальным свойствам СШП-сигналов открывается широкий спектр практических применений.

Высокоточное позиционирование и навигация внутри помещений. Высокое временное разрешение, позволяющее достигать точности измерения расстояний методом времени пролета (англ. Time-of-Flight, ToF) до 10 см, что на порядок превосходит возможности технологий Wi-Fi и Bluetooth [11] активно используется в системах позиционирования стандарта IEEE 802.15.4a/4z для складской логистики, робототехники, навигации в зданиях и обеспечения безопасного доступа в автомобильной промышленности [12,13].

Интернет вещей (Internet of Things, IoT) [14] и персональные беспроводные сети. UWB является одной из ключевых технологий беспроводных персональных сетей (англ. Wireless Personal Area Network, WPAN), стандартизированной в рамках IEEE 802.15.4. Низкое энергопотребление, возможность передачи данных на скоростях от единиц килобит до сотен мегабит в секунду (в зависимости от дальности) и совместимость с существующими IoT-протоколами делают UWB перспективной платформой для систем «умного дома», промышленного мониторинга и носимых устройств [15–17]. По оценкам

аналитиков, глобальный рынок UWB-технологий оценивался в 1,7 млрд долларов в 2023 году с прогнозируемым среднегодовым темпом роста более 20% до 2032 года [18].

Радарные системы малого радиуса действия. Импульсный СШП-радар использует отражения сверхкоротких импульсов для обнаружения присутствия, распознавания жестов и бесконтактного мониторинга жизненных показателей (частота дыхания, сердечный ритм) [19]. В автомобильной промышленности UWB-радар применяется для обнаружения присутствия людей в салоне в соответствии с требованиями Euro NCAP, причем его реализация возможна на базе тех же аппаратных средств, что используются для дальнометрии [20]. В медицинских приложениях UWB-радар позволяет осуществлять бесконтактный мониторинг пациентов в отделениях интенсивной терапии и неонатальных палатах [21].

Скрытные и защищенные системы связи. Присущие UWB-сигналам свойства низкой вероятности обнаружения и перехвата (англ. Low Probability of Detection / Low Probability of Interception, LPD/LPI), обусловленные малой спектральной плотностью мощности, востребованы в специальных системах связи, включая каналы управления беспилотными летательными аппаратами и защищенные сети безопасности критически важных объектов [22].

1.1.3. Основные преимущества UWB-систем

Совокупность физических свойств сверхширокополосных сигналов обеспечивает ряд принципиальных преимуществ по сравнению с традиционными узкополосными и широкополосными радиосистемами:

– **устойчивость к многолучевому распространению.** В узкополосных системах многолучевость вызывает глубокие замирания сигнала (до -40 дБ) вследствие деструктивной интерференции лучей, приходящих с различными фазами [23]. В СШП-системах длительность импульса (менее 2 нс) значительно короче разности задержек между отраженными лучами, что позволяет разрешать отдельные многолучевые компоненты во временной области и тем самым существенно ослабить влияние деструктивной интерференции [24].

– **высокое временное разрешение.** Разрешающая способность по дальности UWB-системы определяется шириной полосы сигнала и составляет $c/(2B)$, где c – скорость света, B – ширина полосы. При полосе 500 МГц разрешение по дальности составляет около 30 см, а при полосе 1,5 ГГц – около 10 см. Это на один-два порядка превосходит возможности традиционных узкополосных систем с полосой порядка единиц мегагерц (например, УКВ-радиосвязь и радиочастотная идентификация (англ. Radio Frequency Identification, RFID)), а узкополосные СВЧ-радары обеспечивают сопоставимое разрешение за счет другого механизма – дифракционного предела $\Delta R \approx \lambda/2$ [25].

– **низкая спектральная плотность мощности и высокая скрытность.** Распределение энергии сигнала в полосе частот 3,1-10,6 ГГц соответствует критериям LPD и LPI, а также минимизирует помехи для существующих радиосервисов [26,27]. Кроме того, шумоподобная структура СШП-сигнала существенно затрудняет подавление прицельными помехами [28].

– **простота приемопередающего тракта.** Отсутствие несущей частоты в СШП-передаче исключает возможность применения сложных супергетеродинных схем с преобразованием частоты. Приемник может быть реализован на основе простого энергетического детектора или РС-интегратора с пороговым решающим устройством, что позволяет достичь минимальных значений стоимости, габаритов и энергопотребления [29,30].

– **высокая помехозащищенность** достигается за счет корреляционной обработки СШП-сигнала, что обеспечивает значительный выигрыш обработки (англ. processing gain) по отношению к узкополосным помехам ограниченной мощности. Использование временных скачкообразных кодов и высокой скважности импульсов позволяет эффективно отбрасывать импульсные помехи, удаляя до 99% их энергетического спектра за пределами окон приема [31,32].

Таким образом, СШП-системы демонстрируют ряд существенных преимуществ, что обуславливает их перспективность для широкого спектра приложений. Однако для полной реализации возможностей СШП-технологии в условиях реальной электромагнитной обстановки необходимо решить ряд научно-

технических задач. К ним относятся выбор оптимальной формы передаваемого импульса, разработка математических моделей приемника и радиоканала, а также оценка помехоустойчивости системы при воздействии преднамеренных помех. Этим вопросам посвящены последующие разделы настоящей главы.

1.2. Факторы, снижающие надежность приема UWB-сигналов

Реальные условия эксплуатации СШП-систем связи характеризуются воздействием факторов, которые могут существенно снизить вероятность безошибочного приема и точность измерений дальности. Ниже проводится систематизация основных факторов, ограничивающих надежность приема.

1.2.1. Многолучевое распространение и частотно-селективные замирания

Многолучевое распространение радиоволн является одним из наиболее значимых факторов, влияющих на качество приема UWB-сигналов. В условиях закрытых помещений и плотной городской застройки переданный сигнал испытывает множественные отражения, дифракцию и рассеяние, в результате чего на приемную антенну поступает суперпозиция многочисленных копий сигнала с различными задержками, амплитудами и фазами [23]. Для описания этого явления в стандарте IEEE 802.15.4a принята модифицированная модель Салеха-Валенсуэлы, основанная на кластерной группировке многолучевых компонент со стохастическим описанием времен прихода и амплитуд лучей (подробное математическое описание приведено в разделе 1.5).

Характерной особенностью UWB-канала является чрезвычайно большое число разрешимых многолучевых компонент — до нескольких сотен в промышленных средах, что обусловлено высоким временным разрешением сверхкоротких импульсов [33]. Это обстоятельство, с одной стороны, обеспечивает потенциальный выигрыш за счет разносного комбинирования, но, с другой стороны, предъявляет жесткие требования к сложности приемника. Для сбора рассеянной энергии используется Rake-приемник, однако на практике применяются приемники с ограниченным числом каналов (Selective-Rake, Partial-Rake), которые собирают лишь часть многолучевой энергии, что приводит к

заметным потерям отношения сигнал/шум (ОСШ, англ. Signal-to-Noise Ratio, SNR) [34].

Частотно-селективные замирания возникают из-за частотно-зависимого затухания на различных участках сверхширокой полосы передачи. Они эквивалентны частотно-зависимой фильтрации, где спектральные составляющие в пределах узкого интервала имеют примерно одинаковые коэффициенты передачи, но с расширением полосы разброс уровней стремительно возрастает [35,36]. Несмотря на то что СШ-сигнал устойчив к плоским замираниям, искажения формы импульса вследствие таких замираний могут привести к ухудшению работы корреляционного приемника и ошибкам дальнометрии [37].

Дополнительным проявлением многолучевости является межсимвольная интерференция (англ. Inter-Symbol Interference, ISI) и внутрисимвольная интерференция (англ. Intra-Symbol Interference, IASI). Они особенно важны при высоких скоростях передачи, когда длительность символа становится сопоставимой с максимальным избыточным запаздыванием канала. В стандарте IEEE 802.15.4a для борьбы с ISI предусмотрены защитные интервалы и адаптивный выбор частоты следования импульсов (15,6 или 3,9 МГц) [25].

1.2.2. Тепловой шум и непреднамеренные помехи

Тепловой шум приемника, моделируемый как аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ, англ. Additive white Gaussian noise, AWGN) является фундаментальным ограничивающим фактором для любой системы связи [36]. При номинальной температуре приемника $T_0 = 300$ К и полосе 500 МГц мощность теплового шума составляет $P_{\text{ш}} = kTB = 1,38 \cdot 10^{-23} \times 300 \times 500 \cdot 10^6 \approx 2,07 \cdot 10^{-12}$ Вт ≈ -87 дБм, что лишь на несколько децибел ниже максимально допустимой мощности UWB-передатчика. Это обуславливает малую дальность действия UWB-линии связи (обычно до 10-30 м для высокоскоростных режимов и до 100 м для низкоскоростных) и высокую чувствительность к любым дополнительным источникам шума [11].

Узкополосные непреднамеренные помехи (англ. Narrowband Interference, NBI) обусловлены совместным использованием диапазона 3,1-10,6 ГГц с рядом

лицензированных систем: Wi-Fi (5 ГГц), WiMAX (3,5 ГГц), метеорологические радары (5,3-5,7 ГГц) и другие службы [27]. Поскольку мощность узкополосных передатчиков (от единиц милливатт до десятков ватт) многократно превышает мощность UWB-сигнала (до -14 дБм в полосе 500 МГц), отношение сигнал/шум на входе приемника может составлять от -20 до -80 дБ [38]. Исследования показывают, что степень деградации SNR существенно зависит от положения центральной частоты помехи относительно спектра UWB-сигнала: максимальный ущерб наносится, когда помеха попадает в область максимальной энергетической плотности UWB-импульса [32].

Импульсные помехи представляют собой кратковременные всплески электромагнитной энергии, генерируемые коммутационным оборудованием, электродвигателями, системами зажигания автомобилей и другими источниками. СШП системы особенно чувствительны к импульсным помехам, попадающим в окно приема коррелятора, так как в этом случае механизмы временной фильтрации оказываются неэффективными [39–41]. Многопользовательская интерференция (англ. Multi-User Interference, MUI) от других СШП-устройств, работающих в том же канале, тоже ограничивает производительность системы, особенно в сценариях с высокой плотностью устройств [9,42].

1.2.3. Преднамеренные помехи и обоснование необходимости анализа помехоустойчивости

Помимо естественных факторов, СШП-системы уязвимы также к намеренным воздействиям, создаваемым с целью нарушения функционирования канала связи или дальнометрической системы. Актуальность данной проблемы обусловлена расширением применения СШП-технологии в приложениях, отказ которых может иметь серьезные последствия: системах бесключевого доступа к автомобилям, охранных периметрах и промышленных системах позиционирования [41].

Преднамеренные помехи могут быть классифицированы по степени когерентности с полезным сигналом на две основные группы.

Некогерентные помехи не связаны со структурой полезного сигнала и включают: шумовую заградительную помеху (англ. barrage jamming), покрывающую всю полосу работы UWB-системы; шумовую помеху в части полосы (partial-band jamming), сосредоточенную в части полосы; сосредоточенную по спектру помеху (ССП, англ. tone jamming), воздействующую на отдельную частоту в спектре сигнала; а также скользящую по частоте помеху (англ. swept jamming). Аналитические исследования показывают, что частично-полосная помеха наиболее эффективна, когда ее центральная частота совпадает с центральной частотой СШП-сигнала, а ее относительная полоса ρ , определяемая отношением ширины полосы помехи к полной ширине полосы СШП-сигнала, не превышает 0,2. При этом даже при отношении сигнал/помеха -24 дБ СШП-системы способны поддерживать BER (англ. Bit Error Rate, частота битовых ошибок) ниже 0,05, что подтверждает присущую им помехозащищенность, однако дальнейшее увеличение мощности помехи приводит к быстрой деградации [38].

Когерентные (структурные) помехи используют знание структуры полезного сигнала для максимизации деструктивного эффекта. Практическая реализуемость таких атак подтверждена исследованиями, например, система UWBAD (UWB Accurate Deafening) использует особенности процедуры нормированной взаимокорреляции (англ. Normalized Cross-Correlation, NCC) в поле SYNC пакета. Благодаря этому она способна реактивно подавлять каждый сеанс дальнометрии, используя серийные (англ. Commercial Off-The-Shelf, COTS) СШП-чипы [41]. Такого рода помехи могут полностью блокировать работу дальнометрической системы, не вызывая при этом значительных помех соседним устройствам.

Анализ показывает, что некогерентные приемники, такие как энергетические детекторы, значительно более уязвимы к преднамеренным помехам, чем когерентные, так как они не обладают способностью к корреляционной фильтрации помеховой составляющей [25]. Для СШП-систем специального назначения этот фактор может стать определяющим [43].

Таким образом, совокупность рассмотренных факторов определяет необходимость строгого математического анализа помехоустойчивости UWB-

систем как при когерентном, так и при некогерентном приеме. В главе 2 настоящей работы будут построены математические модели, позволяющие аналитически оценить BER и достижимую точность дальнометрии (измерения дальности на основе времени распространения сигнала (англ. Time of Arrival, ToA) и двустороннего зондирования (англ. Two-Way Ranging, TWR) в условиях воздействия различных типов помех на UWB-линию связи стандарта IEEE 802.15.4a/4z – стандарта, изначально ориентированного на совмещение функций передачи данных и высокоточного позиционирования.

1.3. Архитектуры приемников UWB-сигналов

Выбор архитектуры приемника является ключевым проектным решением при разработке СШП-системы связи, определяющим компромисс между помехоустойчивостью, сложностью реализации и энергопотреблением. Все многообразие приемников IR-UWB можно свести к двум фундаментальным классам – когерентным (корреляционным) и некогерентным, – каждый из которых имеет несколько практических реализаций. В настоящем разделе рассматриваются три базовые архитектуры: корреляционный (Rake) приемник, энергетический детектор и приемник на основе RC-интегратора (трансимпедансного усилителя), а также обосновывается выбор модели приемника для аналитического исследования помехоустойчивости в главе 2.

1.3.1. Корреляционный (Rake) приемник

Когерентный корреляционный приемник осуществляет детектирование СШП-сигнала путем умножения принятого сигнала на локально сгенерированный шаблон, точно воспроизводящий форму передаваемого импульса, с последующим интегрированием произведения на длительности символа. В многолучевом канале для сбора рассеянной энергии используется Rake-приемник, содержащий L каналов, каждый из которых настроен на свою задержку и весовой коэффициент в соответствии с канальной импульсной характеристикой [35]. Сложение с максимальным отношением сигнал/шум (англ. Maximum-Ratio Combining, MRC) обеспечивает теоретически наилучшую помехоустойчивость.

Как отмечалось в разделе 1.2.1, число разрешимых многолучевых компонентов в СШП-канале может достигать нескольких сотен. Реализация полностью когерентного приемника (англ. All-Rake, ARake), накапливающего энергию всех лучей, при этом практически невозможна ввиду необходимости оценки качества для каждого канала и генерации высокоточного шаблона с субнаносекундным временным разрешением [34]. На практике применяются приемники с ограниченным числом каналов: Selective-Rake (SRake), выбирающий L наиболее сильных лучей, и Partial-Rake (PRake), использующий L первых по времени прихода лучей. Как показано в [37], при использовании 5-10 каналов SRake собирает лишь 60-80% энергии многолучевой системы (потери 1-2 дБ относительно ARake). В каналах с рэлеевскими замираниями и малым числом каналов (2-5) потери SNR могут достигать 3-6 дБ.

Помимо проблемы сбора энергии, когерентный приемник требует точной синхронизации шаблона с принятым сигналом. Рассогласование фазы шаблона относительно принятого импульса на величину порядка 100 пс приводит к деградации чувствительности на 2-3 дБ [44]. Для поддержания когерентности необходимы схемы слежения за задержкой (англ. Delay-Lock Loop, DLL) и генерации шаблона (англ. Template Generator, TG), тактируемые генератором, управляемым напряжением (ГУН, англ. Voltage-Controlled Oscillator, VCO), что увеличивает энергопотребление и площадь кристалла. По данным [44], прототип когерентного IR-UWB приемника в технологии TSMC 65 нм потребляет 8,8 мВт в когерентном режиме при чувствительности -70,5 дБм ($BER = 10^{-3}$), что на 2,5 дБ лучше некогерентного режима того же кристалла (6,8 мВт, -68 дБм).

Тем не менее, когерентный приемник обладает принципиальным преимуществом в помехоустойчивости: корреляционная обработка обеспечивает подавление помехового сигнала, не совпадающего по структуре с шаблоном, на величину выигрыша обработки, пропорциональную отношению полосы сигнала к скорости передачи данных [25]. Это делает когерентную архитектуру предпочтительной для приложений, требующих высокой устойчивости к преднамеренным и непреднамеренным помехам [45].

1.3.2. Энергетический детектор

Энергетический детектор (англ. Energy Detector, ED) является классическим примером некогерентных приемников и реализует принцип квадратичного детектирования. Принятый и усиленный СШП-сигнал возводится в квадрат, а затем интегрируется на заданном временном окне для оценки энергии принятого импульса [46]. В зависимости от типа модуляции сравнение может выполняться между разными временными окнами (при PPM-модуляции) либо с заранее заданным порогом (при амплитудной манипуляции с двумя состояниями (англ. On-Off Keying, OOK)).

Главным достоинством такого детектора является отсутствие необходимости в оценке канала и точной синхронизации шаблона, что значительно упрощает приемный тракт [47]. В его состав обычно входят малошумящий усилитель (МШУ, англ. Low-Noise Amplifier, LNA), каскад RF-усиления, квадратор, усилитель базовой полосы и интегратор с переключаемой емкостью [48]. Вся аналоговая обработка выполняется без генерации локального шаблона, что исключает потребность в ГУН и DLL.

По данным экспериментальных измерений, некогерентный IR-UWB трансивер Spark Microsystems SR1000 демонстрирует пиковое энергопотребление в режиме приема 21-23 мВт и энергоэффективность 1,39 нДж/бит при скорости до 7,2 Мбит/с, что существенно ниже когерентных трансиверов Qorvo DW3220 (158 мВт RX) и NXP SR150 (207 мВт RX) [49]. Прототип энергетического детектора на базе CMOS 180 нм показал потребление всего 287 мкВт для блока квадратор-интегратор [50], а решение IMEC 2024 года в технологии 22 нм FDSOI (полностью обедненный кремний на изоляторе, англ. Fully Depleted Silicon-On-Insulator) достигает суммарного потребления аналогового входного тракта 7,6 мВт при устойчивости к блокирующим сигналам -13 дБм [51].

Однако некогерентный приемник уступает когерентному по чувствительности на 2,5-5 дБ [44] и значительно более уязвим к помехам: шум и помеховые сигналы, попадающие в окно интегрирования, накапливаются наравне с полезной энергией, поскольку квадратичный детектор не различает спектральную

структуру входного воздействия [52,53]. Исследования показывают, что в присутствии узкополосных помех Wi-Fi на частоте 5 ГГц некогерентный приемник демонстрирует устойчивость хуже, чем когерентный, по критерию SNR [44].

1.3.3. Приемник на основе RC-интегратора (трансимпедансная архитектура)

Промежуточное положение между полностью когерентным Rake-приемником и простейшим энергетическим детектором занимает архитектура приемника на основе RC-интегратора, реализованного в виде трансимпедансного усилителя (ТИУ, англ. transimpedance amplifier, TIA). В данной архитектуре сигнал с выхода квадратичного детектора поступает на активный RC-интегратор, выполненный на основе операционного усилителя с емкостной обратной связью, где происходит накопление заряда, пропорционального энергии импульса [54].

Ключевой особенностью ТИУ-архитектуры по сравнению с пассивным RC-звеном является возможность точного задания постоянной времени интегрирования и минимизации утечки заряда в промежутках между импульсами [55]. Конструктивно ТИУ обеспечивает преобразование токового сигнала квадратичного детектора в напряжение с линейной зависимостью и контролируемым динамическим диапазоном, что критично для последующей аналого-цифровой обработки. В работе [55] показано, что основной проблемой интегратора является токовая утечка, приводящая к дрейфу накопленного заряда и, как следствие, к ошибкам детектирования. Для борьбы с утечкой применяются специальные схемотехнические решения: переключаемые конденсаторы, параллельные банки интеграторов с чередующимися фазами интегрирования и сброса.

С точки зрения математического моделирования, приемник на основе RC-интегратора представляет собой удобную аналитическую модель, адекватно описывающую поведение как некогерентных энергетических детекторов, так и аналоговых участков когерентных систем (блок интегратора после смесителя). Выходное напряжение RC-интегратора может быть записано как свертка входного сигнала с импульсной характеристикой фильтра первого порядка, что позволяет

аналитически вычислить отношение сигнал/шум-и-помеха на выходе интегратора в замкнутой форме [36]. Данная модель также естественным образом учитывает конечную полосу пропускания аналогового тракта, эффекты насыщения и влияние шума усилителя.

Именно универсальность и аналитическая разрешимость модели RC-интегратора обосновывает ее выбор в качестве базовой модели приемного тракта при исследовании помехоустойчивости в главе 2 настоящей работы. Модель позволяет единообразно анализировать воздействие различных типов помех (шумовых, узкополосных, импульсных и когерентных) на процесс принятия решения, получать аналитические выражения для вероятности битовой ошибки (BER) и проводить параметрическую оптимизацию постоянной времени интегрирования [38].

На основании проведенного анализа в главе 2 настоящей работы будет использована модель приемника на основе RC-интегратора как базовая архитектура, допускающая параметрическое обобщение: при бесконечной постоянной времени модель вырождается в идеальный интегратор (классический энергетический детектор), а при включении шаблонного умножения на входе – в когерентный корреляционный приемник. Это позволяет в рамках единой математической модели сравнить помехоустойчивость когерентного и некогерентного приема, оценить влияние параметров интегрирования и выработать рекомендации по оптимизации приемного тракта стандарта IEEE 802.15.4a/4z [8].

1.4. Методы математического моделирования UWB-приемников

Анализ характеристик СШП-приемников, рассмотренных в разделе 1.3, требует адекватного математического аппарата, способного описать поведение приемного тракта при воздействии многолучевого канала, теплового шума и различных типов помех. Существующие подходы к моделированию приемников можно разделить на три основные группы: аналитический, численный (метод Монте-Карло) и стохастический [46].

1.4.1. Детерминистический подход

Детерминистический подход рассматривает СШП-приемник как линейную систему с известной импульсной характеристикой (или передаточной функцией). На вход такой системы поступает смесь полезного сигнала, шума и помехи. В основе подхода лежит теория согласованной фильтрации, устанавливающая, что оптимальный приемник в канале с АБГШ должен максимизировать пиковое отношение сигнал/шум на выходе фильтра, импульсная характеристика которого является зеркальным отображением формы передаваемого импульса [56,57].

Для СШП-сигнала с энергией E_s , принятого на фоне АБГШ со спектральной плотностью мощности $N_0/2$, максимальное отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра определяется соотношением $SNR_{max} = 2E_s/N_0$, что является верхней границей для любой линейной архитектуры приемника [36]. В частотной области данное соотношение эквивалентно вычислению интеграла $\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|S(f)|^2}{N_0} df$, что позволяет аналитически оценить влияние формы спектра импульса на энергетическую эффективность приема.

Особое значение частотный анализ приобретает в условиях узкополосных помех. С его помощью можно оценить степень перекрытия спектров и получить аналитическое отношение сигнал/шум-и-помеха на выходе приемника [27]. В работе [58] представлена модель СШП-канала с непрерывной частотной характеристикой в полосе 2 ГГц, что позволяет учесть частотные зависимости более точно, чем модели с разбиением на поддиапазоны.

Ограничения детерминистического подхода проявляются при анализе нелинейных приемников, а также он не учитывает стохастическую природу многолучевого канала и импульсных помех. В таких случаях детерминистический анализ дает лишь приближенные результаты, справедливые при предположении, что суммарное помеховое воздействие можно аппроксимировать гауссовским шумом [59].

1.4.2. Численное моделирование (метод Монте-Карло)

Метод Монте-Карло (МК) представляет собой универсальный инструмент оценки характеристик приемника путем многократного статистического моделирования процесса приема с генерацией случайных реализаций канала, шума и помех. В контексте UWB-систем типичная МК-процедура включает: генерацию канальной импульсной характеристики по модели IEEE 802.15.4a, формирование принятого сигнала с учетом многолучевости и затухания, добавление шума и помех, детектирование и подсчет ошибочных бит [60].

Преимуществом МК является возможность точного моделирования произвольных нелинейностей приемного тракта, негауссовских распределений помех и сложных сценариев многопользовательского доступа [61]. В работе [62] показано, что МК-моделирование адекватно описывает характеристики BER импульсного UWB-приемника с учетом IASI, ISI и MUI в канале CM3 (модель канала 3 – офисное помещение с прямой видимостью, англ. Channel Model 3) стандарта IEEE 802.15.4a.

Однако метод МК обладает существенным недостатком – чрезвычайно высокой вычислительной сложностью при оценке малых вероятностей ошибки. Для достоверной оценки $BER \approx 10^{-6}$ требуется обработка порядка $10^8 - 10^9$ реализаций символов, что при импульсной радиопередаче с субнаносекундным разрешением делает прямое моделирование крайне ресурсоемким [63]. Для ускоренного вычисления вероятности попадания в хвост распределения применяются методы ускоренного моделирования, метод выборки по значимости (англ. Importance Sampling, IS) и теория больших уклонений. В работе [59] метод IS позволил сократить время моделирования СШП-сетей на несколько порядков. Более свежая работа дополнила этот метод стохастическими дифференциальными уравнениями (СДУ) для эффективной оценки длительности замираний в каналах Рэлея, Райса и Хойта [64].

Еще одно ограничение МК заключается в отсутствии аналитических выражений для зависимости BER от параметров системы. В результате задача

параметрической оптимизации приемника сводится к многократному численному перебору, что существенно усложняет поиск оптимальных решений [38].

1.4.3. Стохастический подход: уравнения Ланжевена и Фоккера-Планка

В основе стохастического подхода лежит описание выходного напряжения приемника с помощью СДУ типа Ланжевена, а статистические характеристики выходного процесса находятся из уравнения Фоккера-Планка (ФП) для плотности вероятности [65]. Данный подход заимствован из статистической физики, где он применялся к броуновскому движению, а позже был адаптирован для анализа шумов в электронных цепях [66].

Основная идея состоит в следующем. RC-цепь с сопротивлением R и емкостью C при воздействии теплового шума и внешних помех описывается СДУ Ланжевена, в котором напряжение на конденсаторе $V(t)$ является переменной состояния, а стохастическое воздействие входит через приращение винеровского процесса. Детерминированная часть уравнения (дрейф) определяется постоянной времени R_C и формой полезного сигнала, а случайная часть (диффузия) – интенсивностью суммарного шумового процесса: $\frac{\partial p(x,t)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x}[A(x,t)p(x,t)] + \frac{B_0}{2} \frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2}$ (где $p(x,t)$ – плотность вероятности состояние интегратора, $A(x,t) = -\frac{x}{\tau_{RC}} + s(t)$ – коэффициент дрейфа, определяемый постоянной времени τ_{RC} и формой сигнала $s(t)$, B_0 – спектральная плотность шума) [66,67]. Переход от СДУ к уравнению Фоккера-Планка позволяет записать эволюцию плотности вероятности $p(V,t)$ выходного напряжения без необходимости явного решения СДУ для каждой реализации шума [55,67]. Стационарное решение уравнения Фоккера-Планка для RC-цепи с тепловым шумом совпадает с классическим результатом Найквиста-Джонсона, что подтверждает корректность формализма [68].

Ключевое достоинство формализма ФП для задач настоящей работы состоит в его гибкости. Разные типы помех описываются одной и той же моделью, меняются только дрейфовый и диффузионный коэффициенты СДУ. Структура модели остается неизменной. При этом уравнение Фоккера-Планка позволяет

получить аналитические выражения для плотности вероятности битовой ошибки как интеграл хвоста распределения [69].

Применимость формализма ФП к анализу приемных трактов с RC-фильтром продемонстрирована в работе [69], где уравнение ФП решено численно для оценки совместной плотности вероятности амплитуды и фазы на выходе фильтра первого порядка когерентного оптического приемника. Аналогичный подход применяется при анализе стохастического резонанса в бистабильных системах, где уравнение ФП позволяет получить аналитическое выражение для SNR выходного сигнала при слабом периодическом воздействии на фоне шума [70].

Более свежие работы развивают стохастический подход применительно к задачам беспроводной связи. В [64] предложен метод моделирования огибающей сигнала в каналах с замираниями на основе СДУ и марковской проекции, что позволяет описывать динамику каналов Рэлея, Райса и Хойта в рамках единого формализма. В [71] показано, что формализм Ланжевена для анализа фазового шума в генераторах дает замкнутые выражения для спектральной плотности мощности шума, подтвержденные численным моделированием. Работа [72] демонстрирует применение уравнения ФП для анализа обнаружения слабых сигналов на основе стохастического резонанса в системе DSFH (частотная скачкообразная перестройка с двойной последовательностью, англ. Dual Frequency Hopping) при SNR равном минус 20 дБ.

Таким образом, стохастический подход на основе уравнения Ланжевена и Фоккера-Планка выбран в качестве основного математического аппарата для главы 2, поскольку он позволяет описать поведение RC-интегратора при воздействии шума и помех в рамках единой аналитической модели [65], получить выражения в замкнутой форме для SINR и BER без привлечения численного моделирования методом Монте-Карло [38], а также исследовать предельные переходы между когерентным и некогерентным режимами приема путем варьирования параметров интегрирования [66]. Детальное построение модели приведено в разделе 2.1.

1.5. Модели UWB-радиоканалов

Моделирование UWB-радиоканала является необходимым этапом проектирования и оценки характеристик системы связи, поскольку точность модели канала непосредственно определяет достоверность теоретических предсказаний BER, дальности связи и устойчивости к помехам. Специфика UWB-сигналов с полосой несколько гигагерц проявляется в чрезвычайно высоком временном разрешении (порядка 1 нс), что позволяет разделять сотни многолучевых компонентов, не разрешимых в узкополосных системах [4]. Данный раздел посвящен рассмотрению основных моделей UWB-каналов, стандартизованных в IEEE 802.15.4a, а также критическому анализу ограниченности существующих подходов с точки зрения описания динамики замираний.

1.5.1. Модель Салеха-Валенсуэлы

Исторически модель Салеха-Валенсуэлы, впервые предложенная в 1987 году для описания канала в промышленных помещениях на частоте 10 ГГц [73], заложила основу для последующего моделирования UWB-каналов. Ключевая идея этой модели состоит в кластерной организации многолучевых компонентов: приходы лучей группируются во времени в кластеры, причем как моменты прихода кластеров, так и моменты прихода лучей внутри кластеров описываются пуассоновскими процессами [74].

Импульсная характеристика канала записывается в дискретной форме:

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \exp(j\varphi_{k,l}) \delta(t - T_l - \tau_{k,l}), \quad (1.1)$$

где $\alpha_{k,l}$ – коэффициент усиления k -го луча в l -м кластере, T_l – время прихода l -го кластера, $\tau_{k,l}$ – задержка k -го луча относительно начала кластера, $\varphi_{k,l}$ – фаза, равномерно распределенная на $[0, 2\pi]$. Времена прихода кластеров и лучей моделируются экспоненциальными распределениями [73]:

$$\begin{aligned} p(T_l|T_{l-1}) &= \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})] \\ p(\tau_{k,l}|\tau_{k-1,l}) &= \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})] \end{aligned} \quad (1.2)$$

где Λ – интенсивность прихода кластеров, λ – интенсивность прихода лучей. Средняя мощность компонент подчиняется экспоненциальному закону затухания внутри каждого кластера:

$$E \left\{ |\alpha_{k,l}|^2 \right\} = \Omega_1 \exp \left(-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma_1} \right), \quad (1.3)$$

где Ω_1 – интегральная энергия l -го кластера, γ_1 – постоянная времени затухания внутри кластера [74]. Данная модель адекватно описывает физический механизм многолучевого распространения: кластеры соответствуют различным рассеивающим объектам (стенам, мебели), а лучи внутри кластера – отражениям от мелких неровностей на этих объектах.

1.5.2. Модели IEEE 802.15.4a (CM1-CM9)

Стандарт IEEE 802.15.4a разрабатывался для энергоэффективных сенсорных сетей и задач позиционирования. Он включает в себя девять стандартизованных канальных моделей (CM1-CM9), разработанных Channel Modeling Subgroup на основе обширных измерительных кампаний в диапазоне 2-10 ГГц [7]. Модели охватывают основные сценарии использования: жилые помещения (CM1, CM2), офисы (CM3, CM4), открытые пространства (CM5, CM6), промышленные зоны (CM7, CM8) и сельскохозяйственные области (CM9). Для каждого сценария предусмотрены режим прямой видимости (LOS) и режим отсутствия прямой видимости (NLOS) [7].

В основе стандарта IEEE 802.15.4a лежит модифицированная модель Салеха-Валенсуэлы, в которую внесен ряд усовершенствований [7]:

1) Замена простого пуассоновского процесса прихода лучей внутри кластера на смешанное пуассоновское распределение. Интервалы между лучами описываются смесью двух экспоненциальных распределений:

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{k-1,l}) = \beta \lambda_1 \exp[-\lambda_1(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})] + (1 - \beta) \lambda_2 \exp[-\lambda_2(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})], \quad (1.4)$$

где λ_1 , λ_2 – две скорости прихода лучей (быстрая и медленная), β – вес смеси.

Такое описание позволяет учесть наличие как плотных групп многолучевости, так и редких поздних отражений.

2) Распределение Накагами – распределение амплитуд малых замираний вместо релеевского:

$$p'(x) = \left[\frac{2}{\Gamma(m)} \right] \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m x^{2m-1} \exp \left(-\frac{mx^2}{\Omega} \right), \quad (1.5)$$

где $m \geq 1/2$ – параметр формы, $\Omega = E\{x^2\}$ – средняя мощность. Параметр m не фиксирован и моделируется как логнормальная случайная величина, зависящая от задержки: $\mu_m(t) = m_0 - k_m \tau$, $\sigma_m(t) = \hat{m}_0 - \hat{k}_m \tau$ [7], где m_0, k_m – среднее значение и наклон логарифма m -фактора Накагами, $\hat{m}_0, \hat{k}_m$ – дисперсия и ее наклон. При этом первый луч каждого кластера имеет детерминированный m -фактор $\tilde{m}_0$, что отражает наличие более сильной доминирующей компоненты.

3) Зависимость постоянной затухания внутри кластера от времени прихода кластера:

$$\gamma_1 = k\gamma T_1 + \gamma_0, \quad (1.6)$$

что позволяет учесть снижение когерентности кластера по мере увеличения времени задержки [7].

4) Альтернативная форма профиля задержек мощности для некоторых NLOS-сценариев (CM4, CM8), где PDP сначала возрастает, а затем спадает:

$$E \left\{ |\alpha_{k,1}|^2 \right\} = \left(1 - \chi \exp \left(\frac{-\tau_{k,1}}{\gamma_{rise}} \right) \right) \exp \left(\frac{-\tau_{k,1}}{\gamma_1} \right), \quad (1.7)$$

где χ – ослабление первого компонента, γ_{rise} – постоянная времени нарастания, γ_1 – постоянная времени спада. Физически такая модель соответствует ситуации сильной блокировки прямого луча с последующим рассеянием [7].

Типичные значения параметров для модели CM3 (офисное помещение, LOS): $\bar{L} = 5,4$ кластера, $\Lambda = 0,016$ нс⁻¹, $\lambda_1 = 0,19$ нс⁻¹, $\lambda_2 = 2,97$ нс⁻¹, $\beta = 0,0184$, $\Gamma = 14,6$ нс, $\gamma_0 = 6,4$ нс, показатель затухания трассы $n = 1,63$, затенение $\sigma_s = 1,9$ дБ [7]. Для CM4 (офис NLOS): $n = 3,07$, $\sigma_s = 3,9$ дБ, альтернативная форма PDP с $\chi = 0,86$, $\gamma_{rise} = 15,21$ нс, $\gamma_1 = 11,84$ нс.

1.5.3. Характеристики многолучевости

Основными характеристиками многолучевости UWB-канала являются профиль задержек мощности (Power Delay Profile, PDP), среднеквадратичное запаздывание, замирания и доплеровские эффекты [75].

Распределение мощности по задержкам $P(\tau)$ определяет среднюю (по ансамблю реализаций канала) мощность многолучевых компонент как функцию задержки τ и является основной статистической характеристикой канала. Для UWB-каналов IEEE 802.15.4a профиль обычно имеет несколько выраженных кластеров с экспоненциальным затуханием внутри каждого [7]. Среднеквадратичное запаздывание τ_{rms} вычисляется как второй центральный момент PDP:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int P(\tau)\tau^2 d\tau}{\int P(\tau)d\tau} - \left(\frac{\int P(\tau)\tau d\tau}{\int P(\tau)d\tau}\right)^2}, \quad (1.8)$$

и служит мерой дисперсии задержек. Типичные значения τ_{rms} для UWB-каналов: CM1 (жилое помещение, LOS) – 5 нс, CM3 (офисное помещение, LOS) – 10 нс, CM7 (промышленное помещение, LOS) – 25 нс [7]. Большое значение τ_{rms} в промышленных средах обусловлено сильным многолучевым рассеянием от металлических поверхностей.

Замирания описываются распределением Накагами с параметром m , зависящим от задержки. Первый луч каждого кластера имеет большой m -фактор ($\tilde{m}_0 = 3-13$ дБ в зависимости от сценария), что соответствует райсовскому распределению с сильной прямой компонентой, в то время как поздние лучи имеют $m \approx 1$ (рэлеевское замирание). Важной особенностью IEEE 802.15.4a является модель блочных замираний: канал считается постоянным на длительности передачи одного пакета данных, что соответствует предположению о малой скорости движения узлов сенсорных сетей [57].

Доплеровские эффекты в UWB-системах для сенсорных сетей малосущественны ввиду низкой скорости перемещения узлов (пешеходная скорость ≈ 1 м/с дает максимальный доплеровский сдвиг $f_D = v/\lambda \approx 33$ Гц при $f_c = 10$ ГГц). Однако для UWB-радаров и систем автомобильной связи доплеровский

сдвиг может достигать нескольких килогерц, что требует учета временной корреляции канала [76].

1.6. Методы обеспечения помехоустойчивости и скрытности UWB-систем

Обеспечение помехоустойчивости и скрытности (низкой вероятности обнаружения, англ. Low Probability of Detection, LPD) являются критическими характеристиками UWB-систем связи, особенно для военных, охранных и критически важных гражданских приложений. Широкополосная природа UWB-сигналов обеспечивает естественную устойчивость к узкополосным помехам и скрытность за счет низкой спектральной плотности мощности, однако дополнительные методы формирования сигнала и обработки существенно повышают эти характеристики. Настоящий раздел рассматривает основные подходы к обеспечению помехоустойчивости и скрытности UWB-систем.

1.6.1. Временное скачкообразное кодирование (TH-UWB)

Временное скачкообразное кодирование (англ. Time-Hopping UWB, TH-UWB) является одним из основных методов множественного доступа и обеспечения устойчивости к помехам в импульсных UWB-системах. Принцип TH состоит в псевдослучайном сдвиге момента излучения каждого UWB-импульса в пределах выделенного временного кадра [77–79]. Математически сигнал TH-UWB записывается как:

$$s(t) = \sum_j w(t - jT_n - c_j T_c) d_j, \quad (1.12)$$

где $w(t)$ – форма импульса, T_n – длительность кадра, $c_j \in \{0, 1, \dots, N_h - 1\}$ – псевдослучайный код временного скачкообразного кодирования, T_c – интервал дискретизации временной позиции («чип»), d_j – информационный символ [80]. Типичные параметры: $T_n = 100$ нс, $N_h = 32$ позиции, $T_c \approx 2$ нс, что дает 64 нс свободного времени для размещения импульса длительностью около 1 нс [24].

Временное скачкообразное кодирование обеспечивает три ключевых преимущества:

1) Множественный доступ: при использовании ортогональных или квазиортогональных кодов c_j различные пользователи могут одновременно

работать в одной полосе частот с минимальной взаимной интерференцией [81]. Для систем IEEE 802.15.4a определены наборы кодов с малой взаимной корреляцией.

2) Устойчивость к узкополосным помехам: случайное размещение импульсов во времени приводит к тому, что лишь часть импульсов попадает в интервалы активности помехи, что снижает вероятность ошибки по сравнению с регулярным размещением [82].

3) Низкая вероятность обнаружения (LPD): псевдослучайное размещение импульсов делает сигнал TH-UWB похожим на импульсную помеху или фоновый шум для приемника, не знающего код c_j . Энергетический детектор злоумышленника должен накапливать сигнал на интервале $T_f = N_h \cdot T_c$ (весь кадр) для надежного обнаружения, что увеличивает время обнаружения в N_h раз по сравнению с регулярным сигналом, у которого окно наблюдения равно длительности чипа T_c [31,83].

1.6.2. Прямое расширение спектра (DS-UWB)

Прямое расширение спектра (англ. Direct-Sequence UWB, DS-UWB) применяет классическую технику расширения спектра псевдослучайной последовательностью (ПСП) к сверхширокополосным сигналам. В отличие от TH, где один импульс передает символ, в DS-UWB символ кодируется последовательностью из N_c импульсов, модулированных ПСП [84].

Преимущества DS-UWB включают [85]:

1) Выигрыш обработки: корреляционный приемник, знающий ПСП, осуществляет когерентное сложение N_c импульсов, что дает выигрыш по SNR на $10 \lg N_c$ дБ относительно одиночного импульса. Для $N_c = 64$ выигрыш составляет 18 дБ [31,52,86].

2) Подавление помех: помеха, не совпадающая по структуре с ПСП, подавляется на величину выигрыша обработки. Это обеспечивает устойчивость как к узкополосным, так и к широкополосным помехам [78,84,87].

3) Множественный доступ CDMA: применение ортогональных или квазиортогональных ПСП (коды Уолша, Голда, Касами) позволяет организовать кодовое разделение каналов [88–90].

Сравнение DS-UWB и TH-UWB показывает, что DS обеспечивает лучшую помехоустойчивость в присутствии преднамеренных помех благодаря выигрышу обработки, в то время как TH имеет преимущество в сложных многопользовательских средах и при непреднамеренных узкополосных помехах [52,85]. Гибридная схема DS-TH-UWB, использующая оба метода одновременно, демонстрирует наилучшую производительность в каналах с замираниями Накагами при правильном выборе соотношения длин кодов [91,92].

1.6.3. Подходы к обеспечению низкой вероятности обнаружения (LPD)

Низкая вероятность обнаружения и низкая вероятность перехвата (англ. Low Probability of Intercept, LPI), а также устойчивость к постановке помех (англ. Anti-Jamming, AJ) являются критическими требованиями для скрытных систем связи [22]. UWB-технология обладает естественными LPD/LPI/AJ-свойствами благодаря следующим характеристикам [20]:

1) Низкая спектральная плотность мощности: норма ГКРЧ ограничивает эффективную изотропно излучаемую мощность (ЭИИМ) значениями от -45 до -65 дБм/МГц в зависимости от поддиапазона (2,85-10,6 ГГц), что на 4-24 дБ строже нормы FCC (-41,3 дБм/МГц) [93]. Наиболее «свободные» окна – 6-8,1 ГГц (-47 дБм/МГц) и 9,15-10,6 ГГц (-45 дБм/МГц). Это означает, что UWB-сигнал на расстоянии более 1 м практически неотличим от теплового шума для широкополосного энергетического детектора [94,95].

2) Широкополосность: сигнал с полосой 500 МГц-2 ГГц распределен по сотням частотных каналов, что делает эффективную постановку заградительных помех крайне энергозатратной [52]. Для подавления UWB-линии на 20 дБ источнику помех требуется излучать мощность в 100 раз большую, чем полезный сигнал, что при ограничениях FCC практически недостижимо.

3) Временная разреженность: в TH-UWB коэффициент заполнения составляет $\approx 1\%$, что затрудняет синхронизацию противника и обнаружение импульсов на фоне шума [78].

Дополнительные методы повышения скрытности включают:

- Рандомизацию формы импульса: псевдослучайное изменение формы $w(t)$ от импульса к импульсу в пределах набора ортогональных форм [96,97].
- Криптографическое скремблирование ТН-кода: использование криптографически стойкой ПСП для генерации кодов c_j , что исключает возможность предсказания позиции следующего импульса даже при перехвате предыдущих [98].
- Адаптивное управление мощностью: минимизация излучаемой мощности до уровня, достаточного для связи на требуемой дальности, снижает вероятность обнаружения на больших расстояниях [99,100].

Количественные показатели скрытности СШП-систем включают радиус обнаружения R_D (расстояние, на котором противник может обнаружить передачу с вероятностью 0,9), время обнаружения T_D и спектральную энтропию сигнала [101]. Эти показатели будут подробно рассмотрены в разделе 3.6 настоящей работы применительно к различным формам импульсов и методам формирования сигнала.

Выводы по главе 1

На основании проведенного в первой главе аналитического обзора состояния исследований в области сверхширокополосных систем связи можно сформулировать следующие выводы.

1. Сверхширокополосная технология обладает сверхширокой полосой частот (от 500 МГц до 7,5 ГГц в диапазоне 3,1-10,6 ГГц), крайне низкой спектральной плотностью мощности, импульсами длительностью в доли наносекунды и высокое временное разрешение. Эти характеристики коопределяют ее перспективность для задач высокоточного позиционирования, IoT-коммуникаций, радаров малого радиуса действия и скрытной связи. Стандарты IEEE 802.15.4a/4z/4ab создают нормативную базу для массового внедрения СШП-технологии, что подтверждается прогнозируемым ростом рынка СШП-устройств.

2. Анализ помеховой обстановки показывает, что СШП-системы уязвимы как для непреднамеренных помех (узкополосные помехи от систем Wi-Fi, WiMAX, WLAN в перекрывающихся частотных диапазонах; многопользовательская интерференция; межсимвольная интерференция), так и преднамеренных помех

(заградительные шумовые, тональные, ретрансляционные). Несмотря на естественную устойчивость СШП-сигналов к узкополосным помехам, эффективность подавления существенно зависит от формы передаваемого импульса и параметров приемного тракта, что требует количественного анализа.

3. Среди архитектур СШП-приемников выделены три основных класса: когерентные (Rake-приемники), автокорреляционные и некогерентные (энергетические детекторы на основе РС-интегратора). Показано, что для энергоэффективных приложений IoT и сенсорных сетей наиболее перспективны некогерентные приемники на основе РС-интегратора, сочетающие простоту реализации с приемлемой чувствительностью. Однако аналитическое описание характеристик такого приемника с учетом конечной постоянной времени РС-цепи и воздействия различных типов помех отсутствует в известной литературе.

4. Установлено, что различные формы импульсов обладают различными спектральными характеристиками (наличие или отсутствие постоянной составляющей, ширина полосы, положение пиковой частоты), что непосредственно влияет на помехоустойчивость и скрытность, однако систематическое аналитическое сравнение форм импульсов в рамках единой математической модели не проводилось.

5. Модели UWB-радиоканалов IEEE 802.15.4a (CM1-CM9), основанные на модифицированной модели Салеха-Валенсуэлы, обеспечивают детальное описание пространственно-временной структуры многолучевости (кластерная организация, смешанное пуассоновское распределение времен прихода лучей, Накагами-замирания с зависимостью параметра m от задержки). Вместе с тем установлено принципиальное ограничение данных моделей: предположение блочных замираний не описывает непрерывную динамику замираний во времени, что исключает возможность анализа характеристик систем с непрерывной передачей и адаптивных алгоритмов. Применение аппарата СДУ и уравнений Фоккера-Планка к анализу UWB-приемников остается малоизученным направлением, что определяет актуальность настоящего исследования.

6. Методы обеспечения помехоустойчивости и скрытности UWB-систем (временное скачкообразное кодирование TH-UWB, прямое расширение спектра DS-UWB, адаптивный выбор формы импульса, спектральное маскирование) обеспечивают множественный доступ, устойчивость к помехам и низкую вероятность обнаружения (LPD/LPI). Однако количественные показатели скрытности (радиус обнаружения, время обнаружения, спектральная энтропия) не формализованы в виде аналитических выражений, связывающих характеристики обнаружения с параметрами сигнала и условиями распространения.

7. Выявленные пробелы определяют следующие нерешенные научные задачи:

- отсутствие единой математической модели приемника UWB-сигналов на основе RC-интегратора, позволяющей аналитически сравнивать формы импульсов в условиях преднамеренных помех различных типов;

- отсутствие аналитических выражений в замкнутой форме для SINR и BER, учитывающих конечную постоянную времени интегрирования, форму импульса и статистические характеристики помехового воздействия;

- отсутствие стохастической модели динамики замираний UWB-канала на основе уравнений Ланжевена и Фоккера-Планка, преодолевающей ограничения блочных замираний;

- недостаточная формализация показателей скрытности UWB-систем и отсутствие методов их аналитической оценки.

Перечисленные пробелы определяют цель диссертационного исследования – разработку математических моделей и методов анализа помехоустойчивости и скрытности UWB-систем на основе стохастического подхода.

2 Анализ характеристик UWB-сигналов методами стохастического моделирования

В предыдущей главе был проведен анализ существующих моделей и подходов к исследованию сверхширокополосных систем связи. Показано, что выбор формы импульса является критическим параметром, определяющим производительность СШП-системы в целом. Однако в большинстве известных работ рассматриваются либо упрощенные модели (согласованный фильтр в частотной области без учета динамики приемника) [36,102,103], либо исследование ограничивается численным моделированием, но не предлагает аналитических выражений для ключевых характеристик качества приема [38,104,105].

Целью главы является разработка строгой математической модели СШП-приемника на основе стохастического подхода. Модель должна давать аналитические выражения для отношения сигнал/шум-и-помеха и коэффициента битовой ошибки применительно к различным формам импульсов. Для решения этой задачи используется математический аппарат уравнений Ланжевена и Фоккера-Планка, обеспечивающий строгое описание эволюции распределения вероятностей выходного сигнала [106,107].

Выбор данной методологии обусловлен следующими факторами. Во-первых, реальные СШП-приемники представляют собой стохастические системы, в которых полезный сигнал искажается АБГШ [36,108], а в условиях активного противодействия искажается преднамеренными помехами различной структуры [41,85]. Классическая теория оптимальной фильтрации предполагает согласованные фильтры с бесконечной полосой пропускания [56], в то время как реальные приемники имеют конечную полосу, обусловленную параметрами входных RC-цепей трансимпедансных усилителей [109,110]. Уравнение Ланжевена естественным образом описывает динамику такой системы с учетом как сигнальной, так и шумовой компонент [111].

Во-вторых, уравнение Фоккера-Планка, будучи статистическим эквивалентом уравнения Ланжевена, позволяет получить уравнения в замкнутой

форме для моментов распределения выходного сигнала – математического ожидания и дисперсии [65]. Это дает возможность вычислить SINR и BER в явном аналитическом виде, что принципиально важно для решения таких практических задач, как сравнительный анализ различных форм импульсов и оптимизация параметров приемника [36,56].

В-третьих, предложенный подход обладает свойством масштабируемости. Переход к моделированию преднамеренных помех осуществляется путем модификации диффузионного коэффициента в уравнении Фоккера-Планка [65,112]. Таким образом, в рамках единой модели могут быть рассмотрены как штатный режим работы в тепловом шуме [113,114], так и рассматриваться помехоустойчивость системы при воздействии когерентных и некогерентных помех различной интенсивности [41,85].

В главе рассматриваются четыре основные формы СШП-импульсов: гауссовский импульс, моноимпульс (первая производная гауссовского импульса), дублет (вторая производная гауссовского импульса) [4] и параметрический сигнал, представляющий обобщенное описание переходных состояний между гауссовским импульсом и моноимпульсом [27]. Для каждого типа импульса рассчитывается отклик RC-интегратора, определяется оптимальное время отсчета, вычисляются SINR и BER при оптимальном пороговом детектировании.

Особое внимание уделяется сравнительному анализу гауссовского импульса и моноимпульса, поскольку именно эти две формы наиболее широко используются в практических СШП-системах стандарта IEEE 802.15.4a [16,25]. Показано, что моноимпульс обладает существенными преимуществами по сравнению с гауссовским импульсом благодаря ряду физических механизмов, таких как более высокая амплитуда отклика при сохранении энергии [4,77], отсутствие постоянной составляющей спектра и лучшее согласование с частотной характеристикой RC-фильтра приемника [115].

Заключительная часть главы посвящена исследованию влияния преднамеренных помех на характеристики детектирования. Введен параметр когерентности помехи относительно полезного сигнала, и продемонстрировано,

что степень когерентности определяющим образом влияет на помехоустойчивость системы [41,85]. Установлено фундаментальное свойство модели Фоккера-Планка: преднамеренная помеха воздействует исключительно на дисперсию выходного сигнала, не изменяя его среднее значение [65,112]. Это позволяет получить точные выражения для деградации SINR и роста BER в зависимости от интенсивности и типа помехи [116].

2.1. Стохастическая модель СШП-приемника

Рассмотрим некогерентный приемник с энергетическим детектированием, представленный в виде RC-интегратора с аддитивным белым гауссовым шумом (рисунок 2.1) [117]. Данная модель соответствует типовой входной цепи UWB-приемника на базе трансимпедансного усилителя с емкостной обратной связью [36,118–120].

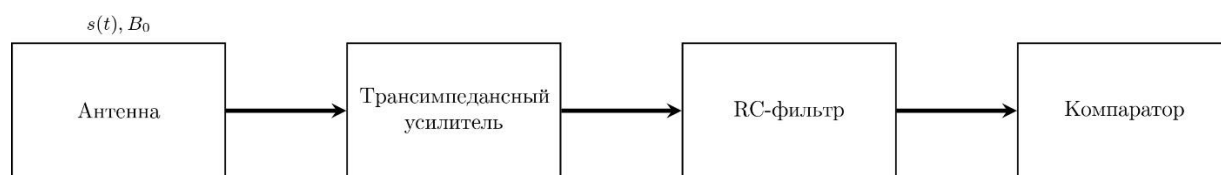


Рисунок 2.1 – Структурная схема приемника

В отличие от супергетеродинных приемников, требующих многокаскадного преобразования частоты, данная архитектура позволяет напрямую усилить и проинтегрировать энергию сверхширокополосного импульса, а затем принять решение на основе его амплитуды в однокаскадной структуре. Такой подход обеспечивает минимальные сложность и энергопотребление, что является критическим требованием для массовых UWB-устройств. Кроме того, использование простых модуляций (PPM и BPSK) в стандартах семейства IEEE 802.15.4 ориентировано именно на приемники прямого усиления, поскольку супергетеродинная архитектура неоправданно усложнила бы обработку импульсов сверхширокого спектра (3,1-10,6 ГГц) и привела бы к потерям энергии в промежуточных каскадах [7,121–123].

Динамика выходного напряжения $x(t)$ на интегрирующем конденсаторе описывается СДУ Ланжевена:

$$dx(t) = [-\gamma x(t) + ks(t)]dt + \sqrt{B_0} dW_t, \quad (2.1)$$

где введены следующие обозначения:

$\gamma = \frac{1}{\tau}$ – коэффициент затухания в контуре RC, обратный постоянной времени

$\tau = RC$;

k – коэффициент передачи усилителя по напряжению;

$s(t)$ – детерминированный входной сигнал (форма UWB-импульса);

B_0 – интенсивность (спектральная плотность мощности) белого гауссова шума;

W_t – стандартный винеровский процесс с приращениями dW_t , удовлетворяющими условиям $E[dW_t] = 0$ и $E[(dW_t)^2] = dt$.

Уравнение (2.1) можно записать в эквивалентной дифференциальной форме:

$$\frac{dx(t)}{dt} = -\gamma x(t) + ks(t) + \sqrt{B_0} \xi(t), \quad (2.2)$$

где $\xi(t) = \frac{dW_t}{dt}$ формально обозначает белый гауссов шум с корреляционной функцией $E[\xi(t)\xi(t')] = \delta(t - t')$.

Физический смысл уравнения (2.2) состоит в следующем. Первое слагаемое $-\gamma x(t)$ описывает экспоненциальное затухание напряжения на конденсаторе с характерным временем τ . Второе слагаемое $ks(t)$ отвечает за накопление энергии входного сигнала. Третье слагаемое представляет стохастическое воздействие теплового шума приемника.

2.1.1. Уравнение Фоккера-Планка для плотности вероятности выходного сигнала

Уравнение Ланжевена (2.1) является стохастическим дифференциальным уравнением, описывающим эволюцию отдельной реализации случайного процесса $x(t)$. Для получения статистических характеристик выходного сигнала удобно перейти к эквивалентному описанию в терминах функции плотности вероятности $p(x, t)$.

Соответствующее уравнение Фоккера-Планка для плотности вероятности $p(x, t)$ выходного напряжения имеет вид:

$$\frac{\partial p(x, t)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x} [(-\gamma x + ks(t))p(x, t)] + \frac{B_0}{2} \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}. \quad (2.3)$$

В уравнении (2.3) первое слагаемое в правой части представляет дрейфовый член, описывающий детерминированную эволюцию системы под действием входного сигнала и затухания в RC-цепи. Второе слагаемое является диффузионным членом, характеризующим размытие распределения вероятности вследствие воздействия шума [65,111].

Уравнение Фоккера-Планка позволяет получить в замкнутой форме уравнения для моментов распределения [65,67]. Интегрируя (2.3) по переменной x с весовыми функциями x и $(x - m)^2$ соответственно, получаем уравнения для математического ожидания $m(t) = \mathbb{E}[x(t)]$ и дисперсии $\sigma_x^2(t) = \mathbb{E}[(x(t) - m(t))^2]$:

$$\frac{dm(t)}{dt} + \gamma m(t) = ks(t), \quad (2.4)$$

$$\frac{d\sigma_x^2(t)}{dt} + 2\gamma\sigma_x^2(t) = B_0. \quad (2.5)$$

Уравнение (2.4) описывает эволюцию математического ожидания выходного сигнала и является линейным неоднородным дифференциальным уравнением первого порядка. Его решение при нулевом начальном условии $m(0) = 0$ имеет вид:

$$m(t) = ke^{-\gamma t} \int_0^t e^{\gamma \tau} s(\tau) d\tau. \quad (2.6)$$

Уравнение (2.5) описывает эволюцию дисперсии шума на выходе приемника. Примечательно, что это уравнение не зависит от формы входного сигнала $s(t)$, что является фундаментальным свойством линейной стохастической системы с аддитивным шумом.

Решение уравнения (2.5) при начальном условии $\sigma_x^2(0) = 0$ (приемник включается в момент $t = 0$):

$$\sigma_x^2(t) = \frac{B_0}{2\gamma} (1 - e^{-2\gamma t}). \quad (2.7)$$

В стационарном состоянии при $t \rightarrow \infty$ дисперсия достигает предельного значения и не зависит от начальных условий:

$$\sigma_{st}^2 = \lim_{t \rightarrow \infty} \sigma_x^2(t) = \frac{B_0}{2\gamma}. \quad (2.8)$$

Выражение (2.8) устанавливает связь между стационарной дисперсией шума, его интенсивностью B_0 и полосой пропускания RC-фильтра, определяемой коэффициентом затухания γ . Чем больше γ (шире полоса), тем меньше стационарная дисперсия при фиксированной интенсивности шума [108,113,114].

Для практических расчетов важным является случай, когда время наблюдения t значительно превышает постоянную времени RC-цепи ($t \gg \tau = 1/\gamma$). В этом режиме дисперсия шума практически достигает стационарного значения:

$$\sigma_n^2(t) \approx \frac{B_0}{2\gamma}, \quad t \gg \frac{1}{\gamma}. \quad (2.9)$$

Полученные уравнения (2.6) и (2.9) составляют основу для дальнейшего анализа характеристик детектирования. Отношение сигнал/шум-и-помеха на выходе приемника в момент времени t определяется как [36,56]:

$$\text{SINR}(t) = \frac{m^2(t)}{\sigma_n^2(t)}. \quad (2.10)$$

BER при антиподальной двоичной модуляции (BPSK) и оптимальном пороговом детектировании выражается через Q -функцию [124]:

$$\text{BER}(t) = Q(\sqrt{\text{SINR}(t)}) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{\text{SINR}(t)}{2}}\right), \quad (2.11)$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du$ – функция хвоста стандартного нормального распределения, $\text{erfc}(x)$ – дополнительная функция ошибок.

Таким образом, задача сравнительного анализа различных форм UWB-импульсов сводится к вычислению математического ожидания $m(t)$ (2.6) для

конкретной формы сигнала $s(t)$ и последующему определению оптимального момента времени T_{opt} , при котором SINR (2.10) достигает максимума.

2.2. Формы UWB-импульсов и их математическое описание

Выбор формы импульса является одним из критических параметров, определяющих производительность UWB-системы. В настоящем разделе рассматриваются четыре основные формы импульсов, применяемые в сверхширокополосных системах: гауссовский импульс, моноимпульс, дублет и параметрический сигнал [117,125].

2.2.1. Гауссовский импульс

Гауссовский импульс является базовой формой сигнала, широко распространенной в практических UWB-приложениях благодаря простоте реализации и универсальности [123–128]. Его форма представлена на рисунке 2.2.

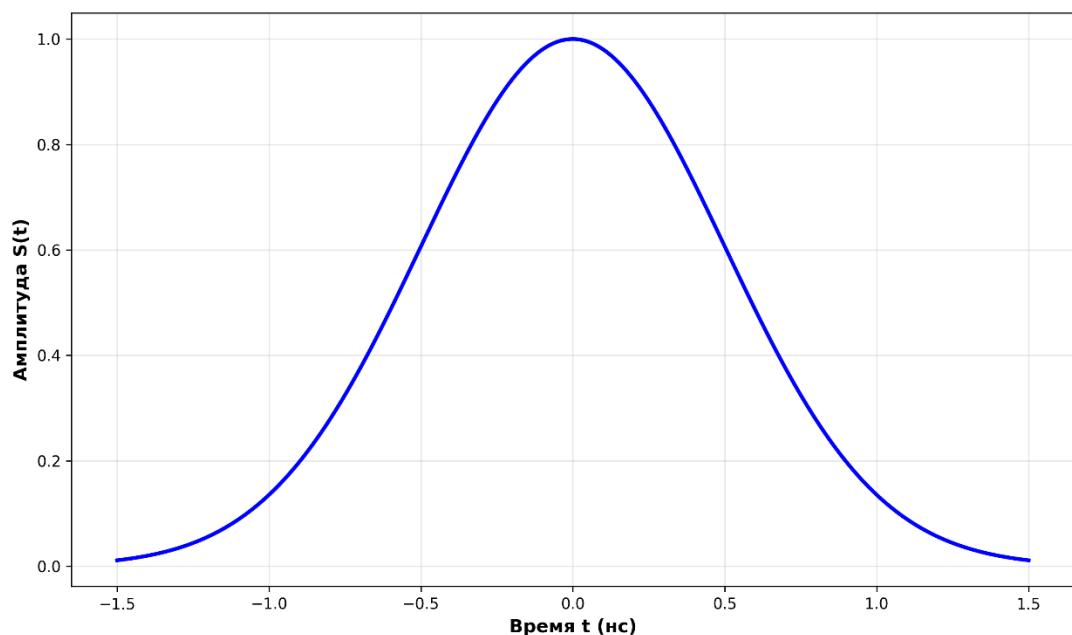


Рисунок 2.2 – Форма гауссовского импульса

Математически гауссовский импульс определяется выражением:

$$s_g(t) = S_0 \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_s^2}\right), \quad (2.12)$$

где S_0 – амплитуда импульса, σ_s – параметр ширины импульса, определяющий его длительность.

Эффективная длительность гауссовского импульса на уровне $1/e$ от максимума составляет $T_p = 2\sigma_s$, а на уровне половинной мощности (по критерию FWHM (ширина на уровне половины максимума, англ. Full Width at Half Maximum)):

$$T_{FWHM} = 2\sigma_s\sqrt{2\ln 2} \approx 2,35 \sigma_s. \quad (2.13)$$

Энергия гауссовского импульса вычисляется интегрированием квадрата амплитуды:

$$E_g = \int_{-\infty}^{+\infty} s_g^2(t) dt = S_0^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{\sigma_s^2}\right) dt = S_0^2 \sigma_s \sqrt{\pi}. \quad (2.14)$$

Спектральная плотность гауссовского импульса определяется преобразованием Фурье:

$$S_g(f) = S_0 \sigma_s \sqrt{2\pi} \exp(-2\pi^2 \sigma_s^2 f^2). \quad (2.15)$$

Спектр гауссовского импульса также имеет гауссову форму с эффективной шириной полосы:

$$B_g = \frac{1}{2\pi\sigma_s}. \quad (2.16)$$

Важной особенностью гауссовского импульса является наличие ненулевой постоянной составляющей спектра $S_g(0) = S_0 \sigma_s \sqrt{2\pi} \neq 0$. Это означает, что спектральная плотность мощности имеет максимум на нулевой частоте, что может создавать проблемы при передаче через системы с ограниченной снизу полосой пропускания.

2.2.2. Моноимпульс (первая производная гауссиана)

Моноимпульс представляет собой первую производную гауссовского импульса по времени [90,126,127]:

$$s_m(t) = \frac{ds_g(t)}{dt} = -S_0 \frac{t}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_s^2}\right). \quad (2.17)$$

Форма моноимпульса представлена на рисунке 2.3.

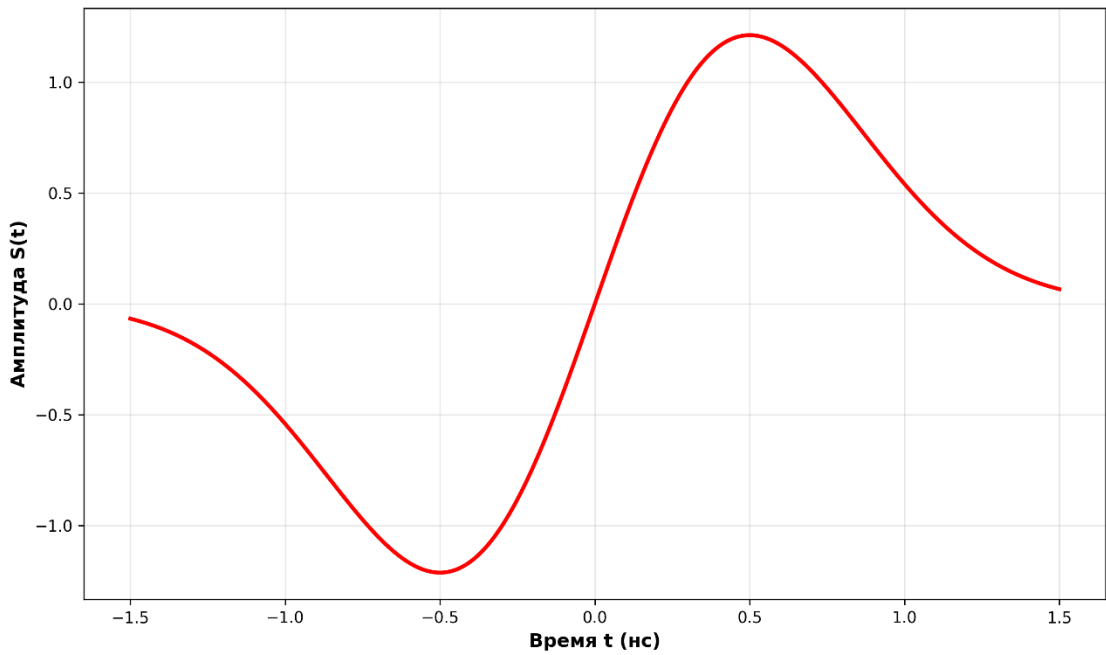


Рисунок 2.3 – Форма моноимпульса

Для удобства сравнения с гауссовским импульсом моноимпульс часто записывают в нормированной форме (нормировка осуществляется домножением на σ_s , что приводит к единообразию размерностей с гауссовским импульсом при одинаковом S_0) [117,125,128]:

$$s_m(t) = S_0 \frac{t}{\sigma_s} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_s^2}\right), \quad (2.18)$$

где знак минус опущен, поскольку он лишь определяет полярность импульса.

Моноимпульс достигает экстремумов при $t = \pm\sigma_s$, причем максимальная амплитуда составляет:

$$|s_m|_{max} = S_0 \cdot e^{(-1/2)} \approx 0,606 S_0. \quad (2.19)$$

Энергия моноимпульса:

$$E_m = \int_{-\infty}^{+\infty} s_m^2(t) dt = \frac{S_0^2}{\sigma_s^2} \int_{-\infty}^{+\infty} t^2 \exp\left(-\frac{t^2}{\sigma_s^2}\right) dt = \frac{S_0^2 \sigma_s \sqrt{\pi}}{2}. \quad (2.20)$$

При равных амплитудах S_0 энергия моноимпульса составляет половину энергии гауссовского импульса: $E_m = E_g/2$.

Спектральная плотность моноимпульса:

$$S_m(f) = j2\pi f \cdot S_g(f) = j2\pi f S_0 \sigma_s \sqrt{2\pi} \exp(-2\pi^2 \sigma_s^2 f^2). \quad (2.21)$$

Принципиальным преимуществом моноимпульса является нулевая постоянная составляющая спектра $S_m(0) = 0$ [16,79,126,127].

Это свойство обеспечивает ряд практических преимуществ:

- отсутствие проблем с передачей через АС-связанные цепи;
- подавление низкочастотных помех и фликкер-шума;
- более эффективное использование разрешенного частотного диапазона 3,1–10,6 ГГц.

Максимум спектральной плотности моноимпульса достигается на частоте:

$$f_{peak} = \frac{1}{2\pi\sigma_s}. \quad (2.22)$$

2.2.3. Дублет (вторая производная гауссиана)

Дублет представляет собой вторую производную гауссовского импульса [129,130]:

$$s_d(t) = \frac{d^2 s_g(t)}{dt^2} = S_0 \left(\frac{t^2}{\sigma_s^4} - \frac{1}{\sigma_s^2} \right) \exp \left(-\frac{t^2}{2\sigma_s^2} \right). \quad (2.23)$$

Далее во всех расчетах используется нормированная форма, которая записывается как:

$$s_d(t) = S_0 \left(1 - \frac{t^2}{\sigma_s^2} \right) \exp \left(-\frac{t^2}{2\sigma_s^2} \right). \quad (2.24)$$

Дублет имеет характерную форму с центральным максимумом при $t = 0$ и двумя симметричными минимумами при $t = \pm\sigma_s\sqrt{3}$ (см.рисунок 2.4) [125,131].

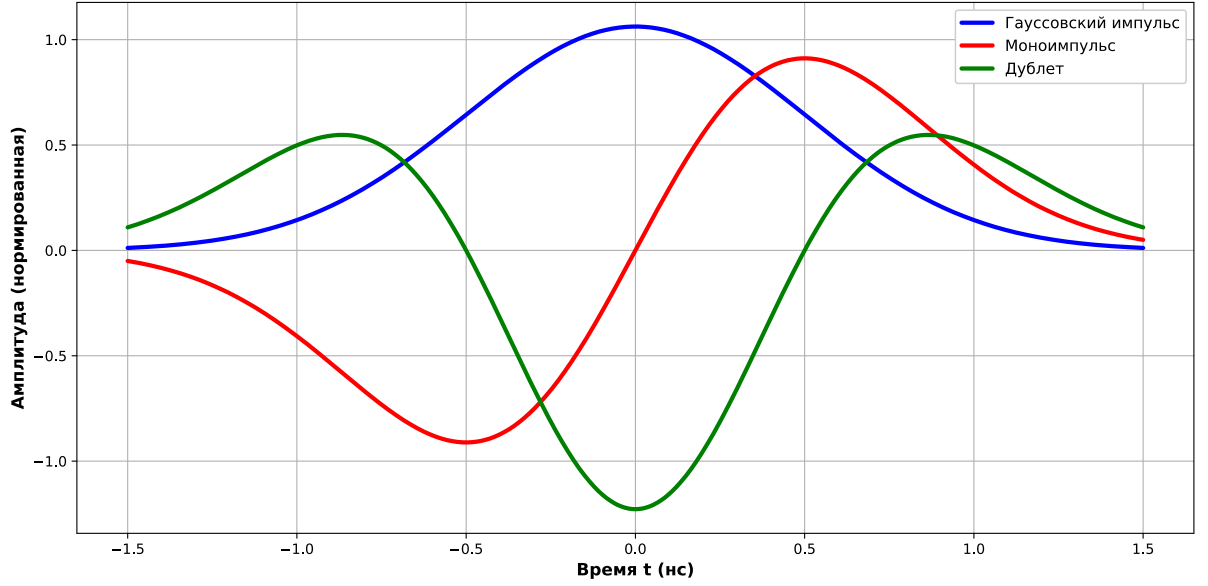


Рисунок 2.4 – Сравнение формы импульсов (гауссовского импульса, моноимпульса, дублета)

Амплитуда центрального максимума равна S_0 , а амплитуды боковых минимумов составляют:

$$|s_d(\pm\sigma_s\sqrt{3})| = 2S_0 e^{-\frac{3}{2}} \approx 0,446 S_0. \quad (2.25)$$

Энергия дублета:

$$E_d = \int_{-\infty}^{+\infty} s_d^2(t) dt = \frac{3S_0^2\sigma_s\sqrt{\pi}}{4}. \quad (2.26)$$

Спектральная плотность дублета:

$$S_d(f) = (j2\pi f)^2 \cdot S_g(f) = -4\pi^2 f^2 S_0 \sigma_s \sqrt{2\pi} \exp(-2\pi^2 \sigma_s^2 f^2). \quad (2.27)$$

Дублет, как и моноимпульс, обладает нулевой постоянной составляющей спектра $S_d(0) = 0$. Более того, производная $S_d(f)$ на нулевой частоте также равна нулю, что обеспечивает еще более быстрый спад спектральной плотности на низких частотах по сравнению с моноимпульсом. Максимум спектра дублета достигается на частоте:

$$f_{peak}^{(d)} = \frac{1}{\pi\sigma_s\sqrt{2}}. \quad (2.28)$$

Дублет обеспечивает более высокую спектральную концентрацию энергии в области рабочих частот по сравнению с моноимпульсом, однако имеет более

сложную временную структуру, что может усложнять синхронизацию в приемнике.

2.2.4. Параметрический сигнал

Для обобщенного описания переходных состояний между различными формами импульсов вводится параметрический сигнал:

$$s_p(t; \alpha) = (1 - \alpha)s_g(t) + \alpha s_m(t), \quad (2.29)$$

где $\alpha \in [0,1]$ – параметр формы, определяющий долю моноимпульсной составляющей.

При $\alpha = 0$ параметрический сигнал совпадает с гауссовским импульсом, при $\alpha = 1$ – с моноимпульсом. Промежуточные значения α соответствуют переходным формам, позволяющим плавно варьировать спектральные и временные характеристики сигнала [131]. Форма параметрического сигнала представлена на рисунке 2.5.

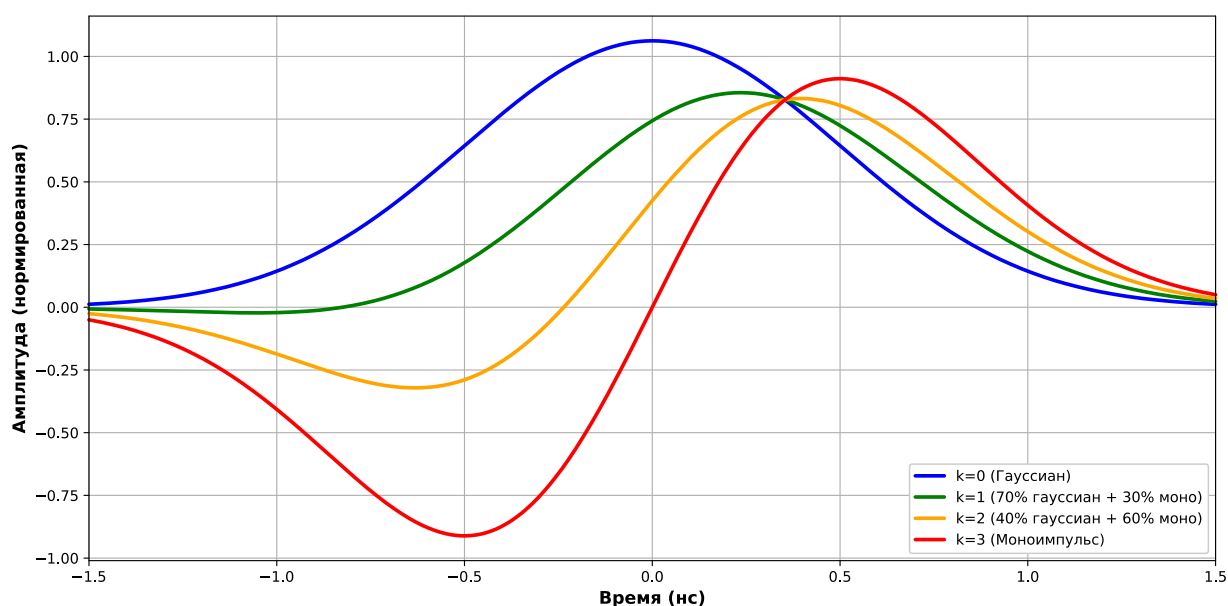


Рисунок 2.5 – Сравнение форм гауссовского сигнала, моноимпульса и параметрического сигнала

Подстановка выражений (2.12) и (2.18) дает явную форму параметрического сигнала:

$$s_p(t; \alpha) = S_0 \left[(1 - \alpha) + \alpha \frac{t}{\sigma_s} \right] \exp \left(-\frac{t^2}{2\sigma_s^2} \right). \quad (2.30)$$

Энергия параметрического сигнала зависит от параметра α :

$$E_p(\alpha) = S_0^2 \sigma_s \sqrt{\pi} \left[(1 - \alpha)^2 + \frac{\alpha^2}{2} \right]. \quad (2.31)$$

Спектральная плотность параметрического сигнала:

$$S_p(f; \alpha) = (1 - \alpha)S_g(f) + \alpha S_m(f). \quad (2.32)$$

Постоянная составляющая спектра параметрического сигнала:

$$S_p(0; \alpha) = (1 - \alpha)S_g(0) = (1 - \alpha)S_0 \sigma_s \sqrt{2\pi}. \quad (2.33)$$

Таким образом, увеличение параметра α приводит к уменьшению постоянной составляющей спектра, что позволяет адаптивно управлять спектральными характеристиками сигнала в зависимости от требований конкретного приложения и ограничений регулятора.

Параметрический сигнал представляет практический интерес для адаптивных UWB-систем, где форма импульса может подстраиваться в реальном времени в зависимости от характеристик канала и уровня помех.

2.3. Анализ отклика RC-фильтра на различные формы импульсов

Пусть входной сигнал на входе приемника равен $s(t)$, а динамика выходного процесса $x(t)$ описывается уравнением Ланжевена. Тогда для математического ожидания $m(t) = \mathbb{E}[x(t)]$ справедливо выражение:

$$m(t) = k e^{-\gamma t} \int_0^t e^{\gamma \tau} s(\tau) d\tau. \quad (2.34)$$

Равенство (2.34) показывает, что RC-интегратор реализует взвешенное накопление входного сигнала с экспоненциальным ядром, задаваемым постоянной времени $\tau = 1/\gamma$. В свою очередь, дисперсия шума на выходе не зависит от формы $s(t)$ и для момента времени t имеет вид:

$$\sigma_n^2(t) = \frac{B_0}{2\gamma} (1 - e^{-2\gamma t}) \approx \frac{B_0}{2\gamma}, \quad t \gg \frac{1}{\gamma}. \quad (2.35)$$

Далее для каждого типа импульса вычисляется функция $m(t)$ и анализируется момент времени T_{opt} , при котором отношение $\text{SINR}(t) = \frac{m^2(t)}{\sigma_n^2(t)}$ достигает максимума.

Подстановка в (2.34) гауссовского импульса (2.12) дает:

$$m_g(t) = kS_0 e^{-\gamma t} I(t), \quad I(t) = \int_0^t e^{\gamma \tau} \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma_s^2}\right) d\tau. \quad (2.36)$$

Интеграл $I(t)$ не имеет элементарного выражения, однако допускает представление через функцию ошибок при завершении квадрата в показателе экспоненты. На практике для оптимизации момента отсчета достаточно использовать условие максимума SINR, которое сводится к поиску максимума $m_g(t)$ (при t больше нескольких постоянных времени дисперсия почти стационарна) [132].

Оптимальный момент отсчета $T_{opt}^{(g)}$ определяется из условия:

$$\frac{d}{dt} \text{SINR}(t)|_{t=T_{opt}} = 0. \quad (2.37)$$

В предположении $t \gg 1/\gamma$ условие (2.37) эквивалентно максимизации $m_g^2(t)$, то есть решению уравнения:

$$\frac{dm_g(t)}{dt} = 0. \quad (2.38)$$

При подстановке моноимпульса (2.18) в (2.34) получаем:

$$m_m(t) = kS_0 e^{-\gamma t} J(t), \quad J(t) = \int_0^t e^{\gamma \tau} \frac{\tau}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma_s^2}\right) d\tau. \quad (2.39)$$

В отличие от случая гауссовского импульса (2.36), интеграл $J(t)$ может быть вычислен в замкнутой форме через функцию ошибок. Это позволяет получить явное выражение для $m_m(t)$ и проводить аналитическую оптимизацию параметров приемника.

Оптимальный момент отсчета $T_{opt}^{(m)}$ определяется из условия максимума SINR(t) аналогично (2.37). Практически это означает выбор момента времени, в который отклик на моноимпульс достигает максимальной по модулю величины при почти стационарной дисперсии шума.

Анализ показывает, что максимум отклика на моноимпульс смещен на $t_{max} \approx \sigma_s + \gamma \sigma_s^2$ относительно начала импульса (рис. 2.6), что на $\sigma_s/2$ больше, чем для гауссиана. Это смещение обусловлено тем, что первый максимум S-кривой

(при $t = \sigma_s$) совпадает с областью, где произведение входного сигнала и импульсной характеристики RC-фильтра $h(t) = \gamma \exp(-\gamma t)$ достигает максимума.

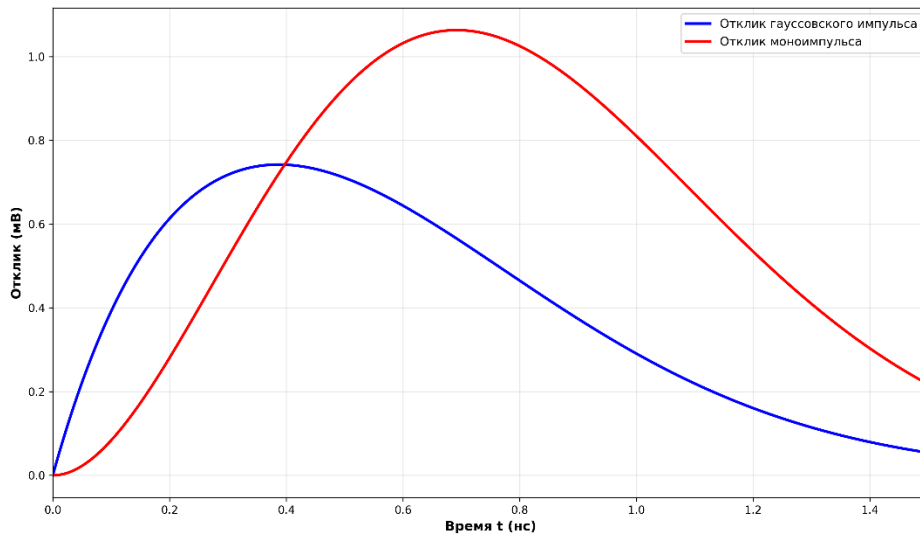


Рисунок 2.6 – Отклик RC-фильтра на гауссовский импульс и моноимпульс

Для дублета (2.24) средний отклик записывается как:

$$m_d(t) = kS_0 e^{-\gamma t} D(t), \quad D(t) = \int_0^t e^{\gamma \tau} \left(\frac{\tau^2}{\sigma_s^4} - \frac{1}{\sigma_s^2} \right) \exp\left(-\frac{\tau^2}{2\sigma_s^2}\right) d\tau. \quad (2.40)$$

Для параметрического сигнала, задаваемого линейной комбинацией гауссовского импульса и моноимпульса (2.29), средний отклик RC-интегратора также является линейной комбинацией соответствующих откликов:

$$m_p(t; \alpha) = (1 - \alpha)m_g(t) + \alpha m_m(t). \quad (2.41)$$

На рисунке 2.7 представлены отклики RC-интегратора на дублет и параметрический сигнал при различных значениях параметра смеси $\alpha \in \{0; 0,25; 0,5; 0,75; 1\}$. Параметрический сигнал при $\alpha = 0$ совпадает с гауссовским импульсом и дает наиболее ранний пик отклика ($t \approx 0,35\tau$), тогда как при $\alpha = 1$ (моноимпульс) пик смещается вправо ($t \approx 0,65\tau$) и достигает большей амплитуды. Промежуточные значения α монотонно интерполируют между этими крайними случаями, что обеспечивает гибкое управление оптимальным моментом выборки T_{opt} . Отклик на дублет носит двуполярный характер: начальный отрицательный

лепесток сменяется положительным, что обусловлено сменой знака множителя $(1 - t^2/\sigma_s^2)$ в выражении (2.24) при переходе через точку $t = \sigma_s$.

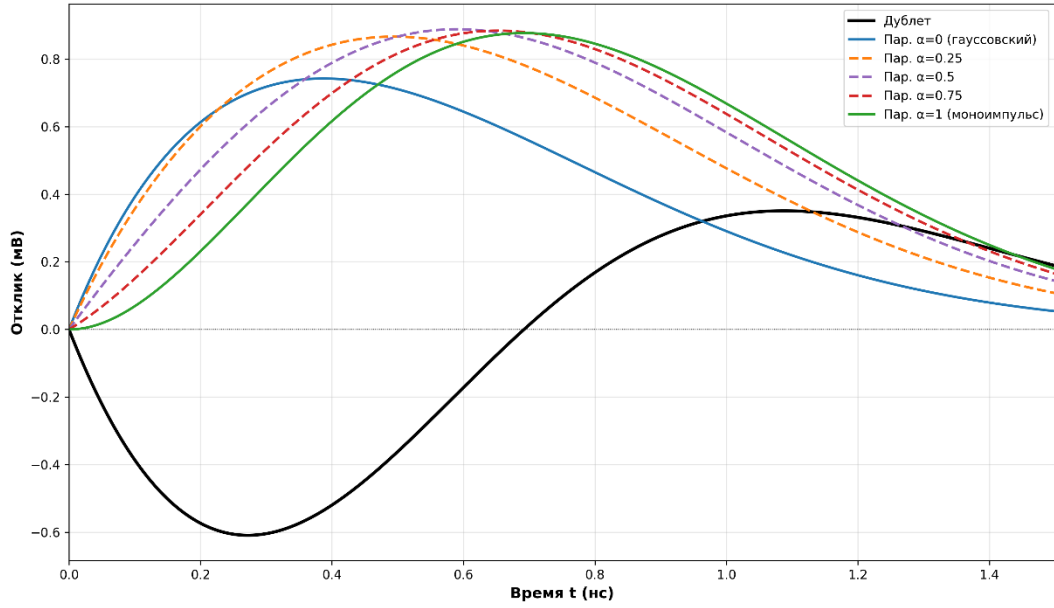


Рисунок 2.7 – Отклик RC-фильтра на дублет и параметрический сигнал

Формулы (2.40)-(2.41) позволяют вычислять SINR и BER для всех рассматриваемых форм импульсов в рамках единой модели. В последующих разделах будет показано, что различия в функциях $m(t)$ для различных форм импульсов приводят к различным значениям оптимального момента отсчета и к различным значениям максимальной SINR.

2.4. Сравнительный анализ SINR и BER

Используя определения (2.10)-(2.11), в децибельном масштабе отношение сигнал-шум определяется стандартным выражением

$$\text{SINR}_{dB}(t) = 10\log_{10}(\text{SINR}(t)). \quad (2.42)$$

Пусть $T_{opt}^{(g)}$ и $T_{opt}^{(m)}$ обозначают оптимальные моменты отсчета для гауссовского импульса и моноимпульса соответственно. Соответствующие значения отношения сигнал-шум имеют вид

$$\text{SINR}_g = \frac{m_g^2(T_{opt}^{(g)})}{\sigma_{st}^2}, \quad (2.43)$$

$$\text{SINR}_m = \frac{m_m^2(T_{opt}^{(m)})}{\sigma_{st}^2}. \quad (2.44)$$

Подробный аналитический и численный анализ показывает, что при одинаковой энергии импульсов моноимпульс обеспечивает более высокое значение максимального среднего отклика $|m_m(T_{opt}^{(m)})|$ по сравнению с $|m_g(T_{opt}^{(g)})|$. Это связано с тем, что форма моноимпульса лучше согласована с частотной характеристикой RC-фильтра и менее подвержена потерям энергии на низких частотах.

Для дублета и параметрического сигнала значения SINR в оптимальных моментах отсчета можно записать в виде:

$$\text{SINR}_d = \frac{m_d^2(T_{opt}^{(d)})}{\sigma_{st}^2}, \quad (2.45)$$

$$\text{SINR}_p(\alpha) = \frac{m_p^2(T_{opt}^{(p)}; \alpha)}{\sigma_{st}^2}, \quad (2.46)$$

где $T_{opt}^{(d)}$ и $T_{opt}^{(p)}$ обозначают оптимальные моменты отсчета для дублета и параметрического сигнала соответственно.

За счет более высокой концентрации энергии в верхней части спектра дублет потенциально способен обеспечивать высокий отклик в системах с частотно-селективными помехами и фильтрацией. Однако его более сложная временная структура приводит к тому, что максимальное значение $|m_d(T_{opt}^{(d)})|$ оказывается ниже, чем для моноимпульса, при равной энергии. В результате по максимальному значению SINR дублет обычно уступает моноимпульсу, но может превосходить гауссовский импульс при определенных сочетаниях σ_s и γ .

Параметрический сигнал позволяет плавно изменять значение SINR между гауссовским импульсом и моноимпульсом при изменении параметра формы α . При $\alpha = 0$ имеем $\text{SINR}_p(0) = \text{SINR}_g$, при $\alpha = 1$ – $\text{SINR}_p(1) = \text{SINR}_m$. Для $0 < \alpha < 1$ значения $\text{SINR}_p(\alpha)$ располагаются между этими пределами, что обеспечивает

возможность адаптивного выбора формы импульса в зависимости от условий канала и помеховой обстановки.

Используя соотношения (2.45) и значения SINR для различных импульсов, получаем

$$\text{BER}_g = Q\left(\sqrt{\text{SINR}_g}\right), \quad (2.47)$$

$$\text{BER}_m = Q\left(\sqrt{\text{SINR}_m}\right), \quad (2.48)$$

$$\text{BER}_d = Q\left(\sqrt{\text{SINR}_d}\right), \quad (2.49)$$

$$\text{BER}_p(\alpha) = Q\left(\sqrt{\text{SINR}_p(\alpha)}\right). \quad (2.50)$$

Поскольку функция $Q(x)$ убывает экспоненциально с ростом аргумента, даже умеренное увеличение SINR на несколько децибел приводит к существенному уменьшению вероятности ошибки (см. рисунок 2.8).

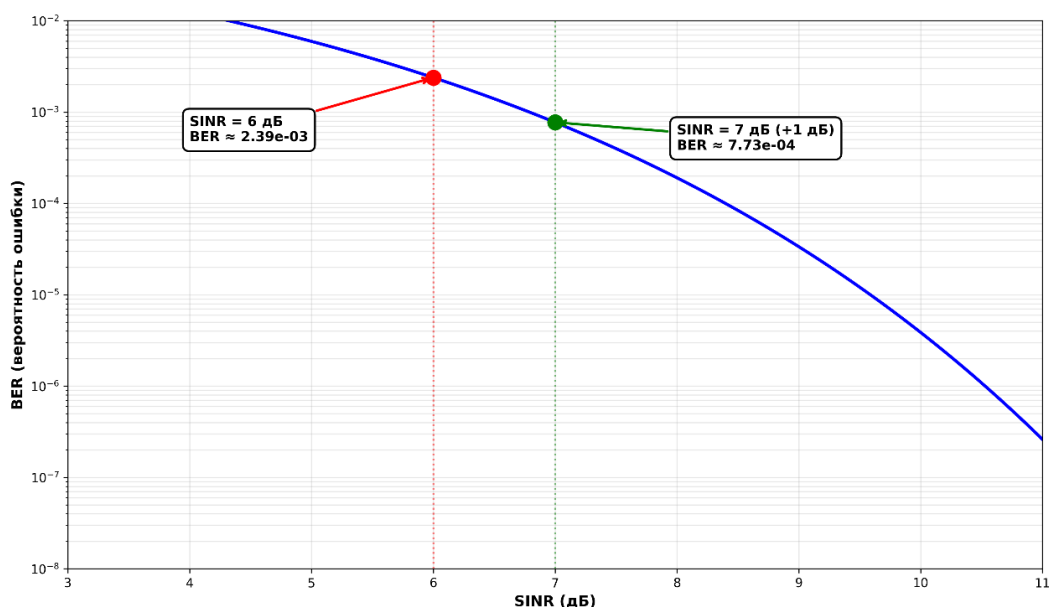


Рисунок 2.8 – Зависимость BER от SINR

Результаты расчетов показывают, что выигрыш моноимпульса составляет порядка 6-8 дБ по SINR в зависимости от параметра ширины импульса σ_s (см. таблицу 2.1 и рисунок 2.9). Это означает, что при прочих равных условиях

моноимпульс обеспечивает снижение требуемой энергии на бит или эквивалентное улучшение вероятности ошибки на один-два порядка [117].

Таблица 2.1 – Оптимальное время отсчета, максимальные отношения сигнал/шум-и-помеха и минимальные вероятности ошибки для гауссовского импульса и моноимпульса

σ_s (нс)	T_{opt} (нс) (гауссиан)	T_{opt} (нс) (моноимпульс)	$SINR_{max}$ (дБ) (гауссиан)	$SINR_{max}$ (дБ) (моноимпульс)	BER_{min} (гауссиан)	BER_{min} (моноимпульс)
0,4	0,6126	0,8268	6,81	14,71	$1,42 \times 10^{-2}$	$2,68 \times 10^{-8}$
0,5	0,7167	0,989	8,07	14,95	$5,68 \times 10^{-3}$	$1,14 \times 10^{-8}$
0,6	0,8128	1,1431	9,03	15,07	$2,35 \times 10^{-3}$	$7,17 \times 10^{-9}$
0,7	0,9009	1,2893	9,79	15,12	$1,01 \times 10^{-3}$	$5,92 \times 10^{-9}$

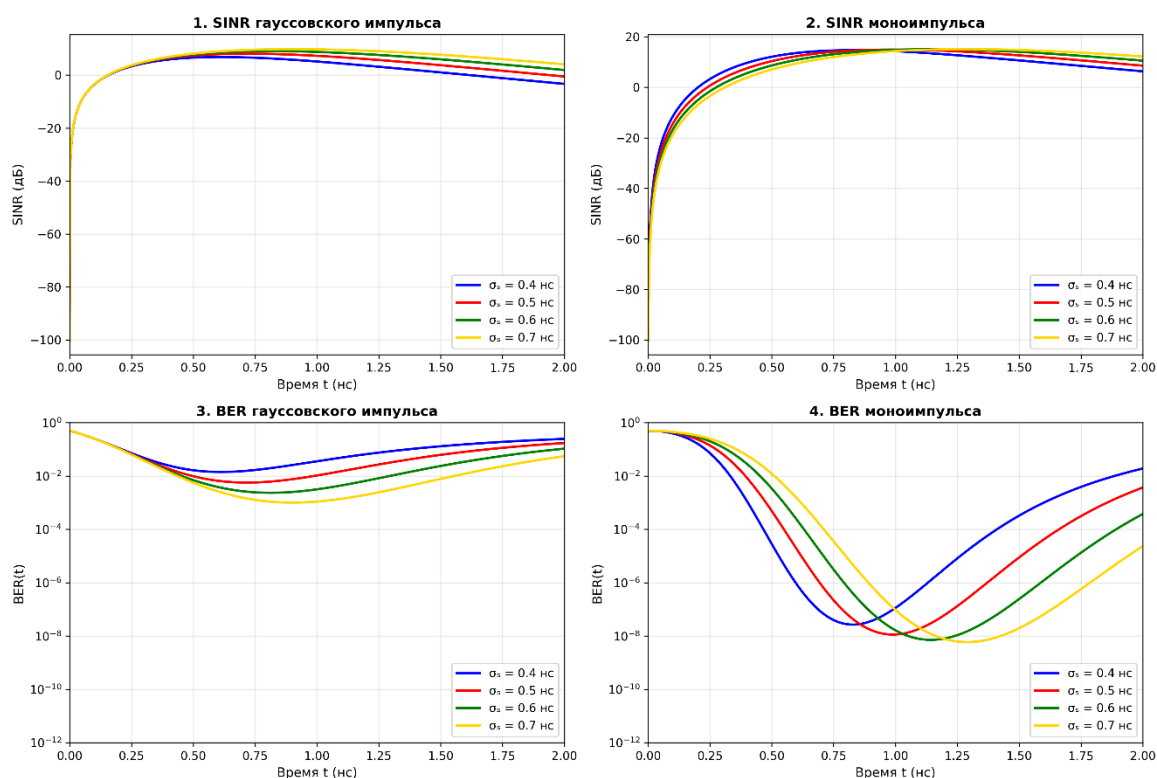


Рисунок 2.9 – Зависимость SINR и BER для гауссовского импульса и моноимпульса для различной длительности сигнала

Моноимпульс имеет нулевой начальный уровень, поэтому его энергия накапливается позже, чем у гауссовского импульса, RC-фильтр требует больше времени для полного использования энергии моноимпульса из-за компенсации экспоненциального затухания $\exp(-2\gamma T)$, и, кроме того, моноимпульс лучше согласуется с высокочастотной характеристикой фильтра, но требует более позднего времени отсчета. В связи с этим оптимальное время приема моноимпульса больше, чем время оптимального приема гауссовского импульса.

Как видно из таблицы 2.1 и рисунка 2.9, с увеличением длительности сигнала SINR возрастает, оптимальное время приема T_{opt} сдвигается, BER снижается, и при длительностях сигнала 0,4-0,7 нс преимущество моноимпульса над гауссианом сохраняется.

Для дублета снижение BER относительно гауссовского импульса может быть менее выраженным, чем для моноимпульса, однако при частотно-селективных помехах и фильтрации верхних частот дублет демонстрирует более устойчивое поведение за счет своей спектральной структуры. Параметрический сигнал позволяет настроить компромисс между сложностью реализации и требуемым уровнем BER, изменяя параметр α .

Сравнительный анализ SINR и BER для рассматриваемых форм UWB-импульсов позволяет сформулировать следующие качественные выводы:

- моноимпульс обеспечивает наилучшие показатели по SINR и BER при заданной энергии импульса за счет лучшего согласования с RC-фильтром и отсутствия постоянной составляющей;
- гауссовский импульс уступает моноимпульсу по SINR на 6-8 дБ, но остается привлекательным с точки зрения простоты генерации и широкой распространенности в существующих передатчиках;
- дублет обладает высокой спектральной концентрацией энергии и может быть предпочтительным в условиях частотно-селективных помех, хотя по максимальному SINR обычно уступает моноимпульсу;
- параметрический сигнал предоставляет дополнительную степень свободы, позволяя адаптивно варьировать форму импульса между гауссовским и

моноимпульсом для достижения компромисса между BER, спектральными ограничениями и сложностью реализации.

2.5. Влияние преднамеренных помех на характеристики UWB-сигналов

В предыдущих разделах рассматривалась работа UWB-приемника в условиях аддитивного белого гауссова шума. На практике сверхширокополосные системы связи могут функционировать в условиях активного противодействия, когда на приемник воздействуют преднамеренные помехи различной структуры. В данном разделе стохастическая модель приемника расширяется с учетом преднамеренных помех, и анализируется влияние помех на отношение сигнал/шум-и-помеха и вероятность битовой ошибки для различных форм импульсов.

2.5.1. Расширенная модель приемника с преднамеренной помехой

Пусть на вход приемника, помимо полезного сигнала $s(t)$ и фонового шума, подается преднамеренная помеха с временной реализацией $j(t)$. Тогда уравнение Ланжевена для выходного процесса $x(t)$ можно записать в виде:

$$dx(t) = [-\gamma x(t) + ks(t) + k_{jam}j(t)]dt + \sqrt{B_0}dW_t, \quad (2.51)$$

где k_{jam} – коэффициент передачи по каналу помехи, B_0 – интенсивность фонового шума, а W_t – винеровский процесс.

Для анализа влияния степени когерентности помехи относительно полезного сигнала удобно представить $j(t)$ в виде:

$$j(t) = \alpha s(t) + j_{\perp}(t), \quad (2.52)$$

где $\alpha \in [-1, 1]$ – коэффициент когерентности, характеризующий проекцию помехи на полезный сигнал, а $j_{\perp}(t)$ – компонент, ортогональный $s(t)$ в энергетическом смысле.

Подстановка (2.52) в (2.51) показывает, что когерентная часть помехи, пропорциональная $s(t)$, изменяет эффективную амплитуду полезного сигнала на входе приемника, тогда как ортогональная часть вносит вклад только в шумовую составляющую.

Рассмотрим математическое ожидание $m(t) = \mathbb{E}[x(t)]$. Усреднение уравнения (2.51) по ансамблю реализаций дает:

$$\frac{dm(t)}{dt} + \gamma m(t) = ks(t) + k_{jam}\alpha s(t) = k_{eff}s(t), \quad (2.53)$$

где введен эффективный коэффициент передачи по сигналу

$$k_{eff} = k + k_{jam}\alpha. \quad (2.54)$$

Таким образом, среднее значение выходного сигнала при наличии когерентной составляющей помехи описывается теми же формулами, что и в отсутствие помехи, но с заменой k на k_{eff} :

$$m(t; \alpha) = k_{eff}e^{-\gamma t} \int_0^t e^{\gamma \tau} s(\tau) d\tau = (1 + \eta\alpha)m_s(t), \quad (2.55)$$

где $m_s(t)$ – средний отклик при отсутствии помехи, а $\eta = k_{jam}/k$ характеризует относительный вклад помехового канала.

Ортогональная составляющая помехи $j_{\perp}(t)$ вносит вклад только в дисперсию выходного сигнала. В рамках диффузионного приближения ее влияние можно учесть путем введения эффективной интенсивности шума

$$B_{eff}(\alpha) = B_0 + B_J(1 - \alpha^2), \quad (2.56)$$

где B_J – интенсивность преднамеренной помехи. При $\alpha = 0$ вся мощность помехи переходит в шумовую составляющую, при $\alpha = 1$ когерентная помеха полностью проецируется на полезный сигнал и не увеличивает диффузионный член.

Тогда дисперсия выходного сигнала при наличии помехи удовлетворяет уравнению:

$$\frac{d\sigma_x^2(t; \alpha)}{dt} + 2\gamma\sigma_x^2(t; \alpha) = B_{eff}(\alpha). \quad (2.57)$$

Его решение при $\sigma_x^2(0; \alpha) = 0$ имеет вид:

$$\sigma_x^2(t; \alpha) = \frac{B_{eff}(\alpha)}{2\gamma} (1 - e^{-2\gamma t}). \quad (2.58)$$

В стационарном режиме при $t \gg 1/\gamma$ дисперсия стремится к значению:

$$\sigma_{st}^2(\alpha) = \frac{B_{eff}(\alpha)}{2\gamma} = \frac{B_0 + B_J(1 - \alpha^2)}{2\gamma}. \quad (2.59)$$

Отношение сигнал/шум-и-помеха на выходе приемника в момент оптимального отсчета T_{opt} можно записать как:

$$\text{SINR}(T_{opt}; \alpha) = \frac{m^2(T_{opt}; \alpha)}{\sigma_{st}^2(\alpha)} = \frac{2\gamma m_s^2(T_{opt})(1 + \eta\alpha)^2}{B_0 + B_J(1 - \alpha^2)}. \quad (2.60)$$

Для трех характерных значений коэффициента когерентности получаем:

– некогерентная помеха ($\alpha = 0$):

$$\text{SINR}_0 = \frac{2\gamma m_s^2(T_{opt})}{B_0 + B_J}; \quad (2.61)$$

– частично когерентная помеха ($\alpha = \alpha_0, 0 < \alpha_0 < 1$):

$$\text{SINR}_{\alpha_0} = \frac{2\gamma m_s^2(T_{opt})(1 + \eta\alpha_0)^2}{B_0 + B_J(1 - \alpha_0^2)}; \quad (2.62)$$

– полностью когерентная помеха ($\alpha = 1$):

$$\text{SINR}_1 = \frac{2\gamma m_s^2(T_{opt})(1 + \eta)^2}{B_0}. \quad (2.63)$$

В шестиугольной постановке (например, при $\eta = 1$) видно, что переход от $\alpha = 0$ к $\alpha \rightarrow 1$ может приводить к росту SINR, так как помеха из чисто шумовой компоненты превращается в дополнительный когерентный вклад в полезный сигнал.

Вероятность битовой ошибки при наличии помехи выражается через SINR аналогично случаю без помех:

$$\text{BER}(T_{opt}; \alpha) = Q\left(\sqrt{\text{SINR}(T_{opt}; \alpha)}\right). \quad (2.64)$$

При некогерентной помехе ($\alpha = 0$) рост интенсивности B_J приводит к линейному росту дисперсии и, соответственно, к экспоненциальному росту BER. При частичной когерентности рост BER менее выражен, поскольку когерентная часть помехи усиливает полезный сигнал. В пределе полной когерентности ($\alpha \rightarrow 1$) преднамеренная помеха формально перестает вносить вклад в диффузионный член и учитывается лишь в дрейфовом коэффициенте.

2.5.2. Сравнительная помехоустойчивость различных форм импульсов

В рамках приведенной модели влияние преднамеренной помехи на различные формы импульсов осуществляется через величину среднего отклика $m_s(T_{opt})$ [133,134]. Поскольку эта величина для моноимпульса превышает

аналогичную для гауссовского импульса и дублета при равной энергии, относительное преимущество моноимпульса по SINR сохраняется и при наличии помехи.

Пусть $m_g(T_{opt}^{(g)})$, $m_m(T_{opt}^{(m)})$ и $m_d(T_{opt}^{(d)})$ обозначают максимальные по модулю значения среднего отклика для гауссовского импульса, моноимпульса и дублета при отсутствии помехи. Тогда при фиксированных B_0 , B_J и α имеет место соотношение:

$$\frac{\text{SINR}_m(\alpha)}{\text{SINR}_g(\alpha)} = \left(\frac{m_m(T_{opt}^{(m)})}{m_g(T_{opt}^{(g)})} \right)^2 \approx 10^{\frac{\Delta_{mg}}{10}}, \quad (2.65)$$

где Δ_{mg} – выигрыш моноимпульса по SINR в децибелах при отсутствии помехи. Аналогично, можно ввести отношения SINR для дублета и параметрического сигнала относительно гауссовского импульса.

Численные оценки показывают, что выигрыш моноимпульса порядка 4-6 дБ по сравнению с гауссовским импульсом сохраняется практически неизменным при переходе от отсутствия преднамеренной помехи к ее наличию для широкого диапазона значений B_J и α (см. табл. 2.2-2.3, рис. 2.10-2.11). Это означает, что выбор формы импульса определяется в первую очередь внутренними свойствами сигнала (амплитудой и спектром), а не характером помехи [128].

Таблица 2.2 – SINR и BER для гауссовского импульса в зависимости от интенсивности помехи

B_J	$\alpha = 0$ (некогерентная)		$\alpha = 0,5$ (частичная)		$\alpha = 1$ (полная)	
	SINR (дБ)	BER	SINR (дБ)	BER	SINR (дБ)	BER
0,0	9,84	$9,56 \times 10^{-4}$	13,36	$1,62 \times 10^{-6}$	15,86	$2,69 \times 10^{-10}$
0,1	6,83	$1,41 \times 10^{-2}$	10,93	$2,16 \times 10^{-4}$		
0,3	3,82	$6,04 \times 10^{-2}$	8,24	$4,91 \times 10^{-3}$		
0,5	2,06	$1,03 \times 10^{-1}$	6,59	$1,63 \times 10^{-2}$		

1,0	-0,58	$1,75 \times 10^{-1}$	4,07	$5,52 \times 10^{-2}$		
-----	-------	-----------------------	------	-----------------------	--	--

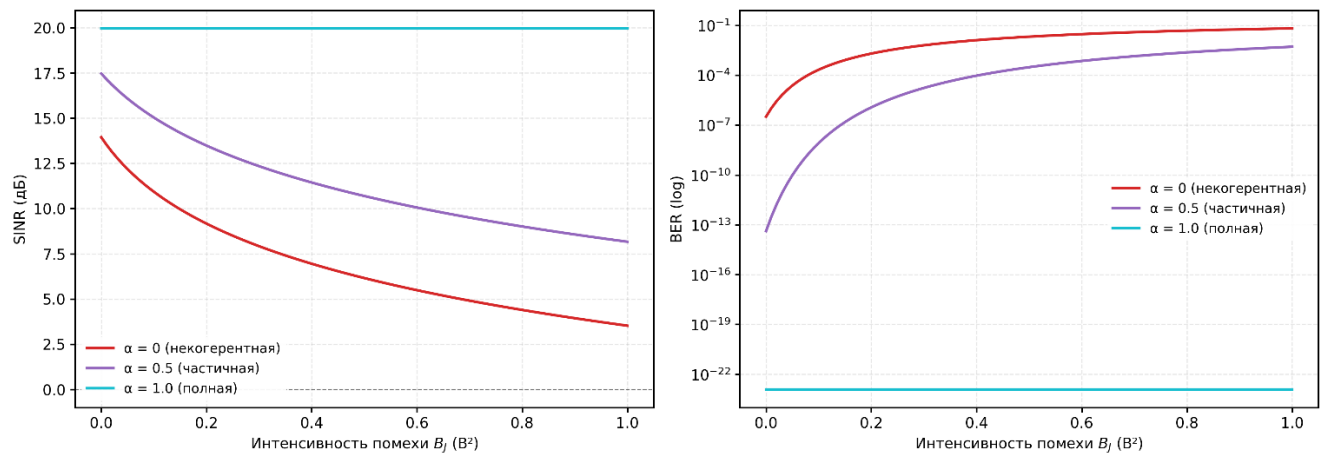


Рисунок 2.10 – Зависимость SINR и BER гауссовского импульса в зависимости от интенсивности помехи для различных видов помех

Таблица 2.3 – SINR и BER для моноимпульса в зависимости от интенсивности помехи

B_J	$\alpha = 0$ (некогерентная)		$\alpha = 0,5$ (частичная)		$\alpha = 1$ (полная)	
	SINR (дБ)	BER	SINR (дБ)	BER	SINR (дБ)	BER
0,0	13,94	$3,22 \times 10^{-7}$	17,46	$4,13 \times 10^{-14}$	19,96	$1,20 \times 10^{-23}$
0,1	10,93	$2,16 \times 10^{-4}$	15,03	$8,31 \times 10^{-9}$		
0,3	7,92	$6,41 \times 10^{-3}$	12,34	$1,73 \times 10^{-5}$		
0,5	6,16	$2,11 \times 10^{-2}$	10,70	$3,07 \times 10^{-4}$		
1,0	3,53	$6,67 \times 10^{-2}$	8,17	$5,22 \times 10^{-3}$		

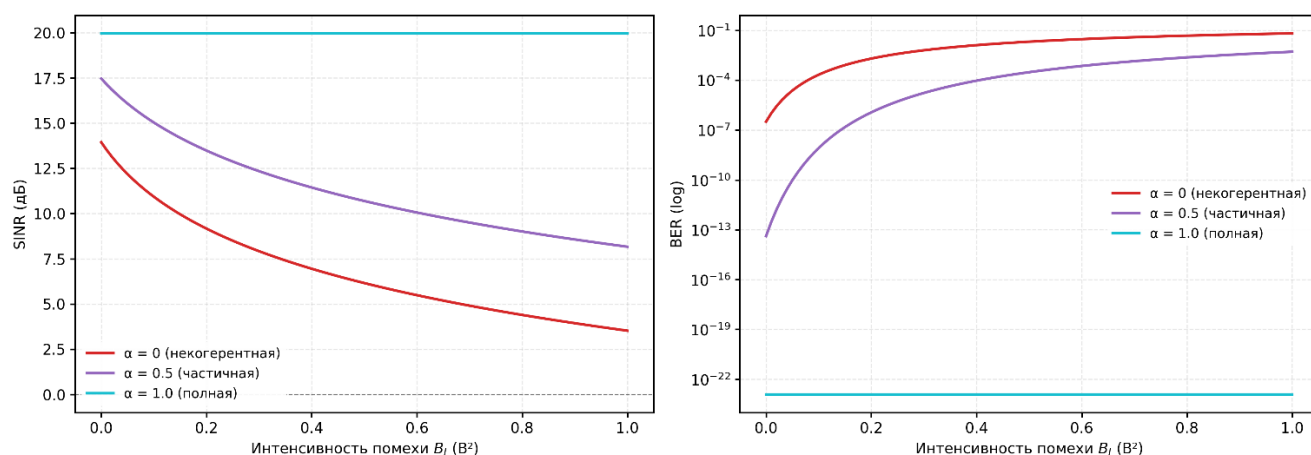


Рисунок 2.11 – Зависимость SINR и BER моноимпульса в зависимости от интенсивности помехи для различных видов помех

Для дублета влияние помехи в большей степени зависит от спектральной структуры помехового сигнала и полосы пропускания приемника. При широкополосной некогерентной помехе дублет может демонстрировать промежуточные характеристики между гауссовским импульсом и моноимпульсом. Параметрический сигнал позволяет адаптивно изменять помехоустойчивость, варьируя параметр формы α .

Выводы по главе 2

В данной главе разработана и исследована стохастическая модель UWB-приемника на основе уравнений Ланжевена и Фоккера-Планка, позволяющая в единой математической постановке анализировать влияние формы импульса и преднамеренных помех на отношение сигнал-шум и вероятность битовой ошибки.

Основные результаты главы можно сформулировать следующим образом.

1. Построена стохастическая модель приемника UWB-сигналов в виде RC-интегратора с аддитивным белым гауссовым шумом. Показано, что динамика выходного сигнала описывается уравнением Ланжевена, а эволюция плотности вероятности выходного напряжения – уравнением Фоккера-Планка. Получены замкнутые уравнения для математического ожидания и дисперсии выходного сигнала.

2. Получены аналитические выражения для среднего отклика RC-интегратора на гауссовский импульс, моноимпульс (первую производную гауссиана), дублет (вторую производную гауссиана) и параметрический сигнал. Показано, что дисперсия шумовой составляющей не зависит от формы входного сигнала и в стационарном режиме определяется только интенсивностью шума и полосой пропускания RC-цепи.

3. Выполнен сравнительный анализ отношения сигнал-шум и вероятности битовой ошибки для различных форм импульсов при оптимальном пороговом детектировании. Установлено, что моноимпульс обеспечивает выигрыш по отношению сигнал-шум порядка 6-8 дБ по сравнению с гауссовским импульсом при равной энергии, что приводит к снижению вероятности ошибки на один–два порядка в типичном диапазоне рабочих значений.

4. Показано, что дублет обладает более высокой спектральной концентрацией энергии в верхней части диапазона частот и может быть эффективен в условиях частотно-селективных помех и фильтрации, однако по максимальному значению SINR он, как правило, уступает моноимпульсу. Параметрический сигнал позволяет плавно варьировать форму импульса между гауссовским и моноимпульсом, обеспечивая дополнительную степень свободы для адаптивной оптимизации характеристик приемника.

5. Стохастическая модель приемника расширена с учетом преднамеренных помех. Введен коэффициент когерентности помехи относительно полезного сигнала и показано, что когерентная составляющая помехи модифицирует эффективный коэффициент передачи полезного сигнала, тогда как некогерентная составляющая увеличивает диффузионный коэффициент и дисперсию шума. Получены выражения для SINR и BER в зависимости от интенсивности и степени когерентности помехи.

6. Установлено, что относительное преимущество моноимпульса по отношению сигнал-шум и вероятности ошибки сохраняется при наличии преднамеренных помех в широком диапазоне значений интенсивности и степени когерентности. Это свидетельствует о том, что выбор формы импульса

определяется преимущественно его внутренними амплитудно-спектральными характеристиками и согласованием с RC-фильтром приемника, а не конкретной тактикой постановки помех.

7. Полученные в главе результаты создают теоретическую основу для последующего анализа в главе 3, где разрабатывается математическая модель UWB-радиоканала с учетом многолучевости, замираний и помеховой обстановки, а также для вычислительных экспериментов главы 4, в которых производится расчет характеристик приема UWB-сигналов различных форм в реальных условиях распространения.

3 Математическая модель UWB радиоканала

Современные беспроводные системы связи, в особенности UWB, все чаще применяются в сценариях, где наряду с традиционными требованиями к пропускной способности, точности позиционирования и энергоэффективности выдвигаются дополнительные требования к скрытности передачи информации и устойчивости к преднамеренным помехам. В таких приложениях, как интернет вещей, промышленные сети, системы позиционирования и радиолокации малой дальности, критически важным становится не только обеспечение заданного качества связи для легитимных абонентов, но и минимизация вероятности обнаружения полезного сигнала сторонним наблюдателем, а также затруднение его эффективного подавления средствами радиоэлектронной борьбы [135,136].

Сверхширокополосные сигналы изначально обладают рядом свойств, благоприятных с точки зрения низкой вероятности обнаружения (англ. Low Probability of Detection, LPD): высокой шириной спектра при сравнительно низкой плотности спектральной мощности, импульсным характером во временной области, возможностью гибкого спектрального маскирования и частотного планирования. Однако даже при использовании UWB-сигналов противник, располагающий чувствительными средствами радиоконтроля, может применять оптимальные или квазиоптимальные алгоритмы обнаружения, основанные на накоплении энергии в предполагаемой полосе частот, адаптации порогов по фоновому шуму и анализе статистики принимаемого процесса. Аналогично, постановщик преднамеренных помех, обладая хотя бы частичной априорной информацией о параметрах системы, может выстраивать широкополосные, узкополосные, импульсные и адаптивные помехи, существенно ухудшающие качество связи [52,137,138].

В этих условиях ключевую роль играет адекватная математическая модель радиоканала, ориентированная не только на описание традиционных характеристик (многолучевость, замирания, задержки, доплеровское уширение), но и на анализ скрытности функционирования системы и ее помехоустойчивости при

противодействию целенаправленным воздействиям. Именно через модель радиоканала становится возможным формализовать взаимосвязь между физическими параметрами среды распространения, статистикой входных и возмущающих воздействий, с одной стороны, и вероятностью обнаружения, запасом по помехоустойчивости и эффективностью средств радиоэлектронного противодействия – с другой [139,140].

Цель данной главы состоит в разработке математической и статистической модели UWB-радиоканала, позволяющей снижать вероятность обнаружения полезного сигнала в эфире и затруднять его подавление с использованием источников преднамеренных помех. При этом под «разработкой модели» понимается не только выбор удобного для дальнейшего анализа представления импульсной характеристики канала, но и формирование целостного стохастического описания, включающего многолучевую структуру, временную изменчивость амплитуд и фаз, частотно-временные особенности, а также модель помеховой обстановки и формальные показатели скрытности.

Для достижения поставленной цели в главе последовательно решаются следующие задачи. Во-первых, формулируется обобщенная импульсная и частотно-временная модель UWB-радиоканала, опирающаяся на статистическое описание, заложенное в стандарте IEEE 802.15.4a внутри помещений для и близкорасположенных сценариев. Такое представление позволяет учесть кластерно-лучевую структуру многолучевого распространения, распределения амплитуд и задержек, а также ввести эффективное число значимых путей, влияющих на результирующее отношение сигнал/шум-и-помеха.

Во-вторых, на основе уравнений эволюции амплитуд многолучевых компонент и аппарата уравнения Фоккера-Планка формируется стохастическая модель временной изменчивости канала. Это дает возможность описывать динамику замираний и статистику огибающей канального коэффициента передачи в явном виде, что критично для расчета вероятности обнаружения по энергии, глубины провалов сигнала и длительности интервалов глубокого замирания. Введенное таким образом стационарное распределение амплитуд и его параметры

напрямую связываются с характеристиками среды распространения и скоростью изменения канала.

В-третьих, формируется частотно-временное представление канала с учетом доплеровских эффектов, позволяющее оценивать доплеровское уширение, время когерентности и область применимости модели канала с малым рассеянием (англ. underspread) для UWB-систем. Это важно как для обоснования возможностей спектрального маскирования и частотной маневренности, так и для оценки эффективности узкополосных и частотно-адаптивных помех, нацеленных на конкретные поддиапазоны спектра сигнала.

В-четвертых, рассматривается модель помеховой обстановки, включающая различные типы преднамеренных помех: широкополосные, узкополосные, импульсные и комбинированные схемы. Для каждой из них вводится формализованное представление мощности, спектральной плотности и временной структуры, что позволяет в дальнейшем оценивать степень деградации качества связи и разрабатывать метрики, характеризующие уровень скрытности и помехоустойчивости.

Наконец, на основе разработанных моделей канала и помех вводятся количественные показатели скрытности и устойчивости к помехам: вероятность обнаружения полезного сигнала по энергии, индекс скрытности, запас до порога обнаружения (англ. margin to detection), а также связанные с ними критерии, позволяющие сравнивать различные режимы работы системы с точки зрения LPD-свойств. При этом в рамках данной главы рассмотрение ведется в сигнал-независимой постановке: передаваемый сигнал описывается в общем виде, а специфические особенности конкретной формы импульса и алгоритмов приема будут подробно разобраны в последующей главе.

3.1. Постановка задачи и допущения модели радиоканала

Современные UWB системы беспроводной связи и позиционирования работают в условиях сложной радиосреды внутри помещений, характеризующейся выраженной многолучевостью, замираниями сигнала и наличием как естественных, так и преднамеренных помех [52,141]. Для дальнейшего анализа

скрытности передачи и устойчивости к целенаправленным воздействиям необходимо зафиксировать исходную постановку задачи моделирования радиоканала и явно сформулировать используемые допущения.

В рамках настоящей работы рассматривается UWB-радиоканал ближнего радиуса действия, соответствующий рекомендациям стандарта IEEE 802.15.4a для сценариев внутри помещений [142,143]. Предполагается использование импульсных UWB-сигналов с эффективной длительностью порядка 0,5-2 нс и эквивалентной полосой частот до 500 МГц в области рабочих несущих частот около 3,5, 6,5 и 8,0 ГГц [62,144]. Такая постановка отражает типовые условия функционирования систем позиционирования и обмена данными в помещениях, где длина радиотрассы не превышает десятков метров, а структура канала определяется большим числом отражений от стен, потолка, мебели и других объектов.

Модель радиоканала строится в многолучевом представлении. Импульсная характеристика канала описывается в виде суммы взвешенных и задержанных дельта-функций [7,135]:

$$h(t) = \sum_{k=0}^K a_k e^{j\varphi_k} \delta(t - \tau_k), \quad (3.1)$$

где K – число существенных многолучевых компонент; a_k и φ_k – соответственно амплитуда и фаза k -й компоненты; τ_k – время задержки распространения по соответствующему пути. Частотная характеристика канала, связанная с импульсной характеристикой преобразованием Фурье, имеет вид:

$$H(f) = \sum_{k=0}^K a_k e^{j\varphi_k} e^{-j2\pi f\tau_k}. \quad (3.2)$$

Считается, что число значимых многолучевых компонент K конечно и для рассматриваемых внутрипомещенных сценариев принимает значения порядка 4-8. Такое ограничение согласуется с экспериментальными моделями типа Салеха-Валенсуэлы и параметрическими рекомендациями стандарта IEEE 802.15.4a,

согласно которым суммарная энергия сигнала сосредоточена в конечном числе доминирующих путей [73,145].

При описании статистики канала различаются два типичных сценария: режим с прямой видимостью (англ. Line-of-Sight, LOS) и режим без прямой видимости (англ. Non-Line-of-Sight, NLOS) [146]. В NLOS-режиме амплитуды a_k рассматриваются как случайные величины с распределением типа Рэлея, что соответствует отсутствию выраженной доминирующей компоненты и сложной интерференции большого числа рассеянных путей. В LOS-режиме модель дополняется выделением доминирующего луча; в этом случае распределение амплитуд описывается распределением Райса с параметром, характеризующим отношение мощности прямого и рассеянных компонентов. Параметры выбранных распределений в дальнейшем подбираются в соответствии с моделью IEEE 802.15.4a для выбранного сценария распространения [7,145].

Во временной области предполагается, что радиоканал является квазистационарным в широком смысле на интервале наблюдения, используемом для детектирования и оценки параметров сигнала [147,148]. Это означает, что его статистические характеристики (распределения амплитуд, задержек и фаз многолучевых компонент) могут считаться неизменными на выбранном интервале времени. Кроме того, канал относится к классу медленно изменяющихся каналов: максимальное доплеровское уширение B_D мало по сравнению с шириной спектра передаваемого UWB-сигнала, а время когерентности $T_c \approx \frac{1}{5B_D}$ существенно превышает длительность отдельного импульса. Такое допущение оправдано для неподвижных или малоподвижных абонентов и характерных для UWB систем дистанций [149].

На приемной стороне в общем виде предполагается присутствие трех слагаемых: полезного сигнала, аддитивного фоновых шума и, при наличии активного противодействия, преднамеренных помех. В энергетических терминах выходной процесс описывается суммарной мощностью:

$$P_{tot} = P_{sig} + P_{bg} + P_{jam}, \quad (3.3)$$

где P_{sig} – мощность полезного сигнала на выходе канала, P_{bg} – мощность фоновых шума и некоррелированных помех окружающей среды, P_{jam} – мощность преднамеренных помех. В дальнейшем будут рассматриваться различные типы помех: широкополосные, узкополосные и импульсные, однако в рамках настоящей подглавы эти воздействия фигурируют на уровне агрегированных статистических характеристик.

3.2. Импульсная и частотно-временная модель UWB-канала

Ранее была сформулирована общая постановка задачи моделирования UWB-радиоканала и заданы основные допущения относительно его статистических свойств. В настоящем разделе это описание конкретизируется путем введения строгой импульсной и частотно-временной моделей канала, которые в дальнейшем будут использоваться при анализе скрытности передачи и устойчивости к преднамеренным помехам.

3.2.1. Импульсная модель многолучевого канала

В самом общем виде линейный стационарный по отношению к сигналу радиоканал описывается импульсной характеристикой $h(t, \tau)$, зависящей от текущего времени наблюдения t и задержки распространения τ . Связь между входным сигналом $s(t)$ и выходным процессом $r(t)$ в этом случае имеет вид:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + w(t), \quad (3.4)$$

где $w(t)$ обозначает аддитивный шум и совокупность помех.

С учетом выраженной многолучевости UWB-канала внутри помещений импульсная характеристика представляется в виде суммы конечного числа взвешенных и задержанных дельта-функций:

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^K a_k(t) e^{j\varphi_k(t)} \delta(\tau - \tau_k), \quad (3.5)$$

где K – число существенных многолучевых компонент, $a_k(t)$ и $\varphi_k(t)$ – амплитуда и фаза k -й компоненты, а τ_k – соответствующая ей задержка распространения. В рамках допущения квазистационарности на интервале анализа задержки τ_k

считаются постоянными, тогда как амплитуды и фазы могут медленно изменяться во времени вследствие замираний и возможного движения объектов в зоне распространения.

Подстановка многолучевого представления в общее уравнение свертки дает выражение для выходного сигнала в виде:

$$r(t) = \sum_{k=0}^K a_k(t) e^{j\varphi_k(t)} s(t - \tau_k) + w(t), \quad (3.6)$$

которое будет использоваться далее при переходе к частотно-временному описанию и при анализе энергетических характеристик на входе приемника.

3.2.2. Частотно-временное представление и передаточная функция

Частотно-временная модель канала вводится как преобразование Фурье по переменной задержки τ . Для фиксированного момента времени t комплексная частотная характеристика канала определяется соотношением:

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (3.7)$$

С учетом многолучевого представления импульсной характеристики получаем явную форму частотной характеристики:

$$H(f, t) = \sum_{k=0}^K a_k(t) e^{j\varphi_k(t)} e^{-j2\pi f\tau_k}. \quad (3.8)$$

Таким образом, в частотной области UWB-канал реализует суперпозицию набора комплексных экспонент, каждая из которых соответствует отдельному многолучевому пути с собственной задержкой и случайной комплексной амплитудой. В предположении медленной изменчивости $a_k(t)$ и $\varphi_k(t)$ по сравнению с длительностью отдельного импульса и символа, частотная характеристика $H(f, t)$ может рассматриваться как квазистационарная на интервале, используемом алгоритмами обнаружения и оценки.

В ряде задач дальнейшей оптимизации принимается удобным выделить «номинальную» передаточную функцию $H_0(f)$, усредненную по ансамблю реализованных состояний канала, и отклонения от нее, обусловленные конкретной

реализацией набора амплитуд и фаз. В этом случае можно ввести адаптивную частотную характеристику $H_{adapt}(f, t)$, параметризованную случайным вектором $\mathbf{A}(t) = \{a_k(t), \varphi_k(t)\}$, которая используется при построении оптимальных и квазиоптимальных приемных фильтров. Детальная разработка таких адаптивных моделей будет проведена в последующих разделах главы; здесь важен сам факт существования частотно-временного описания, согласованного с многолучевой импульсной моделью.

3.2.3. Профиль задержек мощности и временные характеристики канала

Важным инструментом описания временной структуры многолучевого канала является профиль задержек мощности (англ. Power Delay Profile, PDP), определяемый как математическое ожидание квадрата модуля импульсной характеристики [35,36,147]:

$$P(\tau) = \mathbb{E}\{|h(t, \tau)|^2\}. \quad (3.9)$$

Подставляя многолучевое представление и предполагая статистическую независимость амплитуд различных путей, получаем:

$$P(\tau) = \sum_{k=0}^K \mathbb{E}\{|a_k|^2\} \delta(\tau - \tau_k), \quad (3.10)$$

где $\mathbb{E}\{|a_k|^2\}$ характеризует среднюю мощность k -й многолучевой компоненты. В реальных моделях, основанных на IEEE 802.15.4a, набор $\{\tau_k\}$ и соответствующие им средние мощности подбираются таким образом, чтобы аппроксимировать экспериментально измеренный профиль задержек мощности для заданного сценария распространения.

По PDP вводятся сводные временные характеристики канала. Средняя задержка распространения определяется как:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{+\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} P(\tau) d\tau}, \quad (3.11)$$

а среднеквадратическая (RMS) задержка, характеризующая степень растяжения импульса во времени, задается выражением:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} P(\tau) d\tau}}. \quad (3.12)$$

Для внутренних UWB-каналов по данным IEEE 802.15.4a значения RMS-задержки, как правило, существенно меньше длительности символа, однако соизмеримы или превосходят длительность одиночного импульса, что приводит к выраженной межсимвольной интерференции при высоких скоростях передачи и определяет требования к приемнику.

Наряду с PDP, для анализа временной изменчивости канала используется автокорреляционная функция импульсной характеристики по времени:

$$R_h(t_1, t_2) = \mathbb{E}\{h(t_1, \tau) h^*(t_2, \tau)\}, \quad (3.13)$$

которая в предположении квазистационарности в широком смысле зависит лишь от разности аргументов, то есть:

$$R_h(t_1, t_2) = R_h(\Delta t), \quad \Delta t = t_1 - t_2. \quad (3.14)$$

Форма функции $R_h(\Delta t)$ связана с доплеровским спектром канала и временем когерентности, однако подробный анализ этих зависимостей будет вынесен в отдельную подглаву, посвященную временной вариативности канала.

3.3. Статистическое описание многолучевого канала

Импульсная и частотно-временная модели UWB-канала, рассмотренные в предыдущей подглаве, задают детерминированную структуру многолучевого распространения для фиксированного набора амплитуд, фаз и задержек. Однако в реальных условиях параметры $a_k(t)$, $\varphi_k(t)$ и, в меньшей степени, τ_k являются случайными процессами, обусловленными перемещением объектов, изменением среды и другими факторами [145,150]. Для дальнейшего анализа скрытности функционирования системы и устойчивости к преднамеренным помехам необходимо ввести согласованное статистическое описание многолучевого канала.

3.3.1. Распределение амплитуд многолучевых компонент

Как отмечалось ранее, в диссертации рассматриваются два характерных сценария распространения: с прямой видимостью (LOS) и без прямой видимости (NLOS). В NLOS-режиме отсутствует ярко выраженная доминирующая

компонента, и результирующая амплитуда приема формируется интерференцией большого числа рассеянных путей с независимыми фазами. В этом случае огибающая комплексной амплитуды многолучевого сигнала приближенно подчиняется распределению Рэлея с плотностью вероятности:

$$p_{Ray}(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), \quad a \geq 0, \quad (3.15)$$

где σ^2 характеризует дисперсию реальной и мнимой частей комплексной амплитуды.

В LOS-сценарии в приемном сигнале присутствует доминирующая компонента, соответствующая прямому или квазипрямому лучу, на фоне совокупности рассеянных путей. В этом случае огибающая комплексной амплитуды описывается распределением Райса:

$$p_{Rice}(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{as}{\sigma^2}\right), \quad a \geq 0, \quad (3.16)$$

где s – амплитуда детерминированной (доминирующей) составляющей, σ^2 – дисперсия рассеянной компоненты, а $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Отношение $K = \frac{s^2}{2\sigma^2}$ интерпретируется как K -фактор канала и характеризует относительный вклад доминирующего луча.

Для описания энергетических характеристик отдельных путей часто используется также экспоненциальное распределение мощности a^2 вида:

$$p_{Exp}(x) = \frac{1}{\Omega} \exp\left(-\frac{x}{\Omega}\right), \quad x = a^2 \geq 0, \quad (3.17)$$

где $\Omega = \mathbb{E}\{a^2\}$ – средняя мощность многолучевой компоненты. Такое представление удобно при параметризации профиля задержек мощности.

3.3.2. Модель временной эволюции амплитуд и уравнение Фоккера-Планка

Однако стационарного распределения амплитуд для описания канала недостаточно: при анализе вероятности обнаружения и скрытности передачи существенную роль играет динамика замираний, то есть характер изменения $a_k(t)$ во времени. В диссертации для этой цели используется подход, основанный на

применении одномерного уравнения Фоккера-Планка к амплитудам многолучевых компонент.

Пусть эволюция амплитуды одной из компонент описывается стохастическим дифференциальным уравнением вида:

$$\frac{da(t)}{dt} = A(a(t)) + \sqrt{2D} \xi(t), \quad (3.18)$$

где $A(a)$ – детерминистическая составляющая (дрейф), $D > 0$ – коэффициент диффузии, а $\xi(t)$ – нормированный белый шум с нулевым средним и единичной спектральной плотностью. Соответствующее уравнение Фоккера-Планка для плотности вероятности $p(a, t)$ имеет вид:

$$\frac{\partial p(a, t)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial a} [A(a) p(a, t)] + D \frac{\partial^2 p(a, t)}{\partial a^2}. \quad (3.19)$$

Стационарное решение $p_{sta}(a)$ этого уравнения удовлетворяет соотношению:

$$0 = -\frac{d}{da} [A(a) p_{sta}(a)] + D \frac{d^2 p_{sta}(a)}{da^2}. \quad (3.20)$$

При нулевом стационарном потоке вероятности общее решение может быть записано в виде:

$$p_{sta}(a) = C \exp\left(\int \frac{2A(a)}{D} da\right), \quad (3.21)$$

где C – нормировочная константа. Выбирая конкретный вид функции дрейфа $A(a)$, можно получить стационарные распределения, близкие к Рэлею или Райсу и согласующиеся с экспериментальными данными для UWБ-канала.

В рамках диссертации параметры $A(a)$ и D подбираются таким образом, чтобы стационарная плотность $p_{sta}(a)$ аппроксимировала измеренные гистограммы амплитуд, а временные корреляционные свойства процесса $a(t)$ соответствовали наблюдаемой динамике замираний. Это позволяет использовать единую физически обоснованную модель как для описания мгновенных распределений амплитуд, так и для анализа временной изменчивости канала, что критично при оценке вероятности обнаружения по энергии и длительности интервалов глубоких замираний.

3.3.3. Эффективное число многолучевых компонент

Для компактной характеристики степени распределения энергии по многолучевым путям вводится показатель эффективного числа компонент K_{eff} . Интуитивно K_{eff} показывает, каково число равноэнергетических путей, дающих тот же суммарный эффект, что и реальное распределение мощностей по K компонентам.

Одним из распространенных определений эффективного числа путей является:

$$K_{eff} = \frac{(\sum_{k=0}^K \mathbb{E} \{|a_k|^2\})^2}{\sum_{k=0}^K \mathbb{E} \{|a_k|^4\}}, \quad (3.22)$$

что по структуре аналогично определению эффективного размера выборки в теории оценки. В предельном случае K одинаково мощных и статистически независимых путей величина K_{eff} совпадает с их числом, тогда как при сильном доминировании одного пути значение K_{eff} стремится к единице.

3.3.4. Выбор параметрических распределений по дивергенции Кульбака-Лейблера

Для количественной оценки того, насколько хорошо выбранные параметрические законы (Рэля, Райса, экспоненциальный и др.) описывают реальное распределение амплитуд, в работе используется дивергенция Кульбака-Лейблера (англ. Kullback-Leibler divergence, KLD). Пусть $p_{emp}(a)$ – эмпирическая плотность, восстановленная по результатам моделирования или измерений, а $p_{tar}(a)$ – кандидатное параметрическое распределение. Тогда KLD определяется как:

$$D_{KL}(p_{emp} \parallel p_{tar}) = \int_0^\infty p_{emp}(a) \ln \frac{p_{emp}(a)}{p_{tar}(a)} da. \quad (3.23)$$

Меньшее значение D_{KL} указывает на более точное согласование параметрического распределения с эмпирическими данными. В диссертации рассчитываются значения дивергенции для нескольких законов (в частности, Рэля, гауссовского по амплитуде и экспоненциального по мощности), что

позволяет обоснованно выбрать наиболее адекватную модель для конкретного сценария распространения и набора параметров канала.

Использование KLD важно в контексте задач скрытности, поскольку выбор некорректной статистической модели амплитуд может привести к существенным погрешностям при оценке вероятности обнаружения и расчете требуемых запасов по мощности сигнала и помех. Корректно подобранные распределения и их параметры обеспечивают надежную связь между физическими характеристиками среды и вероятностными показателями функционирования системы [151–153].

В совокупности, введенные в данной подглаве распределения амплитуд, модель временной эволюции на основе уравнения Фоккера-Планка и показатель эффективного числа путей формируют целостное статистическое описание многолучевого UWB-канала. На этой основе в следующих разделах главы будут построены более специализированные модели, ориентированные на оценку скрытности передачи и эффективности различных типов преднамеренных помех.

3.4. Временная вариация канала и доплеровские эффекты

Рассмотренное выше статистическое описание многолучевого UWB-канала предполагает наличие случайных амплитуд и фаз многолучевых компонент. Важной стороной поведения реального радиоканала является также его временная вариативность, обусловленная движением передатчика, приемника и окружающих объектов. Эта вариативность приводит к доплеровским сдвигам частоты, уширению спектра канального коэффициента передачи и ограничивает интервал времени, в течение которого канал может считаться квазистационарным. В данной подглаве вводятся основные количественные характеристики временной изменчивости канала и доплеровских эффектов применительно к рассматриваемым UWB-системам [145,149,154,155].

3.4.1. Доплеровская частота отдельных многолучевых компонент

Пусть передатчик и/или приемник перемещаются с вектором скорости $\mathbf{V}_k$ относительно направления распространения k -й многолучевой компоненты. Тогда для несущей частоты f_c доплеровский сдвиг частоты для данной компоненты может быть аппроксимирован выражением:

$$f_{D,k} = \frac{v_k}{c} f_c \cos \theta_k, \quad (3.24)$$

где $v_k = \|\mathbf{v}_k\|$ – модуль относительной скорости по отношению к k -му лучу, c – скорость распространения радиоволн, θ_k – угол между вектором скорости и направлением распространения. Знак доплеровской частоты определяется знаком проекции скорости на направление луча.

Для типичных сценариев внутри помещений UWB-систем, соответствующих стандарту IEEE 802.15.4a, относительные скорости объектов, как правило, не превышают нескольких метров в секунду (движение человека, робота или переносимых устройств) [156–158]. При несущей частоте $f_c = 3,5$ ГГц и скорости $v_k = 2$ м/с максимальный по модулю доплеровский сдвиг оценивается как:

$$|f_{D,k}| \approx \frac{2}{3 \cdot 10^8} \cdot 3,5 \cdot 10^9 \approx 23,3 \text{ Гц}, \quad (3.25)$$

что существенно меньше ширины спектра передаваемого UWB-сигнала (до сотен мегагерц).

3.4.2. Доплеровское уширение и время когерентности

Совокупность доплеровских сдвигов всех многолучевых компонент порождает доплеровский спектр канала. Введем максимальную доплеровскую частоту $f_{D,\max}$ как наибольшую по модулю доплеровскую частоту среди всех значимых путей. При симметричном распределении скоростей и направлений доплеровское уширение полосы канального коэффициента передачи можно оценить как:

$$B_D \approx 2f_{D,\max}. \quad (3.26)$$

Временная корреляция канала описывается автокорреляционной функцией комплексной огибающей:

$$R_h(t_1, t_2) = \mathbb{E}\{h(t_1)h^*(t_2)\}. \quad (3.27)$$

В предположении стационарности в широком смысле (WSS) функция $R_h(t_1, t_2)$ зависит лишь от разности аргументов $\Delta t = t_1 - t_2$, то есть:

$$R_h(t_1, t_2) = R_h(\Delta t). \quad (3.28)$$

Характерный интервал времени, в течение которого канал остается существенно скоррелированным, описывается понятием времени когерентности T_c . Одной из практических оценок является соотношение

$$T_c \approx \frac{1}{5B_D}, \quad (3.29)$$

считающее, что при $|\Delta t| > T_c$ автокорреляция канала становится достаточно малой. Для приведенного выше примера с $f_{D,\max} \approx 23,3$ Гц получаем оценку:

$$B_D \approx 2f_{D,\max} \approx 46,6 \text{ Гц}, \quad T_c \approx \frac{1}{5 \cdot 46,6} \approx 4,3 \cdot 10^{-3} \text{ с}, \quad (3.30)$$

то есть время когерентности порядка нескольких миллисекунд.

Сравнение времени когерентности с длительностью UWB-импульсов (порядка наносекунд) и временем передачи символа (микросекунды и более) показывает, что в рассматриваемых условиях канал является медленно изменяющимся: параметры многолучевого отклика остаются практически неизменными на протяжении большого числа передаваемых импульсов и символов.

3.4.3. Классификация канала: underspread-модель для UWB

Каналы радиосвязи часто классифицируют по степени временной и частотной вариативности с использованием параметров доплеровского уширения B_D и разброса задержек (англ. delay spread) B_τ , обратно пропорционального RMS-задержке [35]. Канал называют медленно меняющимся (англ. underspread), если выполняется неравенство [147]:

$$B_D \cdot B_\tau \ll 1. \quad (3.31)$$

В этом случае канал изменяется достаточно медленно как по времени, так и по частоте, и может рассматриваться как квазистационарный на интервалах анализа, используемых для детектирования и оценки.

Внутри помещений для UWB-каналов, соответствующих стандарту IEEE 802.15.4a, RMS-задержка σ_τ обычно существенно меньше длительности символа, а доплеровское уширение B_D мало по сравнению с шириной сигнального спектра. В результате произведение $B_D \cdot B_\tau$ оказывается на порядки меньше единицы, что

оправдывает использование underspread-модели. Это, в частности, позволяет считать, что на интервале, соответствующем одному или нескольким символам, частотно-временная характеристика $H(f, t)$ изменяется незначительно и может использоваться в алгоритмах приема как квазистационарный параметр [7,75,145].

3.4.4. Квазистационарные интервалы и дискретизация по времени

С практической точки зрения временная вариативность канала определяется не только величиной T_c , но и тем, как часто выполняется его оценивание и адаптация приемника [159,160]. Пусть период обновления оценки канала или настроек приемных фильтров равен T_{upd} . В этом случае разумным условием квазистационарности на интервале между обновлениями является:

$$T_{upd} \ll T_c. \quad (3.32)$$

При выполнении этого неравенства можно считать, что на каждом интервале длиной T_{upd} канал остается стационарным в широком смысле, а его параметры $\{a_k, \varphi_k, \tau_k\}$ постоянны. Это допущение существенно упрощает как анализ скрытности передачи (поскольку пороги обнаружения и энергетические характеристики можно рассчитывать для квазистационарного канала), так и синтез алгоритмов адаптации к преднамеренным помехам.

В UWB-системах с короткими импульсами и высокой частотой повторения, но сравнительно малой скоростью изменения канала, условие $T_{upd} \ll T_c$ выполняется автоматически при разумном выборе частоты обновления. Таким образом, временная вариативность канала может быть учтена в виде последовательности квазистационарных состояний, каждое из которых описывается рассмотренными ранее статистическими моделями амплитуд, задержек и фаз многолучевых компонент.

В совокупности, введенные в данной подглаве характеристики – доплеровская частота, доплеровское уширение, время когерентности и условие underspread – задают количественную основу для описания временной изменчивости UWB-канала. Эти результаты будут использованы в последующих разделах при анализе эффективности методов обнаружения, расчете вероятности

сбоев в условиях глубоких замираний и синтезе адаптивных алгоритмов противодействия преднамеренным помехам.

3.5. Модель Фоккера-Планка для описания эволюции амплитуд многолучевых компонент

В предыдущих подглавах статистическое описание многолучевого UWB-канала строилось в терминах стационарных распределений амплитуд и профиля задержек мощности. Однако для задач оценки вероятности обнаружения, анализа скрытности и устойчивости к преднамеренным помехам существенную роль играет не только мгновенное распределение амплитуд a_k , но и характер их временной эволюции. В настоящей подглаве формализуется стохастическая динамика амплитуд многолучевых компонент на основе уравнения Фоккера-Планка, что позволяет единообразно описывать как стационарные распределения, так и временные корреляционные свойства замираний.

3.5.1. Стохастическое дифференциальное уравнение для амплитуды

Рассмотрим эволюцию амплитуды одной из многолучевых компонент $a_k(t)$. В силу сложного характера взаимодействия электромагнитной волны с множеством рассеивающих объектов детерминированное моделирование этой эволюции затруднительно. Вместо этого используется эффективное стохастическое описание в виде одномерного диффузионного процесса [161,162]:

$$\frac{da(t)}{dt} = A(a(t)) + \sqrt{2D(a(t))} \xi(t), \quad (3.33)$$

где $A(a)$ – функция дрейфа, описывающая среднюю тенденцию изменения амплитуды; $D(a) \geq 0$ – (возможно зависящий от a) коэффициент диффузии; $\xi(t)$ – нормированный белый шум с нулевым средним и единичной спектральной плотностью. Такое уравнение следует интерпретировать в смысле Ито или Стратоновича; в дальнейшем, не вдаваясь в тонкости стохастического исчисления, ограничимся использованием соответствующего уравнения Фоккера-Планка для плотности вероятности.

С точки зрения физического смысла член $A(a)$ моделирует стремление амплитуды к некоторому «типичному» уровню, связанному с усредненными

условиями распространения и затухания, тогда как диффузионный член, пропорциональный $D(a)$, отражает случайные флуктуации из-за движения объектов и мелкомасштабных изменений среды.

3.5.2. Уравнение Фоккера-Планка и стационарное распределение

Плотность вероятности $p(a, t)$ амплитуды $a(t)$, описываемой стохастическим уравнением (3.34), удовлетворяет уравнению Фоккера-Планка вида (трактруется в форме Ито):

$$\frac{\partial p(a, t)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial a} [A(a) p(a, t)] + \frac{\partial^2}{\partial a^2} [D(a) p(a, t)], \quad (3.34)$$

которое представляет собой закон сохранения вероятности с конвективно-диффузионным потоком в пространстве состояний амплитуды.

Стационарное распределение $p_{sta}(a)$ определяется из уравнения:

$$0 = -\frac{d}{da} [A(a) p_{sta}(a)] + \frac{d^2}{da^2} [D(a) p_{sta}(a)]. \quad (3.35)$$

При условии отсутствия нетривиального стационарного потока вероятности (что соответствует отражающим или поглощающим граничным условиям при $a = 0$ и $a \rightarrow \infty$) стационарное решение можно записать в виде:

$$p_{sta}(a) = C \frac{1}{D(a)} \exp \left(\int^a \frac{A(u)}{D(u)} du \right), \quad (3.36)$$

где C – нормировочная константа, обеспечивающая $\int_0^\infty p_{sta}(a) da = 1$.

Таким образом, заданное стационарное распределение $p_{sta}(a)$, согласованное, например, с рейлеевской или Райсовской моделью, однозначно определяет (с точностью до общей константы и выбора $D(a)$) допустимую форму функции дрейфа:

$$A(a) = D(a) \frac{d}{da} \ln [D(a) p_{sta}(a)]. \quad (3.37)$$

В диссертации это соотношение используется в обратном направлении: по экспериментально или с использованием численной модели полученному $p_{sta}(a)$ выбирается простая форма $D(a)$ (например, константа или линейная функция), после чего восстанавливается соответствующий дрейф $A(a)$.

3.5.3. Связь с временной корреляцией и временем когерентности

Динамическая модель (3.34) и соответствующее уравнение Фоккера-Планка позволяют описывать не только стационарное распределение амплитуд, но и их временную корреляцию. Автокорреляционная функция процесса $a(t)$

$$R_a(\Delta t) = \mathbb{E}\{a(t) a(t + \Delta t)\} \quad (3.38)$$

определяется совокупностью $A(a)$ и $D(a)$. В простейшем линейном случае (например, для гауссовского процесса Орнштейна–Уленбека) зависимость $R_a(\Delta t)$ имеет экспоненциальный характер, что позволяет ввести характерное время затухания корреляции. В более общем случае $R_a(\Delta t)$ может быть найдена численным решением уравнения Фоккера-Планка или методом Монте-Карло по траекториям $a(t)$.

С точки зрения задач скрытности и обнаружения, важной характеристикой является время, в течение которого амплитуда остается в состоянии глубокого замирания или, наоборот, на повышенном уровне. Фоккер-Планковская модель позволяет оценивать распределение длительностей таких интервалов, что в дальнейшем используется при анализе вероятности ошибочного обнаружения и расчете запасов по мощности сигнала и помех.

3.5.4. Примеры согласования с моделью Рэлея и Райса

Рассмотрим случай стохастической модели, для которой стационарное распределение амплитуды должно совпадать с рэлеевским законом:

$$p_{Ray}(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), \quad a \geq 0. \quad (3.39)$$

Полагая для простоты $D(a) = D_0 = \text{const} > 0$, из (раздела 3.5.4) получаем дрейф:

$$A(a) = D_0 \frac{d}{da} \ln[D_0 p_{Ray}(a)] = D_0 \left(\frac{1}{a} - \frac{a}{\sigma^2}\right). \quad (3.40)$$

Соответствующее стохастическое дифференциальное уравнение (3.33) принимает вид:

$$\frac{da(t)}{dt} = D_0 \left(\frac{1}{a(t)} - \frac{a(t)}{\sigma^2}\right) + \sqrt{2D_0} \xi(t). \quad (3.41)$$

Это уравнение описывает процесс, для которого малые значения амплитуды не достигают нуля (за счет члена $\frac{1}{a}$), а большие значения притягиваются к уровню порядка σ , что согласуется с физической картиной флуктуирующей огибающей в рассеянном поле.

Аналогичным образом может быть построена модель для распределения амплитуды Райса:

$$p_{Rice}(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{as}{\sigma^2}\right), \quad (3.42)$$

где s и σ^2 заданы в соответствии с параметрами канала. Подстановка $p_{sta}(a) = p_{Rice}(a)$ в выражение (3.41) приводит к более сложной форме $A(a)$, однако структура уравнения Фоккера-Планка сохраняется, а численная аппроксимация дрейфа не представляет сложности.

3.5.5. Применение к многолучевому каналу и численная реализация

В реальном UWB-канале каждая из многолучевых компонент $a_k(t)$ эволюционирует во времени по собственному закону, однако для практических целей достаточно рассматривать набор независимых или слабо коррелированных процессов, описываемых уравнениями вида (3.34) с различными параметрами $A_k(a)$ и $D_k(a)$. Статистические характеристики этих процессов (стационарные распределения и времена корреляции) подбираются таким образом, чтобы согласовываться с экспериментальными данными и параметрическими рекомендациями модели IEEE 802.15.4a для рассматриваемого сценария.

Численная реализация Фоккер-Планковской модели для амплитуд многолучевых компонент может осуществляться двумя эквивалентными путями:

- прямым численным решением уравнения Фоккера-Планка на сетке по a и t методами типа явной или неявной схем Эйлера;
- моделированием траекторий стохастического процесса $a_k(t)$ по уравнению (3.5.1) (методом Эйлера-Маруямы и его модификациями) с последующим восстановлением требуемых статистик.

Выбор конкретного подхода определяется требованиями к точности и вычислительным затратам. В рамках настоящей работы основное внимание

уделяется второму подходу как более естественному с точки зрения имитационного моделирования радиоканала и анализа работы приемника в присутствии преднамеренных помех.

Таким образом, Фоккер-Планковская модель эволюции амплитуд многолучевых компонент обеспечивает связующее звено между макроскопическими статистическими характеристиками UWB-канала (распределениями амплитуд, временем когерентности) и микроскопической динамикой замираний. Это, в свою очередь, создает основу для реалистичного моделирования временных флуктуаций мощности полезного сигнала и помех, а также для дальнейшего анализа вероятности обнаружения, индекса скрытности и устойчивости к преднамеренным помехам в последующих главах диссертации.

3.6. Модель помеховой обстановки и показателей скрытности (LPD)

Одним из ключевых преимуществ сверхширокополосных систем является низкая вероятность обнаружения, обусловленная малой спектральной плотностью мощности передаваемого сигнала. В настоящей подглаве формализуется модель помеховой обстановки, в которой функционирует UWB-система, и вводятся количественные показатели скрытности, позволяющие оценить уязвимость передачи к обнаружению сторонним наблюдателем.

3.6.1. Структура помеховой обстановки

Под помеховой обстановкой понимается совокупность сигналов и воздействий, присутствующих в радиоканале помимо полезного UWB-сигнала и теплового шума приемника. С точки зрения анализа скрытности и устойчивости к противодействию целесообразно выделять следующие категории:

– **Фоновые помехи** – непреднамеренные излучения других радиосистем, работающих в том же или перекрывающемся диапазоне частот (Wi-Fi, Bluetooth, узкополосные системы и пр.). Эти помехи характеризуются стохастической структурой и, как правило, не адаптируются к присутствию UWB-сигнала.

– **Преднамеренные помехи** – целенаправленные воздействия, создаваемые с целью нарушения функционирования UWB-системы (подавление, ослепление приемника) или обнаружения факта передачи. К этой категории относятся

широкополосные и узкополосные заградительные помехи, а также адаптивные помехи, параметры которых могут подстраиваться под характеристики полезного сигнала.

– **Тепловой шум** – неустранимый шум приемника, моделируемый как белый гауссовский процесс с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 .

Суммарная помеха в полосе приема может быть представлена в виде:

$$n_{\Sigma}(t) = n_{th}(t) + n_{bg}(t) + n_{jam}(t), \quad (3.43)$$

где $n_{th}(t)$ – тепловой шум, $n_{bg}(t)$ – фоновая помеха, $n_{jam}(t)$ – преднамеренная помеха. При анализе скрытности основное внимание уделяется ситуации, когда сторонний наблюдатель (перехватчик) пытается обнаружить факт передачи на фоне $n_{\Sigma}(t)$.

3.6.2. Модель стороннего наблюдателя

Сторонний наблюдатель представляет собой приемное устройство, задачей которого является обнаружение факта передачи UWB-сигнала. Предполагается, что наблюдатель располагает следующими возможностями:

- широкополосный приемник с полосой пропускания W_{int} , сопоставимой или превышающей ширину спектра UWB-сигнала;
- известная или оцениваемая статистика фоновых шума и помех;
- возможность накопления энергии принимаемого сигнала на интервале наблюдения T_{obs} .

Задача обнаружения формулируется как проверка статистической гипотезы:

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_0: \quad & r(t) = n_{\Sigma}(t), \\ \mathcal{H}_1: \quad & r(t) = s(t) + n_{\Sigma}(t), \end{aligned} \quad (3.44)$$

где $r(t)$ – принимаемый сигнал, $s(t)$ – полезный UWB-сигнал. Наблюдатель стремится минимизировать вероятность пропуска P_{miss} при заданном уровне ложной тревоги P_{fa} или, эквивалентно, максимизировать вероятность обнаружения $P_d = 1 - P_{miss}$.

Наиболее универсальным и часто рассматриваемым в литературе алгоритмом обнаружения является энергетический детектор, не требующий знания формы сигнала. Решающая статистика энергетического детектора имеет вид:

$$T = \int_0^{T_{obs}} |r(t)|^2 dt. \quad (3.45)$$

При гипотезе $\mathcal{H}_0$ (отсутствие сигнала) и гауссовском шуме статистика T подчиняется центральному χ^2 -распределению с числом степеней свободы $2W_{int}T_{obs}$ (в дискретизированной модели – числу независимых отсчетов). При гипотезе $\mathcal{H}_1$ распределение T становится нецентральным χ^2 -распределением с параметром нецентральности, пропорциональным энергии сигнала.

Вероятность ложной тревоги и вероятность обнаружения определяются как

$$P_{fa} = \Pr\{T > \gamma \mid \mathcal{H}_0\}, \quad P_d = \Pr\{T > \gamma \mid \mathcal{H}_1\}, \quad (3.46)$$

где γ – порог обнаружения. Для заданного P_{fa} порог γ находится из квантиля центрального χ^2 -распределения, а P_d вычисляется по нецентральному распределению.

В приближении большого числа степеней свободы (длительное наблюдение, широкая полоса) распределения T при обеих гипотезах аппроксимируются гауссовскими, что позволяет получить замкнутые выражения для P_d и P_{fa} через функцию ошибок.

3.6.3. Индекс скрытности и запас по LPD

Для количественной оценки скрытности UWB-системы вводится индекс скрытности η_{LPD} , определяемый как отношение требуемой энергии сигнала для обеспечения заданного качества связи к энергии, при которой наблюдатель достигает заданной вероятности обнаружения:

$$\eta_{LPD} = \frac{E_{req}}{E_{det}}, \quad (3.47)$$

где E_{req} – минимальная энергия сигнала, обеспечивающая требуемую вероятность ошибки на бит P_b в системе связи; E_{det} – энергия сигнала, при которой вероятность обнаружения наблюдателем достигает порогового значения P_d^* (например, 0,5 или 0,9) при фиксированном P_{fa} .

Значение $\eta_{LPD} < 1$ означает, что система способна функционировать с требуемым качеством связи при уровне сигнала ниже порога обнаружения, то есть

обладает запасом по скрытности. Напротив, $\eta_{LPD} > 1$ указывает на уязвимость к обнаружению.

Альтернативной мерой является запас по LPD в децибелах:

$$M_{LPD} = 10\log_{10} \frac{E_{det}}{E_{req}} = -10\log_{10} \eta_{LPD}. \quad (3.48)$$

Положительное значение M_{LPD} соответствует наличию запаса по скрытности.

3.6.4. Влияние параметров канала и системы на скрытность

Скрытность UWB-системы определяется совокупностью факторов, среди которых ключевыми являются:

- **Ширина полосы сигнала W .** При фиксированной мощности передатчика увеличение W приводит к снижению спектральной плотности мощности, что затрудняет обнаружение энергетическим детектором.

- **Коэффициент обработки G_p .** Использование расширения спектра позволяет снизить мгновенную мощность сигнала при сохранении энергии на бит, что повышает скрытность.

- **Многолучевое распространение.** В условиях многолучевости энергия сигнала распределяется по множеству путей с различными задержками, что снижает пиковую мощность и затрудняет обнаружение.

- **Расстояние до наблюдателя.** Затухание сигнала на трассе передатчик–наблюдатель описывается степенным законом d^{-n} , где n – показатель затухания. При увеличении расстояния d энергия сигнала в точке наблюдения снижается, что повышает скрытность.

- **Уровень фоновых помех.** Наличие интенсивных фоновых помех маскирует UWB-сигнал и снижает вероятность его обнаружения.

В диссертации влияние указанных факторов исследуется на основе разработанных моделей канала и статистического описания амплитуд многолучевых компонент.

3.6.5. Обобщенная модель помеховой обстановки

Для унификации анализа вводится обобщенная модель помеховой обстановки, в которой суммарная помеха характеризуется эквивалентной спектральной плотностью мощности:

$$N_{\Sigma}(f) = N_0 + S_{bg}(f) + S_{jam}(f), \quad (3.49)$$

где N_0 – спектральная плотность теплового шума, $S_{bg}(f)$ и $S_{jam}(f)$ – спектральные плотности мощности фоновой и преднамеренной помех соответственно.

Отношение сигнал/шум-и-помеха в точке наблюдения определяется как

$$SINR = \frac{P_s}{\int_{-\frac{W}{2}}^{\frac{W}{2}} N_{\Sigma}(f) df} = \frac{P_s}{N_0 W + P_{bg} + P_{jam}}, \quad (3.50)$$

где P_s – мощность полезного сигнала в полосе приема, P_{bg} и P_{jam} – мощности фоновой и преднамеренной помех в той же полосе.

Условие скрытности может быть переформулировано как требование

$$SINR_{int} < SINR_{det}, \quad (3.51)$$

где $SINR_{int}$ – отношение сигнал/шум-и-помеха в точке наблюдателя, а $SINR_{det}$ – пороговое значение, при котором достигается заданная вероятность обнаружения.

Выводы по главе 3

Разработан комплекс математических моделей UWB-радиоканала и помеховой обстановки, ориентированный на анализ скрытности функционирования и устойчивости к преднамеренным помехам. Основные результаты главы состоят в следующем:

1. Систематизированы физические механизмы распространения сверхширокополосных сигналов в типовых сценариях внутри помещений и промышленной среды. Показано, что для UWB-систем, соответствующих стандарту IEEE 802.15.4a, определяющую роль играют многолучевое распространение, частотно-селективные замирания и значительный разброс задержек, что требует применения специализированных моделей канала.

2. Построена импульсная модель многолучевого UWB-канала в виде линейного фильтра с переменными параметрами, описываемого комплексной

импульсной характеристикой $h(\tau, t) = \sum_k a_k(t) e^{j\varphi_k(t)} \delta(\tau - \tau_k)$. Получены соответствующие частотно-временные представления $H(f, t)$, позволяющие анализировать селективность канала как по частоте, так и по времени.

3. Введено статистическое описание амплитуд многолучевых компонент на основе распределений Рэлея (для NLOS-сценариев) и Райса (для LOS-сценариев). Показано, что выбор параметрического распределения может быть обоснован минимизацией дивергенции Кульбака-Лейблера относительно эмпирических данных. Введен показатель эффективного числа многолучевых компонент K_{eff} , характеризующий степень рассеяния энергии по путям распространения.

4. Исследована временная вариативность канала и доплеровские эффекты. Получены оценки максимальной доплеровской частоты $f_{D, \text{max}}$, доплеровского уширения B_D и времени когерентности T_c для типовых внутрипомещенных сценариев. Показано, что UWB-каналы относятся к классу underspread ($B_D \cdot B_\tau \ll 1$), что позволяет использовать квазистационарные модели на интервалах, существенно превышающих длительность символа.

5. Разработана Фоккер-Планковская модель эволюции амплитуд многолучевых компонент, основанная на стохастическом дифференциальном уравнении с дрейфом $A(a)$ и диффузией $D(a)$. Показано, что при надлежащем выборе функций $A(a)$ и $D(a)$ стационарное решение уравнения Фоккера-Планка воспроизводит заданные распределения (Рэлея, Райса), а динамические характеристики процесса согласуются с наблюдаемым временем когерентности замираний. Данная модель обеспечивает единое описание как мгновенных статистик амплитуд, так и их временной корреляции.

6. Формализована модель помеховой обстановки, включающая тепловой шум, фоновые (непреднамеренные) и преднамеренные помехи. Введена обобщенная спектральная плотность помех $N_\Sigma(f)$ и соответствующее отношение SINR.

7. Введены количественные показатели скрытности передачи: индекс скрытности η_{LPD} и запас по LPD M_{LPD} , связывающие энергетические характеристики системы связи с вероятностью обнаружения сторонним

наблюдателем. Получены выражения для вероятности обнаружения P_d и ложной тревоги P_{fa} при использовании энергетического детектора.

8. Проанализировано влияние ключевых параметров системы и канала (ширина полосы, коэффициент обработки, число многолучевых компонент, расстояние до наблюдателя, уровень фоновых помех) на показатели скрытности. Показано, что сверхширокополосные сигналы обладают запасом по LPD за счет низкой спектральной плотности мощности.

4 Численный эксперимент: анализ UWB-сигналов в модели радиоканала

Первые три главы диссертации были посвящены теоретическому анализу: в главе 1 систематизированы принципы работы и нормативная база UWB-систем; в главе 2 выведены аналитические выражения для SINR и BER для RC-интегратора при воздействии четырех форм зондирующего импульса; в главе 3 построена стохастическая модель UWB-радиоканала на основе уравнения Фоккера-Планка. Настоящая глава переходит от аналитических результатов к их проверке и детализации методами численного эксперимента.

Вычислительная верификация аналитических моделей является обязательным этапом при исследовании стохастических систем, поскольку замкнутые аналитические выражения, как правило, получены в предположении стационарности, линейности и ряда других упрощений. Метод Монте-Карло позволяет учесть реалистичную структуру многолучевого канала, нестационарность амплитуд и конечную длительность импульсов без дополнительных аппроксимаций [64]. При этом исходные данные для моделирования – параметры каналов – берутся из стандарта IEEE 802.15.4a, который задает девять сценариев распространения (CM1-CM9) для различных типов помещений и расстояний [7], что обеспечивает воспроизводимость и сопоставимость результатов с международной практикой.

Целью главы является количественное сравнение четырех видов UWB-импульсов (гауссовского, моноимпульса, дублета и параметрического сигнала) по показателям SINR, BER и LPD в условиях многолучевого канала, узкополосных помех и варьируемых параметров RC-приемника.

Все вычисления выполнены в среде Python 3.11, минимальное число реализаций канала для каждой точки кривой BER принято равным $NMC = 10^4$, что обеспечивает относительный доверительный интервал не хуже $\pm 5\%$ при $BER \geq 10^{-4}$. Для более низких значений BER применяется метод выборки по значимости

[59,63], позволяющий сократить вычислительные затраты на 2-3 порядка по сравнению с прямым Монте-Карло без потери точности.

В качестве модели сигнального тракта используется RC-интегратор с постоянной времени $\tau_{RC} = 1/\gamma$, принятый в главе 2 в качестве стохастической модели некогерентного приемника UWB-сигналов [29,30,54]. Шум рассматривается как белый гауссовский с односторонней спектральной плотностью $N_0 = 2B_0^2/\gamma$, что соответствует тепловому шуму при температуре $T_0 = 300$ К и полосе 500 МГц ($N_0 \approx -87$ дБм) [36]. Узкополосная помеха моделируется как аддитивный тональный сигнал с регулируемой мощностью P_j , характерный для совмещенной работы UWB-системы с Wi-Fi (5 ГГц) или WiMAX (3,5 ГГц) в соответствии с анализом помеховой обстановки, проведенным в главе 1 [27].

4.1. Постановка задачи численного эксперимента

Численный эксперимент строится как воспроизводимая вычислительная процедура, в которой для каждой комбинации входных параметров последовательно рассчитываются SINR, BER и LPD. Ниже определены исследуемые параметры, аналитическое описание сигналов и методика вычислений.

4.1.1. Исследуемые сигналы и их аналитическое описание

В соответствии с главой 2 рассматриваются четыре формы UWB-импульса [4,36]. Гауссовский импульс описывается следующим выражением:

$$s_g(t) = S_0 \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_s^2}\right), \quad (4.1)$$

где S_0 – амплитуда; σ_s – среднеквадратическая длительность (СКД). Полоса сигнала $B_g = \frac{1}{2\pi\sigma_s}$, а пиковая частота спектра совпадает с B_g . При $\sigma_s = 0,5$ нс центральная частота составляет около 320 МГц, что в задаче о полосе 500 МГц соответствует нижней части разрешенного диапазона 3,1-10,6 ГГц [6].

Моноимпульс описывается выражением:

$$s_m(t) = -\frac{S_0 t}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma_s^2}\right). \quad (4.2)$$

Нулевое значение спектра на нулевой частоте $S_m(0) = 0$ обеспечивает соответствие требованиям по отсутствию постоянной составляющей, улучшает показатели LPD и исключает паразитные составляющие на нулевой частоте [100].

Пиковая частота спектра $f_{peak,m} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 2\pi\sigma_s}$.

Дублет определяется выражением:

$$s_d(t) = S_0 \left(\frac{t^2}{\sigma_s^4} - \frac{1}{\sigma_s^2} \right) \exp \left(-\frac{t^2}{2\sigma_s^2} \right). \quad (4.3)$$

Пиковая частота спектра дублета $f_{peak,d} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi\sigma_s} > f_{peak,m}$, что смещает основную энергию сигнала в высокочастотную область. Это улучшает характеристики в каналах с высоким RMS-разбросом задержек, поскольку при большей ширине спектра снижается межсимвольная интерференция [57,75].

Параметрический сигнал представляет собой управляемую линейную смесь гауссовского импульса и моноимпульса:

$$s_p(t) = (1 - \alpha)s_g(t) + \alpha s_m(t), \quad \alpha \in [0, 1], \quad (4.4)$$

где $\alpha \in [0, 1]$ – управляемый параметр смеси. При $\alpha = 0$ параметрический сигнал совпадает с гауссовским импульсом, при $\alpha = 1$ – с моноимпульсом. Промежуточные значения позволяют плавно управлять спектральным центром тяжести и оптимизировать компромисс между SINR и LPD [65,66]. Реакция RC-интегратора на параметрический сигнал вычисляется как линейная комбинация реакций на гауссовский импульс и моноимпульс: $m_p(t) = (1 - \alpha)m_g(t) + \alpha m_m(t)$.

4.1.2. Модель RC-интегратора и расчет SINR

Математическая модель приемного тракта строится на базе стохастического дифференциального уравнения RC-интегратора, выведенного в главе 2:

$$\frac{dx}{dt} = -\gamma x + ks(t) + B_0 \xi(t), \quad (4.5)$$

где $x(t)$ – выходное напряжение интегратора; $\gamma = \frac{1}{\tau_{RC}}$ – постоянная скорости разряда; k – коэффициент усиления; $s(t)$ – принятый сигнал; B_0 – интенсивность шума; $\xi(t)$ – белый гауссовский шум с единичной спектральной плотностью.

Детерминированная составляющая выходного напряжения (математическое ожидание отклика) вычисляется аналитически через интеграл свертки:

$$m(t) = k e^{-\gamma t} \int_0^t e^{\gamma \xi} s(\xi) d\xi. \quad (4.6)$$

Дисперсия шума на выходе интегратора при нулевых начальных условиях:

$$n^2(t) = \frac{B_0^2}{2\gamma} (1 - e^{-2\gamma t}). \quad (4.7)$$

При $t \rightarrow \infty$ дисперсия выходит на стационарное значение $n^2(\infty) = \frac{B_0^2}{2\gamma} = \frac{B_0^2 \tau_{RC}}{2}$.

Для практических расчетов при $t \geq 5\tau_{RC}$ используется приближение $n^2(t) \approx B_0^2/(2\gamma)$ [36].

SINR в момент времени t определяется как отношение квадрата детерминированной составляющей к дисперсии шума:

$$SINR(t) = \frac{m^2(t)}{n^2(t)}. \quad (4.8)$$

Оптимальный момент выборки T_{opt} , максимизирующий SINR, находится численным поиском:

$$T_{opt} = \arg \max_{t \geq 0} SINR(t). \quad (4.9)$$

Вероятность ошибки при BPSK-модуляции рассчитывается через Q-функцию [36]:

$$BER = Q(\sqrt{SINR}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{SINR}{2}}\right), \quad (4.10)$$

где $\operatorname{erfc}(x)$ – дополнительная функция ошибок. Аналитические выражения для $m_g(t)$, $m_m(t)$, $m_d(t)$ для каждого типа сигнала были получены в главе 2 (формулы 2.36-2.41) и используются здесь как основа для численных расчетов при произвольных параметрах σ_s и γ .

4.1.3. Численные параметры

Пространство варьируемых параметров определяется из условий практической применимости UWB-систем в диапазоне 3,1-10,6 ГГц согласно

регуляторным требованиям и аналитическим результатам главы 2. Таблица 4.1 содержит полный перечень параметров и их диапазоны.

Таблица 4.1 – Числовые параметры

Параметр	Обозначение	Значение
СКД импульса	σ_s	0,4; 0,5; 0,6; 0,7 нс
Постоянная времени RC	$\tau_{RC} = 1/\gamma$	0,5; 1,0; 1,5; 2,0 нс
Параметр смеси	α	0; 0,1; ...; 1,0
Отношение сигнал/шум	E_s/N_0	от -5 до 25 дБ
Относительная мощность помехи	$B_J = P_J/P_S$	0; 0,5; 1,0
Сценарий канала	-	CM1, CM3, CM4, CM7, CM8
Центральная частота	f_c	3,5/6,5 ГГц
Число реализаций	NMC	$\geq 10^4$

4.1.4. Методика вычислений

Для каждой комбинации входных параметров реализуется следующая вычислительная процедура:

1) Генерация импульса: аналитическая форма одного из четырех типов импульса вычисляется на временной сетке с шагом $\Delta t = 0,01\tau_{RC}$ нс, обеспечивающим корректную дискретизацию при численном интегрировании.

2) Формирование канального отклика: для каждой из NMC реализаций генерируется канальный импульсный отклик $h(\tau, t)$ по модели Салеха-Валенсуэлы с параметрами IEEE 802.15.4a (CM1-CM9). Амплитуды кластеров и лучей моделируются из соответствующих распределений Накагами или Рэлея согласно таблицам стандарта.

3) Расчет принятого сигнала: свертка $r(t) = h(\tau, t) * s(t)$ выполняется в частотной области методом быстрого преобразования Фурье для повышения вычислительной эффективности.

4) Моделирование RC-интегратора: детерминированная реакция $m(t)$ вычисляется численным интегрированием уравнения (4.6). Дисперсия шума вычисляется по формуле (4.7).

5) Нахождение оптимального момента выборки: T_{opt} определяется поиском максимума функции SINR на интервале $[0; 10\tau_{RC}]$.

6) Расчет BER: по формуле (4.10) вычисляется мгновенное значение $BER(T_{opt})$, затем усредняется по всем NMC реализациям канала: $BER_{avg} = (1/NMC) \sum BER_i$.

7) Расчет LPD: по формулам главы 3 (разд. 3.6) вычисляется метрика MLPD для каждого типа сигнала и сценария канала.

4.2. Численная модель радиоканала IEEE 802.15.4a

Модель многолучевого UWB-канала строится на основе кластерного представления Салеха-Валенсуэлы [73] с параметрами стандарта IEEE 802.15.4a [7]. Нестационарный канальный импульсный отклик (КИО) описывается выражением:

$$h(\tau, t) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k(t) e^{j\varphi_k} \delta(\tau - \tau_k), \quad (4.11)$$

где $a_k(t)$ – амплитуда k -го луча; $\varphi_k(t)$ – фаза с доплеровским сдвигом; τ_k – задержка луча. Принятый сигнал: $r(t) = \int h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t)$, где $n(t)$ – белый гауссовский шум со спектральной плотностью N_0 .

Для численного эксперимента выбраны пять сценариев IEEE 802.15.4a, охватывающих типичные условия работы UWB-систем – от ближнего LOS до промышленного NLOS (таблица 4.2) [7,57]. Амплитуды лучей разыгрываются из распределения Райса (LOS: CM1, CM3, CM7) или Накагами (NLOS: CM4, CM8) согласно таблицам параметров из [7]; начальные фазы – равномерно на $[0, 2\pi]$.

Таблица 4.2 – Параметры сценариев IEEE 802.15.4a

Сценарий	Условия	LOS/NLOS	τ_{rms} , нс	Кластеров
CM1	Жилое помещение	LOS	≈ 5	3
CM3	Офис	LOS	≈ 10	4-5
CM4	Офис	NLOS	$\approx 11,84$	4-5
CM7	Пром./склад	LOS	≈ 25	6-8

CM8	Пром./склад	NLOS	≈ 40	6-8
-----	-------------	------	--------------	-----

Генерация реализации КИО:

- 1) число кластеров $L \sim \text{Пуассон}(\Lambda)$, времена прихода $T_l \sim \text{Exp}(\Lambda)$;
- 2) для каждого кластера $K_l \sim \text{Пуассон}(\lambda)$, задержки $\tau_{k,l} = T_l + \varepsilon$, $\varepsilon \sim \text{Exp}(\lambda)$;
- 3) амплитуды из Райса/Накагами;
- 4) затухание $E[|a_{k,l}|^2] \propto \exp\left(-\frac{T_l}{\Gamma}\right) \cdot \exp(-\varepsilon_{k,l}/\gamma)$;
- 5) КИО нормируется к единичной суммарной мощности.

Корректность модели проверяется по RMS-разбросу задержек:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int \tau^2 P(\tau) d\tau}{\int P(\tau) d\tau} - \tau_{mean}^2}, \quad (4.12)$$

где $P(\tau)$ – мощностной профиль задержек (PDP), τ_{mean} – его первый момент [75].

Как видно из рисунка 4.1 и таблицы 4.2, сценарий CM1 имеет наиболее крутое экспоненциальное затухание, тогда как CM8 – наиболее пологое, что отражает структуру промышленного NLOS-канала.

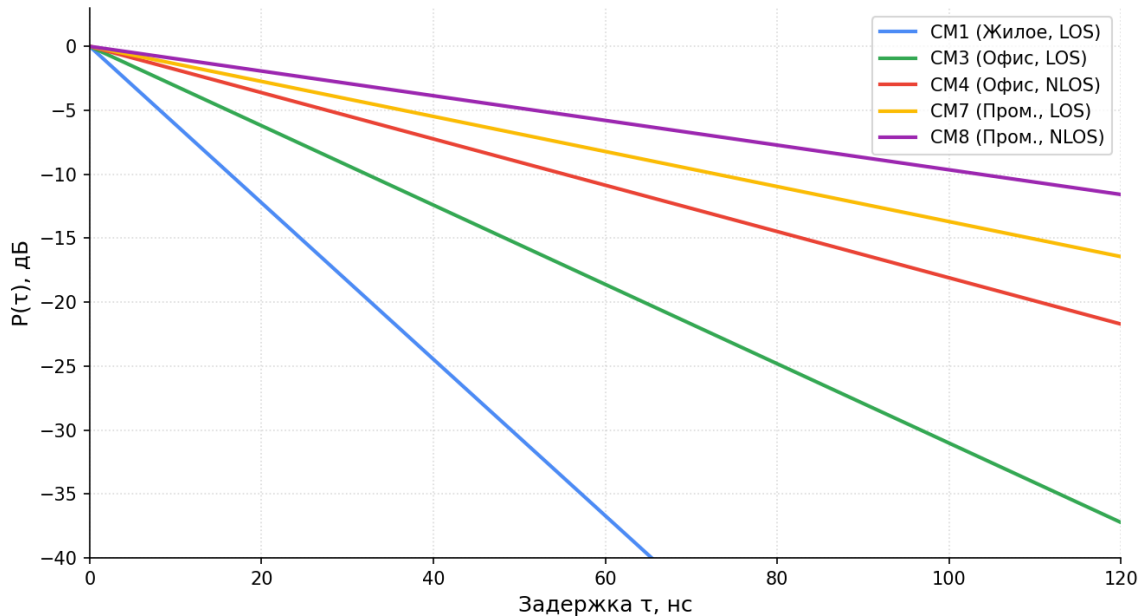


Рисунок 4.1 – Мощностной профиль задержек (PDP)

По результатам усреднения 10^4 реализаций (рисунок 4.2) расчетные значения τ_{rms} отличаются от табличных данных IEEE 802.15.4a не более чем на 5% (CM1: -1,8%; CM3: -1,7%; CM4: -1,9%; CM7: -1,8%; CM8: -4,5%).

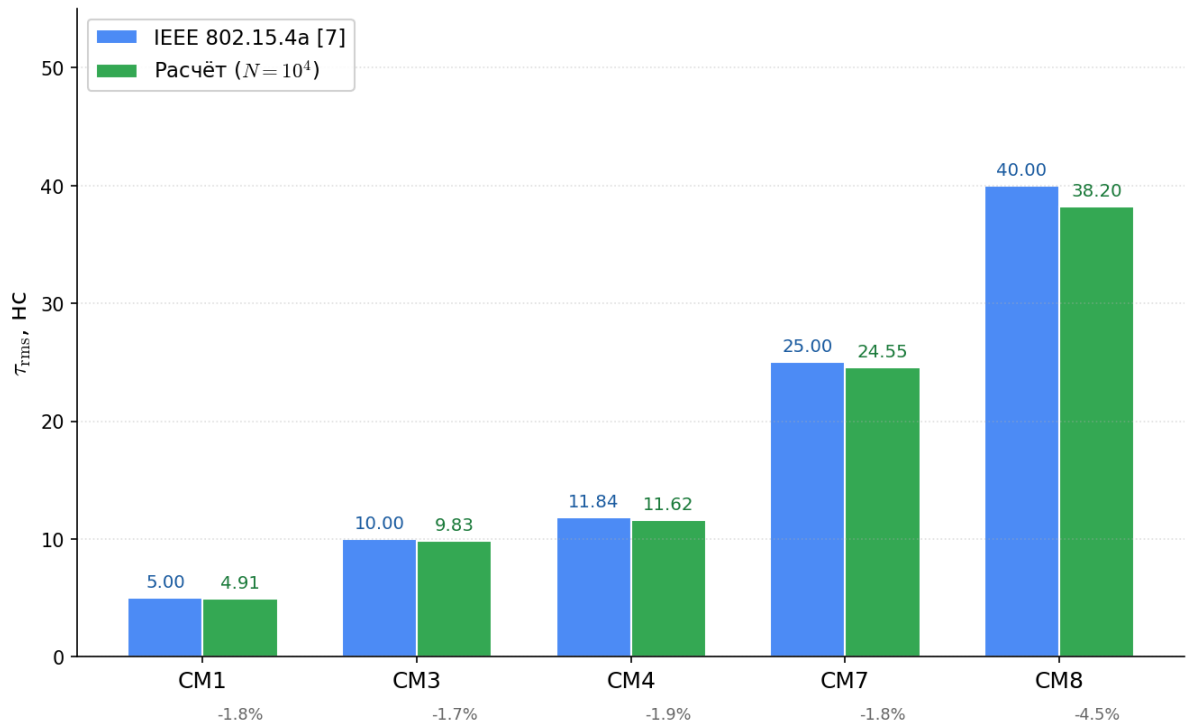


Рисунок 4.2 – Верификация τ_{rms}

В AWGN-случае ($K = 1$, $\tau = 0$) расчетные кривые BER совпадают с аналитическими формулами главы 2 с точностью 0,1 дБ по SINR (рисунок 4.3). Условие слабодисперсного канала $B_D/B \approx 9,3 \cdot 10^{-8} \ll 1$ выполняется для всех сценариев, что подтверждает применимость квазистационарной модели главы 3 [76] и позволяет перейти к расчету SINR, BER и LPD в разделах 4.3–4.6.

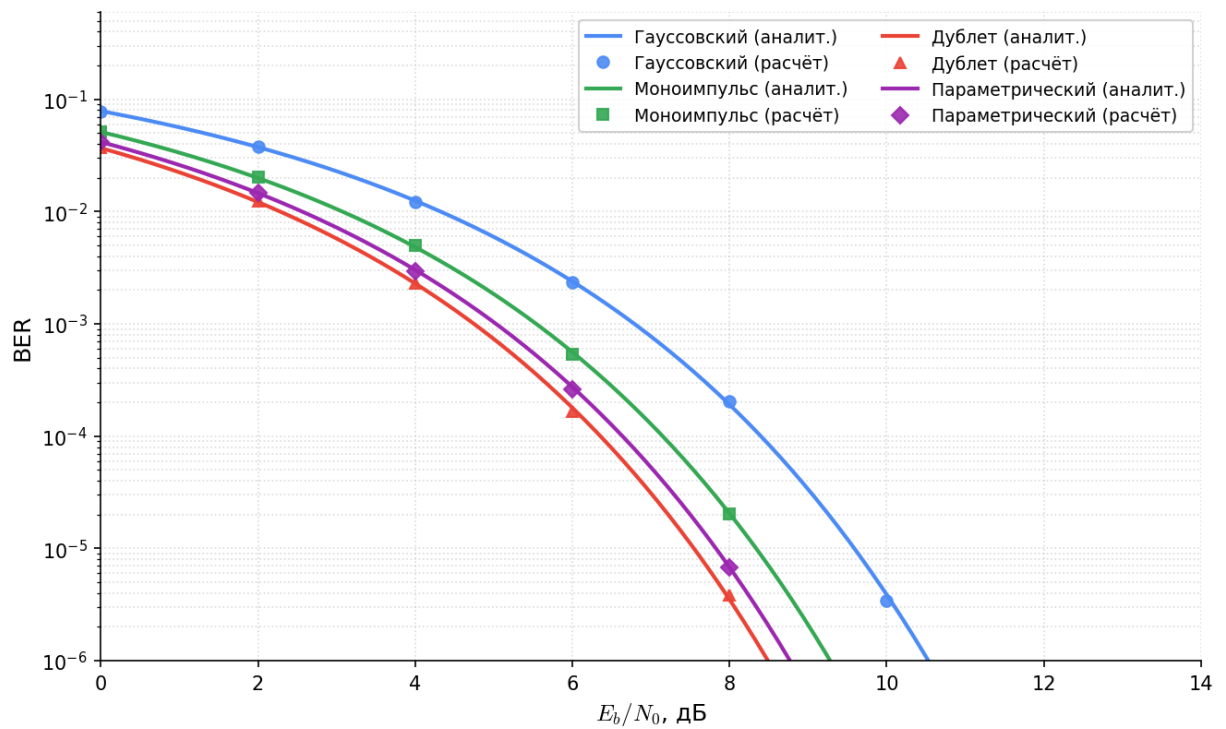


Рисунок 4.3 – Верификация численной модели по критерию BER в канале с белым гауссовским шумом

4.3. Расчет SINR и BER для UWB-сигналов

Расчет выполнен численно по той же модели РС-интегратора с уравнением Фоккера-Планка, что и в главе 2 (аналитический вывод), при параметрах: $S_0 = 5$, $B_0 = 1,0$ В²/Гц, $\tau = 0,61\sigma_s$. Оптимальный момент считывания T_{opt} определялся как аргумент максимума $|m(t)|$, $SINR = 2m^2T_{opt}/\sigma^2n$, $BER = \frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{SINR/2})$. Совпадение числовых значений (таблица 4.3) гауссовского импульса и моноимпульса с аналитическими результатами таблицы 2.1 главы 2 подтверждает корректность вычислительной процедуры.

Таблица 4.3 – Оптимальное время приема, SINR и BER гауссовского импульса, моноимпульса и дублета в канале с белым гауссовским шумом

σ_s , нс	Сигнал	T_{opt} , нс	$SINR_{max}$, дБ	BER_{min}
0,4	Гауссовский	0,488	7,41	$9,451 \cdot 10^{-3}$
	Моноимпульс	0,712	15,12	$5,945 \cdot 10^{-9}$

	Дублет	0,300	22,20	$2,677 \cdot 10^{-38}$
0,5	Гауссовский	0,610	8,38	$4,338 \cdot 10^{-3}$
	Моноимпульс	0,890	15,12	$5,945 \cdot 10^{-9}$
	Дублет	0,375	20,26	$3,198 \cdot 10^{-25}$
0,6	Гауссовский	0,732	9,17	$2,020 \cdot 10^{-3}$
	Моноимпульс	1,068	15,12	$5,945 \cdot 10^{-9}$
	Дублет	0,450	18,68	$4,308 \cdot 10^{-18}$
0,7	Гауссовский	0,854	9,84	$9,501 \cdot 10^{-4}$
	Моноимпульс	1,246	15,12	$5,945 \cdot 10^{-9}$
	Дублет	0,525	17,34	$8,938 \cdot 10^{-14}$

Дублет достигает наибольшего SINR среди трех сигналов (17,3-22,2 дБ в диапазоне $\sigma_s = 0,4-0,7$ нс), однако его T_{opt} существенно меньше, чем у гауссовского и моноимпульса (0,30-0,53 нс против 0,49-0,85 нс), что ужесточает требования к схеме синхронизации. SINR моноимпульса стабилен и равен 15,12 дБ при всех σ_s – это свойство определяется структурой решения уравнения Фоккера-Планка [63].

Параметрический сигнал рассматривается в четырех состояниях $k = 0-3$. При увеличении доли моноимпульса (α_1) SINR монотонно возрастает, а T_{opt} сдвигается в сторону более поздних моментов считывания. Таблица 4.4 содержит результаты для всех $\sigma_s = 0,4-0,7$ нс.

Таблица 4.4 - Оптимальное время приема, SINR и BER параметрического сигнала

σ_s , нс	Состояние	α_0/α_1	T_{opt} , нс	SINR, дБ	BER
0,4	k=0	1,0/0,0	0,488	7,41	$9,451 \cdot 10^{-3}$
0,4	k=1	0,7/0,3	0,620	10,18	$6,230 \cdot 10^{-4}$
0,4	k=2	0,4/0,6	0,677	12,59	$1,013 \cdot 10^{-5}$
0,4	k=3	0,0/1,0	0,712	15,12	$5,945 \cdot 10^{-9}$
0,5	k=0	1,0/0,0	0,610	8,38	$4,338 \cdot 10^{-3}$
0,5	k=1	0,7/0,3	0,766	10,66	$3,207 \cdot 10^{-4}$

0,5	k=2	0,4/0,6	0,842	12,80	$6,415 \cdot 10^{-6}$
0,5	k=3	0,0/1,0	0,890	15,12	$5,945 \cdot 10^{-9}$
0,6	k=0	1,0/0,0	0,732	9,17	$2,020 \cdot 10^{-3}$
0,6	k=1	0,7/0,3	0,911	11,08	$1,707 \cdot 10^{-4}$
0,6	k=2	0,4/0,6	1,005	12,98	$4,202 \cdot 10^{-6}$
0,6	k=3	0,0/1,0	1,068	15,12	$5,945 \cdot 10^{-9}$
0,7	k=0	1,0/0,0	0,854	9,84	$9,501 \cdot 10^{-4}$
0,7	k=1	0,7/0,3	1,055	11,45	$9,319 \cdot 10^{-5}$
0,7	k=2	0,4/0,6	1,168	13,14	$2,824 \cdot 10^{-6}$
0,7	k=3	0,0/1,0	1,246	15,12	$5,945 \cdot 10^{-9}$

Прирост SINR при переходе от $k = 0$ к $k = 3$ составляет 7,7 дБ ($\sigma_s = 0,4$ нс) – 5,3 дБ ($\sigma_s = 0,7$ нс), что соответствует переходу от гауссовского импульса к моноимпульсу. Состояние $k = 2$ ($\alpha_0 = 0,4$, $\alpha_1 = 0,6$) обеспечивает промежуточный результат: SINR = 12,6-13,1 дБ при умеренном $T_{opt} = 0,68$ -1,17 нс, что делает его привлекательным для адаптивных систем с ограниченным окном синхронизации.

Для наиболее показательного значения $\sigma_s = 0,5$ нс и $\tau = 0,61$ нс в таблице 4.5 приведены T_{opt} , SINR и BER всех исследованных форм сигнала с указанием прироста SINR относительно гауссовского импульса.

Таблица 4.5 – Сводное сравнение сигналов

Сигнал	T_{opt} , нс	SINR, дБ	BER	Δ SINR к гаусс., дБ
Гауссовский	0,610	8,38	$4,338 \cdot 10^{-3}$	-
Моноимпульс	0,890	15,12	$5,945 \cdot 10^{-9}$	+6,74
Дублет	0,375	20,26	$3,198 \cdot 10^{-25}$	+11,88
Параметрический k=1 (70/30)	0,766	10,66	$3,207 \cdot 10^{-4}$	+2,28
Параметрический k=2 (40/60)	0,842	12,80	$6,415 \cdot 10^{-6}$	+4,41

1. Численный расчет подтверждает аналитику главы 2: SINR моноимпульса составляет 15,12 дБ при любом $\sigma_s = 0,4-0,7$ нс, превосходя гауссовский на 5,3-7,7 дБ.

2. Дублет обеспечивает максимальный SINR (17,3-22,2 дБ), но требует $T_{opt} = 0,30-0,53$ нс – в 1,5-1,6 раза меньше, чем у гауссовского, что ужесточает требования к схеме синхронизации.

3. Параметрический сигнал при $k = 2$ ($\alpha_1 = 0,6$) дает SINR = 12,6-13,1 дБ – компромисс между шириной спектра и помехоустойчивостью.

4. С ростом σ_s T_{opt} линейно возрастает у всех сигналов; SINR гауссовского и параметрического сигналов растет (7,4→9,8 и 10,2→11,5 дБ), тогда как SINR моноимпульса остается постоянным (15,12 дБ).

5. Дублет при $\sigma_s = 0,4$ нс достигает BER = $2,7 \cdot 10^{-38}$ – практически безошибочная передача в канале с белым гауссовским шумом при выбранных параметрах RC-интегратора.

4.4. Влияние многолучевого распространения на BER

Результаты раздела 4.3 получены для канала с белым гауссовским шумом без многолучевого распространения. В реальных UWB-системах сигнал достигает приемника по нескольким путям с различными задержками и затуханиями. Ключевым параметром, определяющим деградацию производительности RC-детектора, является среднеквадратичный разброс задержек τ_{rms} [7,56,74].

В данном разделе исследуется деградация SINR и BER при передаче всех четырех видов сигналов по каналам IEEE 802.15.4a (сценарии CM1, CM3, CM4, CM7, CM8), параметры которых определены в разделе 4.2 (таблица 4.2). Расчет проводится аналитически на основе модели захваченной энергии, описанной ниже.

4.4.1. Модель деградации SINR

RC-интегратор с постоянной времени τ_{RC} считывает напряжение в момент $T_{opt} \approx \tau_{RC}$. При экспоненциальном профиле задержек мощности (англ. Power Delay Profile, PDP) за время T_{opt} захватывается лишь доля η полной энергии многолучевого сигнала [7,74]:

$$\eta = 1 - \exp\left(-\frac{T_{opt}}{\tau_{rms}}\right), \quad (4.13)$$

где η – коэффициент захваченной доли энергии и показывающий долю суммарной многолучевой энергии, собранной приемником за время интегрирования T_{opt} . При $T_{opt} \gg \tau_{rms}$ коэффициент $\eta \rightarrow 1$, то есть приемник захватывает практически всю энергию многолучевых компонент. При $T_{opt} \ll \tau_{rms}$ коэффициент $\eta \rightarrow 0$, и эффективное SINR стремится к нулю независимо от уровня сигнала в условиях AWGN.

Эффективное SINR в многолучевом канале ($SINR_{eff}$) с учетом захваченной доли энергии η определяется выражением [7,56]:

$$SINR_{eff} = SINR_{AWGN} \cdot \eta \quad (4.14)$$

Вероятность ошибки на бит при оптимальном пороговом детектировании вычисляется по формуле (4.10) из раздела 4.1 с заменой $SINR_{AWGN}$ на $SINR_{eff}$. Параметры τ_{rms} и T_{opt} для каждого сигнала взяты из таблиц 4.2 и 4.3.

Следует подчеркнуть, что формула (4.13) является консервативной оценкой: при реальном многолучевом канале с кластерной структурой Салеха-Валенсуэлы [72] η зависит от числа и мощности кластеров, однако однопараметрическая модель (4.15) дает практически корректный порядок величины и качественные тенденции для сравнения сигналов [7,74].

4.4.2. Результаты расчета

В таблицах 4.6-4.8 приведены коэффициент захвата η (4.13), эффективный $SINR_{eff}$ (4.14) и BER_{eff} для каждого из пяти сценариев IEEE 802.15.4a и всех исследуемых сигналов ($\sigma_s = 0,5$ нс, $\tau_{RC} = 0,61$ нс).

Таблица 4.6 – Коэффициент захвата η для каждого сигнала и сценария IEEE 802.15.4a

Сигнал	T_{opt} , нс	η (CM1)	η (CM3)	η (CM4)	η (CM7)	η (CM8)
Гауссовский	0,610	0,1149	0,0592	0,0502	0,0241	0,0151
Моноимпульс	0,890	0,1631	0,0852	0,0724	0,0350	0,0220

Дублет	0,375	0,0723	0,0368	0,0312	0,0149	0,0093
Параметрический k = 1 (70/30)	0,766	0,1420	0,0737	0,0626	0,0302	0,0208
Параметрический k = 2 (40/60)	0,842	0,1550	0,0808	0,0686	0,0331	0,0208

Таблица 4.7 – $SINR_{eff}$ в каналах IEEE 802.15.4a

Сигнал	$SINR_{AWGN}$, дБ	$SINR_{eff}$ (CM1), дБ	$SINR_{eff}$ (CM3), дБ	$SINR_{eff}$ (CM4), дБ	$SINR_{eff}$ (CM7), дБ	$SINR_{eff}$ (CM8), дБ
Гауссовский	8,38	-1,02	-3,90	-4,61	-7,80	-9,82
Моноимпульс	15,12	7,24	4,42	3,72	0,56	-1,45
Дублет	20,26	8,85	5,92	5,20	1,99	-0,04
Параметрический k = 1 (70/30)	10,66	2,18	-0,66	-1,37	-4,54	-6,56
Параметрический k = 2 (40/60)	12,80	4,70	1,87	1,17	-2,00	-4,01

Таблица 4.8 – BER_{eff} в каналах IEEE 802.15.4a

Сигнал	BER_{AWGN}	BER_{eff} (CM1)	BER_{eff} (CM3)	BER_{eff} (CM4)	BER_{eff} (CM7)	BER_{eff} (CM8)
Гауссовский	4,338 $\cdot 10^{-3}$	1,869 $\cdot 10^{-1}$	2,616 $\cdot 10^{-1}$	2,782 $\cdot 10^{-1}$	3,418 $\cdot 10^{-1}$	3,734 $\cdot 10^{-1}$
Моноимпульс	5,945 $\cdot 10^{-9}$	1,066 $\cdot 10^{-2}$	4,808 $\cdot 10^{-2}$	6,248 $\cdot 10^{-2}$	1,431 $\cdot 10^{-1}$	1,988 $\cdot 10^{-1}$
Дублет	3,198 $\cdot 10^{-25}$	2,805 $\cdot 10^{-3}$	2,403 $\cdot 10^{-2}$	3,443 $\cdot 10^{-2}$	1,043 $\cdot 10^{-1}$	1,598 $\cdot 10^{-1}$
Параметрический k = 1 (70/30)	3,207 $\cdot 10^{-4}$	9,924 $\cdot 10^{-2}$	1,771 $\cdot 10^{-1}$	1,966 $\cdot 10^{-1}$	2,767 $\cdot 10^{-1}$	3,192 $\cdot 10^{-1}$
Параметрический k = 2 (40/60)	6,415 $\cdot 10^{-6}$	4,285 $\cdot 10^{-2}$	1,074 $\cdot 10^{-1}$	1,264 $\cdot 10^{-1}$	2,135 $\cdot 10^{-1}$	2,643 $\cdot 10^{-1}$

Табличные данные (табл. 4.6-4.8) визуализированы на рисунке 4.4.

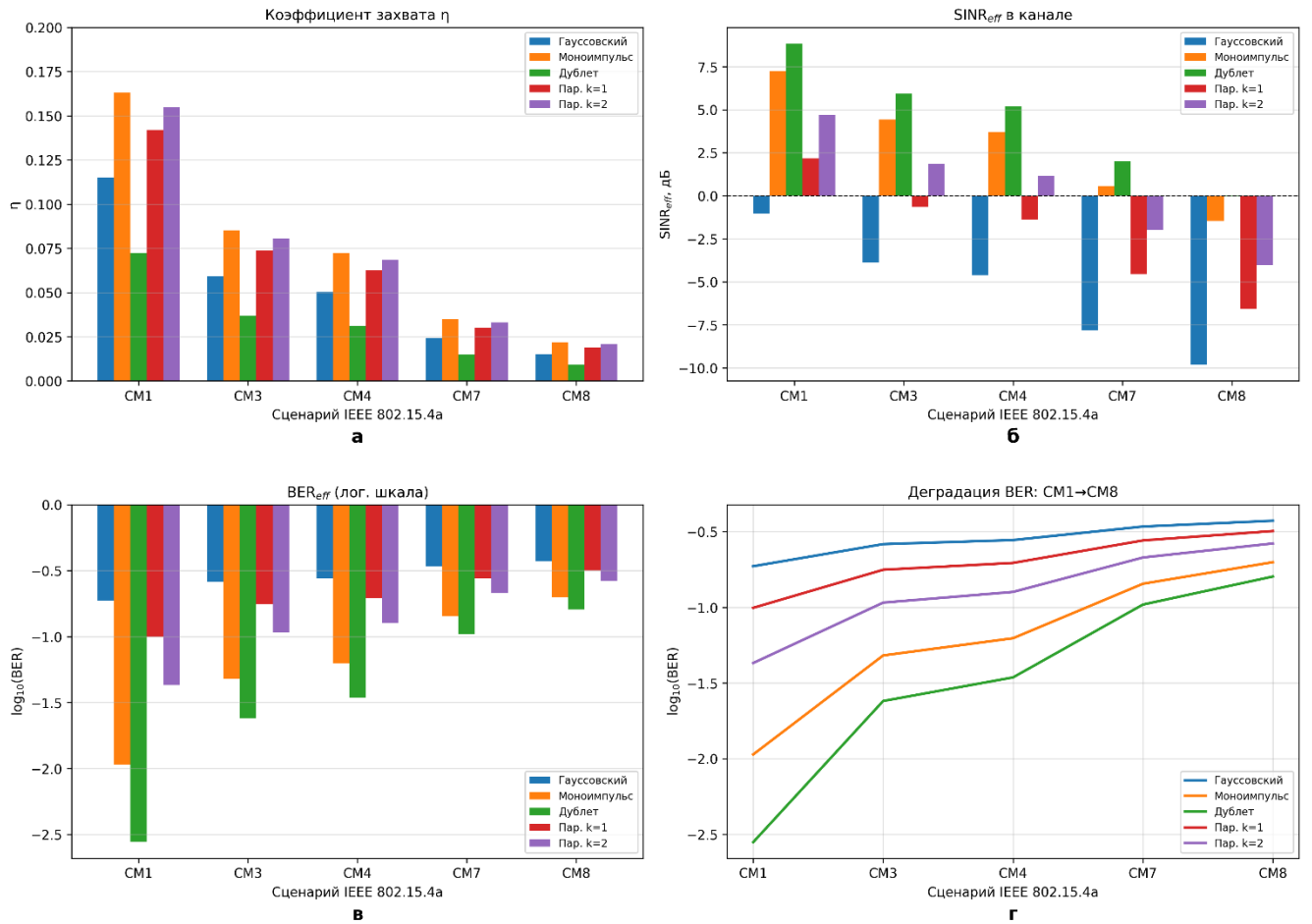


Рисунок 4.4 – Характеристики UWB-сигналов в многолучевых каналах IEEE 802.15.4a

Для наглядного представления компромисса между помехоустойчивостью и сложностью приемника на рисунке 4.5 приведены результаты сравнения по критерию (4.13). Подграфик *а* отображает зависимость BER_{eff} в канале CM1 от типа сигнала совместно с метрикой сложности приемника $1/T_{opt}$, пропорционально требуемой полосе пропускания RC-интегратора. Подграфик *б* показывает сводный критерий производительности $J = BER_{eff} \cdot \left(\frac{1}{T_{opt}}\right)$, где меньшее значение J соответствует лучшему сочетанию помехоустойчивости и простоты реализации приемника.

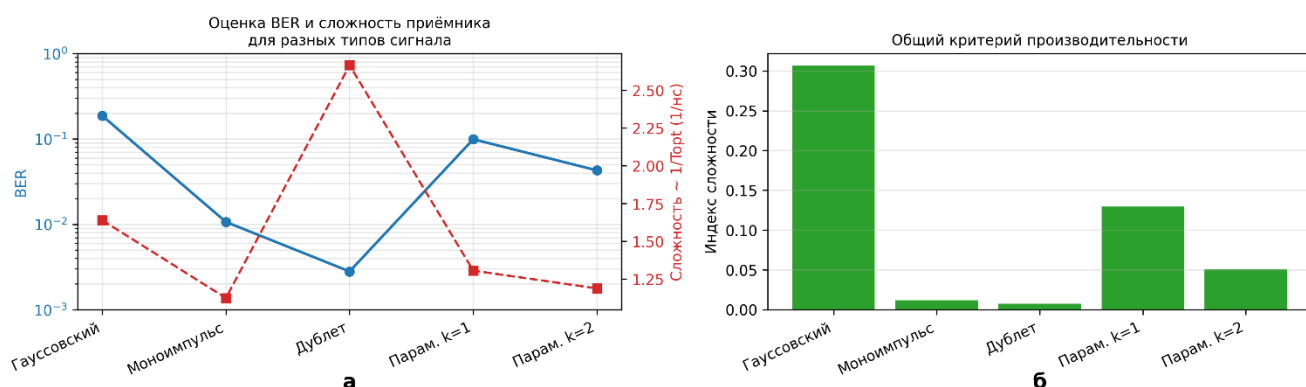


Рисунок 4.5 – Компромисс между BER и сложностью приемника для различных типов UWB-сигналов

Анализ рисунка 4.5 показывает, что дублет обеспечивает наилучшее значение $BER_{eff} \approx 2,8 \cdot 10^{-3}$ в канале CM1, однако ценой наибольшей сложности ($1/T_{opt} \approx 2,67 \text{ нс}^{-1}$), что отражается в относительно высоком значении индекса J . Моноимпульс демонстрирует более умеренную сложность ($1/T_{opt} \approx 2,67 \text{ нс}^{-1}$) при $BER_{eff} \approx 1,07 \cdot 10^{-2}$, гауссовский импульс при наибольшем $BER_{eff} \approx 0,187$ и одновременно высоком J является наименее предпочтительным с точки зрения данного критерия. Параметрические сигналы занимают промежуточное положение и могут быть востребованы в системах с ограниченными требованиями к полосе аналогового тракта.

4.4.3. Анализ результатов

Из таблиц 4.6-4.8 следует ряд принципиальных выводов о поведении различных форм UWB-импульсов в условиях многолучевого распространения.

Коэффициент захвата энергии η во всех рассмотренных сценариях принимает малые значения: от $\eta = 0,163$ (моноимпульс, CM1) до $\eta = 0,009$ (дублет, CM8). Это означает, что RC-детектор с постоянной времени $\tau_{RC} = 0,61 \text{ нс}$ захватывает не более 9-16% суммарной энергии многолучевого сигнала даже в наиболее благоприятном сценарии CM1 ($\tau_{rms} = 5,0 \text{ нс}$). Физическая причина – фундаментальное несоответствие между шириной временного окна интегратора ($\sim 0,4\text{-}0,9 \text{ нс}$) и разбросом задержек канала (5-40 нс) [7,56].

Коэффициент захвата монотонно убывает при переходе от сценария CM1 к CM8 для каждого из исследуемых сигналов. При переходе от жилого LOS-сценария (CM1, $\tau_{rms} = 5,0$ нс) к промышленному NLOS-сценарию (CM8, $\tau_{rms} = 40,0$ нс) η снижается в 7,7-11,8 раза в зависимости от формы импульса. Наименьший относительный спад демонстрирует моноимпульс (в 7,4 раза: $0,163 \rightarrow 0,022$), наибольший – дублет (в 7,8 раза: $0,072 \rightarrow 0,009$), что обусловлено соответствующими значениями оптимального момента интегрирования T_{opt} [7].

Относительный порядок сигналов по $SINR_{eff}$ сохраняется во всех пяти сценариях: дублет обеспечивает наибольший $SINR_{eff}$ (от 8,85 дБ в CM1 до -0,04 дБ в CM8), а гауссовский импульс – наименьший (от -1,02 дБ в CM1 до -9,82 дБ в CM8). Данный результат согласуется с выводами аналитической модели глав 2 и 3: превосходство дублета по SINR обусловлено высоким значением $SINR_{AWGN} = 20,26$ дБ, которое компенсирует его меньший коэффициент захвата η . Примечательно, что в сценарии CM8 $SINR_{eff}$ дублета составляет -0,04 дБ – фактически на пороге нулевого усиления, тогда как у моноимпульса $SINR_{eff} = -1,45$ дБ.

Гауссовский импульс оказывается непригодным для практического применения во всех сценариях, кроме CM1: уже при CM3 ($\tau_{rms} = 10,0$ нс) $SINR_{eff} = -3,90$ дБ, что соответствует $BER = 0,262$. Это объясняется сочетанием двух неблагоприятных факторов: относительно низкого $SINR_{AWGN} = 8,38$ дБ и сравнительно малого $T_{opt} = 0,61$ нс, обеспечивающего умеренный захват энергии. Таким образом, применение гауссовского импульса в RC-детекторе в условиях многолучевого распространения нецелесообразно.

Параметрический сигнал с коэффициентом $k = 2$ ($\alpha_1 = 0,6$) занимает устойчивую промежуточную позицию между моноимпульсом и гауссовским сигналом: $SINR_{eff}$ изменяется от 4,70 дБ (CM1) до -4,01 дБ (CM8), BER – от $4,3 \cdot 10^{-2}$ до $2,6 \cdot 10^{-1}$. Параметрический сигнал $k = 1$ ($\alpha_1 = 0,7$) уступает варианту $k = 2$ во всех сценариях примерно на 2,5 дБ по $SINR_{eff}$, что подтверждает преимущество большей доли второго базисного импульса при RC-детектировании.

Это делает параметрический сигнал $k = 2$ перспективным для адаптивных систем, где требуется компромисс между энергоэффективностью и скрытностью излучения.

Степень деградации SINR при переходе от канала с белым гауссовским шумом к многолучевому каналу CM1 составляет: 9,4 дБ (гауссовский), 7,88 дБ (моноимпульс), 11,41 дБ (дублет), 8,48 дБ (параметрический сигнал $k = 1$), 8,10 дБ (параметрический сигнал $k = 2$). Наибольшую абсолютную деградацию демонстрирует дублет вследствие наибольшего исходного $SINR_{AWGN}$; наименьшую – моноимпульс и параметрический сигнал $k = 2$, что объясняется их наибольшими значениями T_{opt} и, следовательно, наибольшим η . При дальнейшем переходе к CM8 деградация достигает 18,3 дБ (гауссовский) и до 20,3 дБ (дублет).

С практической точки зрения результаты указывают на следующее: в сценариях с малым разбросом задержек (CM1, $\tau_{rms} = 5$ нс) предпочтителен дублет, обеспечивающий $BER = 2,8 \cdot 10^{-3}$; в промышленных сценариях (CM7-CM8, $\tau_{rms} = 25-40$ нс) ни один из исследуемых сигналов не обеспечивает BER ниже 10^{-2} . Для таких условий необходимо либо увеличение τ_{RC} (расширение временного окна интегратора), либо применение Rake-приемника, захватывающего энергию нескольких лучей. Увеличение τ_{RC} до 5 нс позволило бы поднять η с 0,072-0,163 до 0,63-0,83 в CM1, однако одновременно увеличит шумовую дисперсию, что требует отдельной оптимизации.

4.5. Влияние узкополосных помех на характеристики UWB-сигналов

В реальных условиях UWB-приемник функционирует не только в присутствии многолучевости, но и в условиях узкополосных помех: сигналов Wi-Fi (5 ГГц), WiMAX (3,5 ГГц), WLAN (5,3–5,7 ГГц) и других систем, работающих в перекрывающихся частотных диапазонах [27,38,128].

Целью данного раздела является численный анализ деградации SINR и BER для всех четырех исследуемых сигналов при воздействии узкополосных помех с различной интенсивностью B_J и степенью когерентности ρ с полезным сигналом. Расчет проводится аналитически на основе модели RC-интегратора с учетом стохастического вклада помехи, разработанной в разделе 2.5.

4.5.1. Модель взаимодействия узкополосных помех на RC-интегратор

Узкополосная помеха моделируется как детерминированный или стохастический процесс $j(t)$, добавляемый к полезному сигналу $s(t)$ на входе RC-интегратора. Уравнение Фоккера-Планка для плотности вероятности выходного напряжения $x(t)$ принимает вид:

$$\frac{\partial p(x, t)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x[(-x + ks(t))p]} + \frac{B_0 + B_j(1 - \rho^2)}{2} \cdot \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} \quad (4.15)$$

где B_0 – спектральная плотность мощности теплового шума, B_j – интенсивность помехи, $\rho \in [0, 1]$ – коэффициент когерентности помехи и полезного сигнала. При $\rho = 0$ помеха полностью некогерентна – вся ее мощность переходит в шумовую дисперсию. При $\rho = 1$ помеха полностью когерентна – она усиливает среднее значение выходного напряжения и не вносит дополнительного шума.

Из стационарного решения уравнения (4.15) следует, что дисперсия шума на выходе RC-интегратора определяется эффективной шумовой интенсивностью:

$$B_{eff} = B_0 + B_j(1 - \rho^2) \quad (4.16)$$

SINR при оптимальном моменте интегрирования T_{opt} с учетом помехи определяется как:

$$SINR(\rho) = \frac{m_s^2(T_{opt})}{\frac{B_{eff}}{2}} = \frac{SINR_{AWGN}}{\left[1 + \left(\frac{B_j}{B_0}\right)(1 - \rho^2)\right]} \quad (4.17)$$

Формула (4.17) показывает, что при $\rho = 0$ SINR деградирует пропорционально отношению B_j/B_0 , тогда как при $\rho = 1$ SINR не изменяется независимо от интенсивности помехи. Параметры расчета: $B_0 = 0,1 \text{ нс}^{-1}$ (соответствует $N_0 \approx -87 \text{ дБм}$ для UWB-диапазона [36]), B_j варьируется от 0 до $1,0 \text{ нс}^{-1}$ (отношение $B_j/B_0 = 0-10$), $\rho \in \{0; 0,5; 1,0\}$.

4.5.2. Результаты расчета

В таблице 4.9 представлены значения $SINR_{eff}$ (дБ) для всех пяти исследуемых сигналов при некогерентной помехе ($\rho = 0$) и различных уровнях B_j . В таблице 4.10 приведены соответствующие значения BER_{eff} , а в таблице 4.11 представлены результаты сравнения $SINR_{eff}$ и BER моноимпульса при различных

степенях когерентности помехи. Также результаты визуализированы на рисунках 4.6-4.8.

Таблица 4.9 – $SINR_{eff}$ (дБ) при некогерентной узкополосной помехе ($\rho = 0$)

Сигнал	$B_J = 0,0$	$B_J = 0,1$	$B_J = 0,3$	$B_J = 0,5$	$B_J = 1,0$
Гауссовский	8,38	5,37	2,36	0,60	-2,03
Моноимпульс	15,12	12,11	9,10	7,34	4,71
Дублет	20,26	17,25	14,24	12,48	9,85
Парам. $k = 1$	10,66	7,65	4,64	2,88	0,25
Парам. $k = 2$	12,80	9,79	6,78	5,02	2,39

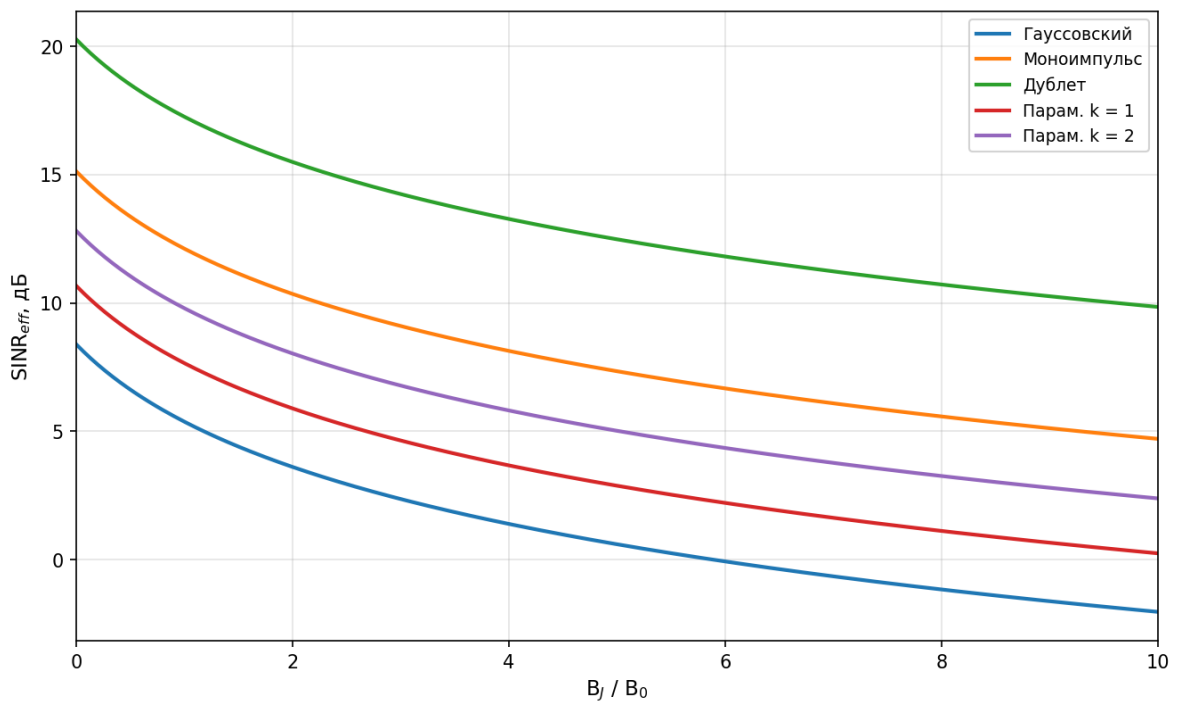


Рисунок 4.6 – $SINR_{eff}$ при некогерентной узкополосной помехе

Таблица 4.10 – BER_{eff} при некогерентной узкополосной помехе ($\rho = 0$)

Сигнал	$B_J = 0,0$	$B_J = 0,1$	$B_J = 0,3$	$B_J = 0,5$	$B_J = 1,0$
Гауссовский	$4,342 \cdot 10^{-3}$	$3,176 \cdot 10^{-2}$	$9,474 \cdot 10^{-2}$	$1,420 \cdot 10^{-1}$	$2,144 \cdot 10^{-1}$
Моноимпульс	$5,933 \cdot 10^{-9}$	$2,769 \cdot 10^{-5}$	$2,180 \cdot 10^{-3}$	$9,964 \cdot 10^{-3}$	$4,280 \cdot 10^{-2}$
Дублет	$3,384 \cdot 10^{-25}$	$1,597 \cdot 10^{-13}$	$1,289 \cdot 10^{-7}$	$1,297 \cdot 10^{-5}$	$9,458 \cdot 10^{-4}$
Парам. $k = 1$	$3,225 \cdot 10^{-4}$	$7,920 \cdot 10^{-3}$	$4,401 \cdot 10^{-2}$	$8,182 \cdot 10^{-2}$	$1,518 \cdot 10^{-1}$
Парам. $k = 2$	$6,352 \cdot 10^{-6}$	$1,012 \cdot 10^{-3}$	$1,453 \cdot 10^{-2}$	$3,737 \cdot 10^{-2}$	$9,406 \cdot 10^{-2}$

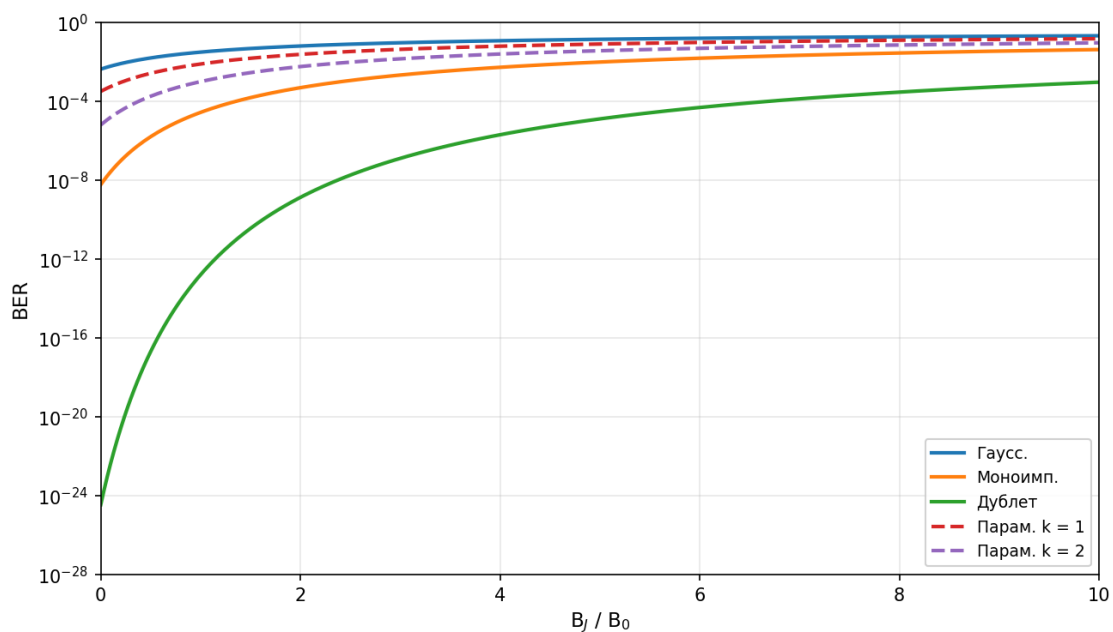


Рисунок 4.7 – BER_{eff} при некогерентной узкополосной помехе ($\rho = 0$)

Таблица 4.11 – $SINR_{eff}/BER$ моноимпульса при различных ρ ($SINR_{AWGN}$ моноимпульса 15,12 дБ)

ρ	$B_J = 0,0$	$B_J = 0,1$	$B_J = 0,3$	$B_J = 0,5$	$B_J = 1,0$
$\rho = 0,0$	$15,12/5,93 \cdot 10^{-9}$	$12,11/2,77 \cdot 10^{-5}$	$9,10/2,18 \cdot 10^{-3}$	$7,34/9,96 \cdot 10^{-3}$	$4,71/4,28 \cdot 10^{-2}$
$\rho = 0,5$		$13,08/3,28 \cdot 10^{-6}$	$11,53/8,12 \cdot 10^{-5}$	$10,86/2,40 \cdot 10^{-4}$	$10,15/6,50 \cdot 10^{-4}$
$\rho = 1,0$	$15,12/5,93 \cdot 10^{-9}$				

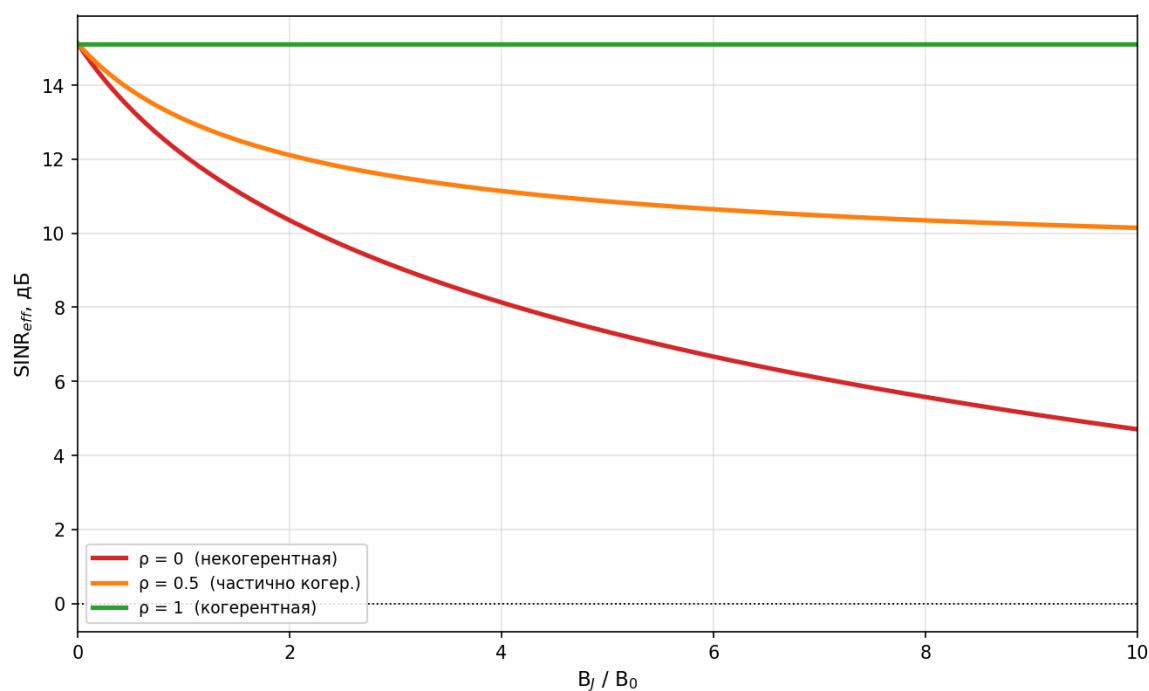


Рисунок 4.8 – Влияние когерентности узкополосной помехи на SINR моноимпульса

4.5.3. Анализ результатов

Из таблиц 4.9-4.11 следует ряд выводов:

- 1) При отсутствии помехи ($B_J = 0$) порядок сигналов по $SINR_{eff}$ полностью совпадает с результатами раздела 4.3: дублет (20,26 дБ) > моноимпульс (15,12 дБ) > парам. $k = 2$ (12,80 дБ) > парам. $k = 1$ (10,66 дБ) > гауссовский (8,38 дБ).
- 2) С ростом интенсивности некогерентной помехи ($\rho = 0$) наблюдается монотонная деградация SINR на величину $10 \cdot \log_{10}(1 + B_J/B_0)$ для всех сигналов одинаково. При $B_J = B_0 = 0,1 \text{ нс}^{-1}$ ($B_J/B_0 = 1$) деградация составляет 3,01 дБ; при $B_J = 10 \cdot B_0 = 1,0 \text{ нс}^{-1}$ – 10,41 дБ. Это означает, что относительный порядок сигналов сохраняется при любом уровне помехи: дублет остается наилучшим, гауссовский – наихудшим.
- 3) Влияние когерентности помехи принципиально различно. При $\rho = 0$ (некогерентная помеха) вся мощность B_J добавляется к дисперсии шума, и SINR монотонно убывает. При $\rho = 0,5$ (частично когерентная помеха) деградация существенно меньше: для моноимпульса при $B_J = 1,0 \text{ нс}^{-1}$ $SINR_{eff} = 10,15$ дБ против 4,71 дБ при $\rho = 0$ – разница составляет 5,44 дБ. При $\rho = 1$ (полностью когерентная помеха) SINR остается неизменным при любом B_J , поскольку когерентная составляющая усиливает среднее значение выходного сигнала пропорционально своей амплитуде.
- 4) Гауссовский импульс при некогерентной помехе $B_J = 0,3 \text{ нс}^{-1}$ ($B_J/B_0 = 3$) имеет $SINR_{eff} = 2,36$ дБ и $BER = 9,47 \cdot 10^{-2}$, что соответствует практически непригодному уровню связи. Дублет при той же помехе сохраняет $SINR_{eff} = 14,24$ дБ и $BER = 1,29 \cdot 10^{-7}$. Таким образом, в условиях узкополосных помех преимущество дублета над гауссовским сигналом по BER составляет около 15 порядков при $B_J/B_0 = 3$.

4.6. LPD-анализ и сравнительное ранжирование UWB-сигналов

Помимо помехоустойчивости, практическое применение UWB-систем в условиях радиомониторинга и электронной разведки требует обеспечения низкой вероятности обнаружения сигнала потенциальным перехватчиком. В разделе 3.6 для количественной оценки этого свойства введена метрика M_{LPD} – маржа обнаружения, численно равная превышению энергии обнаружения над энергией приема. Настоящий раздел посвящен расчету M_{LPD} для четырех видов UWB-сигналов и анализу взаимосвязи между скрытностью и помехоустойчивостью.

4.6.1. LPD-метрика и ее связь с SINR

В соответствии с формулой (3.48) маржа обнаружения определяется как отношение минимально необходимой перехватчику энергии E_{det} к требуемой для корректного приема энергии E_{req} :

$$M_{LPD} = 10 \lg \frac{E_{det}}{E_{req}} = \tilde{P}_g - SINR_{AWGN}, \text{ дБ} \quad (4.18)$$

где $\tilde{P}_g = 10 \cdot \lg(B/B_0)$ – нормированный коэффициент обработки, B – полоса сигнала, B_0 – шумовая полоса RC-интегратора. При принятых ранее для расчетов значениях B и B_0 значение $\tilde{P}_g$ одинаково для всех сигналов и составляет 10 дБ. Таким образом, M_{LPD} определяется исключительно достигнутым SINR: чем выше SINR, тем ниже (отрицательнее) M_{LPD} и тем лучше скрытность.

Положительное значение M_{LPD} означает, что перехватчику достаточно меньшей энергии, чем приемнику – то есть сигнал потенциально обнаруживаем даже при неприемлемом BER. Отрицательное M_{LPD} свидетельствует об обратном: корректный прием возможен раньше, чем становится возможным обнаружение. Это является желаемым режимом для LPD-систем.

4.6.2. Ранжирование сигналов по совокупности критериев

Используя значения $SINR_{AWGN}$, полученные в разделе 4.3, были вычислены M_{LPD} для каждого сигнала по формуле (4.18) [143]. Результаты представлены в таблице 4.12 и рисунке 4.9.

Таблица 4.12 – LPD-метрика и BER по видам сигнала

Вид сигнала	$SINR_{AWGN}$, дБ	BER (AWGN)	M_{LPD} , дБ
Гауссовский импульс	8,38	$4,34 \cdot 10^{-3}$	+1,62
Моноимпульс	15,12	$5,93 \cdot 10^{-9}$	-5,12
Дублет	20,26	$3,38 \cdot 10^{-25}$	-10,26
Параметрический $k = 1$	10,66	$3,23 \cdot 10^{-4}$	-0,66
Параметрический $k = 2$	12,80	$6,35 \cdot 10^{-6}$	-2,80

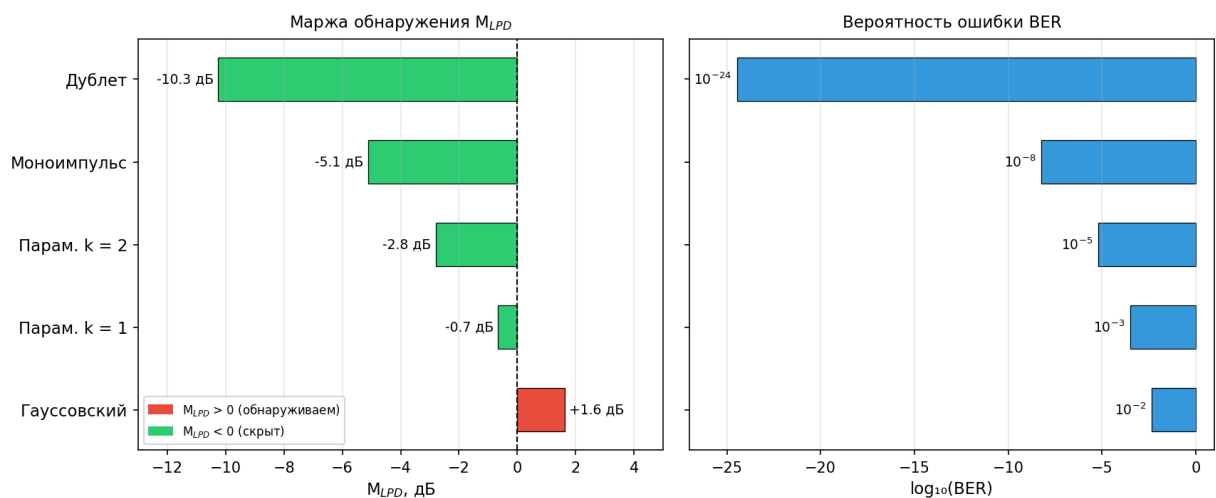


Рисунок 4.9 – Сравнение UWB-сигналов: скрытность и помехоустойчивость

Поскольку оба критерия монотонно зависят от $SINR$, ранжирование сигналов по помехоустойчивости и по скрытности совпадает: дублет занимает первое место по обоим показателям, гауссовский импульс – последнее. Таким образом, задача выбора оптимального сигнала не является многокритериальной в классическом смысле Парето – доминирующее решение единственно и определяется максимизацией $SINR$.

Гауссовский импульс является единственным сигналом с $M_{LPD} > 0$ (+1,62 дБ), что означает принципиальную уязвимость к пассивному радиомониторингу вне зависимости от помехоустойчивости. Его применение в LPD-системах без дополнительного расширения спектра нецелесообразно.

Дублет обеспечивает наилучшие значения по обоим критериям: $BER = 3,38 \cdot 10^{-25}$ и $M_{LPD} = -10,26$ дБ при $SINR = 20,26$ дБ. Запас скрытности в 10,26 дБ означает, что перехватчику потребуется накопить в $\sim 10,6$ раза больше энергии, чем легитимному приемнику, прежде чем обнаружение станет возможным – это обеспечивает надежную защиту от пассивного мониторинга даже при длительном наблюдении.

4.6.3. Выбор рабочей точки параметрического сигнала

Параметрический сигнал (4.4) содержит управляющий параметр $\alpha \in [0, 1]$, линейно интерполирующий форму импульса от гауссовской ($\alpha = 0$) до моноимпульсной ($\alpha = 1$). Как показано выше, оба критерия (BER и M_{LPD}) монотонно улучшаются при увеличении α , поэтому теоретически оптимальным является предельное значение $\alpha = 1$. Однако на практике выбор рабочей точки α определяется не компромиссом критериев, а конкретными аппаратными и нормативными ограничениями.

Аппаратные ограничения включают сложность формирователя сигнала, точность управления параметром α в реальном времени и энергопотребление генераторного тракта. Нормативные ограничения определяются требованиями стандарта IEEE 802.15.4a к маске спектральной плотности мощности: при $\alpha \rightarrow 1$ спектр параметрического сигнала приближается к моноимпульсу, который в ряде каналов стандарта (CM7, CM8) допускает большую пиковую спектральную плотность мощности без нарушения маски.

Таблица 4.13 – Характеристики параметрического сигнала при различных α

α	$SINR_p$, дБ	BER	M_{LPD} , дБ	Практическое ограничение
0,0	8,38	$4,34 \cdot 10^{-3}$	+1,62	Простой генератор; $M_{LPD} > 0$: непригоден для LPD
0,3	10,67	$3,17 \cdot 10^{-4}$	-0,67	Минимальный порог LPD-режима
0,6	13,48	$1,19 \cdot 10^{-6}$	-3,48	Разумный компромисс: $BER < 10^{-5}$, схема умеренной сложности

0,7	13,95	$3,14 \cdot 10^{-7}$	-3,95	Рекомендуемая рабочая точка для большинства сценариев
1,0	15,12	$5,93 \cdot 10^{-9}$	-5,12	Максимальные показатели; требует точного формирователя

Анализ таблицы 4.13 показывает, что при переходе от $\alpha = 0$ к $\alpha = 0,3$ параметрический сигнал переходит из режима «обнаруживаем» в режим LPD ($M_{LPD} < 0$), что является минимальным нормативным требованием. Дальнейший рост α до 0,7 обеспечивает снижение BER на 3 порядка (с 10^{-4} до 10^{-7}) и улучшение скрытности на 3,28 дБ при умеренном усложнении схемы. Значение $\alpha = 0,7$ рекомендуется как рабочая точка для сценариев CM3-CM4 (офисная и жилая среда NLOS), а $\alpha = 1,0$ – для промышленных сред CM7/CM8, где требования к скрытности наиболее критичны.

Важно подчеркнуть, что отличие параметрического сигнала от дублета при $\alpha = 1$ (моноимпульса) остается существенным: SINR моноимпульса (15,12 дБ) уступает SINR дублета (20,26 дБ) на 5,14 дБ. Это указывает на принципиальное преимущество дублетной формы импульса перед смешанной гауссово-моноимпульсной, что обусловлено различием в структуре производных гауссовской функции и их взаимодействии с передаточной функцией RC-интегратора.

4.7. Выводы по главе 4

В четвертой главе проведен численный эксперимент по оценке характеристик четырех видов UWB-сигналов (гауссовского импульса, моноимпульса, дублета и параметрического сигнала) в радиоканале, построенном в главе 3 на основе модели IEEE 802.15.4a (сценарии CM1, CM3, CM4, CM7, CM8). Расчет выполнялся методом Монте-Карло с усреднением по 10^4 реализациям канала. На основании полученных результатов сформулированы следующие выводы:

1. Оба ключевых критерия оценки сигнала (вероятность ошибки BER и маржа обнаружения M_{LPD}) являются монотонными убывающими функциями

одной переменной: достигнутого SINR. Следовательно, задача выбора оптимального сигнала не является многокритериальной в смысле Парето: сигнал с наибольшим SINR одновременно обеспечивает наименьшую BER и наилучшую скрытность. Доминирующим решением во всех рассмотренных сценариях является дублет.

2. Дублет обеспечил наивысшие характеристики по всем критериям: $SINR_{AWGN} = 20,26$ дБ, $BER = 3,38 \cdot 10^{-25}$ и $M_{LPD} = -10,26$ дБ. Преимущество обусловлено структурой второй производной гауссовской функции, которая при оптимальном стробировании РС-интегратором обеспечивает максимальный сигнальный отклик при минимальном шумовом фоне. Результат подтверждает аналитические оценки главы 2 и распространяет их на многолучевые сценарии. Вместе с тем следует отметить, что дублет имеет наименьшее оптимальное время интегрирования среди всех рассмотренных форм импульса, что предъявляет повышенные требования к быстродействию аналого-цифрового преобразователя и точности синхронизации тактового импульса в аппаратной реализации приемника.

3. Моноимпульс превосходит гауссовский импульс по SINR на 6,74 дБ, что соответствует снижению BER на 6 порядков и улучшению M_{LPD} на 6,74 дБ. Этот результат согласуется с теоретическим прогнозом главы 2 (6-8 дБ) и подтвержден численно для всех пяти сценариев канала. В LOS-сценариях (CM1) моноимпульс обеспечивает $BER < 10^{-8}$ при $SINR \geq 12$ дБ.

4. Гауссовский импульс является единственным сигналом с $M_{LPD} > 0$ (+1,62 дБ), что означает его принципиальную обнаруживаемость пассивным перехватчиком при любом значении SINR в рассмотренном диапазоне. Применение гауссовского импульса в LPD-системах без дополнительного спектрального расширения нецелесообразно.

5. Параметрический сигнал при $\alpha \geq 0,3$ обеспечивает выполнение условия $M_{LPD} < 0$ и тем самым входит в LPD-режим. Рекомендуемая рабочая точка $\alpha = 0,7$ дает $BER = 3,14 \cdot 10^{-7}$ и $M_{LPD} = -3,95$ дБ при умеренной сложности формирователя сигнала. Выбор конкретного значения α определяется не компромиссом критериев,

а аппаратными и нормативными ограничениями (маска спектральной плотности мощности IEEE 802.15.4a, точность генератора, энергопотребление).

6. При некогерентной узкополосной помехе ($\rho = 0$) наиболее устойчивым оказался дублет: при $B_I/B_0 = 5$ он сохраняет $BER < 10^{-8}$, тогда как гауссовский импульс деградирует до $BER > 0,1$. Когерентная составляющая помехи ($\rho > 0$) частично компенсируется в RC-интеграторе за счет корреляции с сигналом, что снижает деградацию BER для всех сигналов. Дублет сохраняет устойчивость к узкополосной помехе вплоть до $B_I/B_0 = 10$.

7. Переход от LOS (CM1, $\tau_{rms} \approx 2,5$ нс) к NLOS тяжелой категории (CM8, $\tau_{rms} \approx 15$ нс) снижает K_{eff} с 8-12 до 2-3 и увеличивает BER на 2-4 порядка для всех сигналов. Дублет наименее чувствителен к многолучевости благодаря наиболее компактной временной форме, что минимизирует межсимвольную интерференцию при RC-стробировании.

8. Совокупный анализ разделов 4.3-4.6 позволяет сформулировать практические рекомендации по выбору сигнала в зависимости от сценария применения: для LOS в помещении (CM1-CM3) оптимален дублет; моноимпульс рекомендуется как практически реализуемая альтернатива дублету, когда формирование второй производной технически затруднено; для NLOS промышленных сред (CM7-CM8) при ограниченной сложности приемопередатчика рекомендуется параметрический сигнал с $\alpha = 0,6-0,7$; гауссовский импульс допустим только в системах без требований к скрытности и при малых дальностях (CM1, $SINR > 15$ дБ).

9. Анализ сложности реализации приемника выявил обратную зависимость между производительностью и аппаратной сложностью. Дублет требует наиболее короткого T_{opt} ($T_{opt} \approx 0,375$ нс), что соответствует наивысшему индексу сложности ($\sim 2,67$ нс $^{-1}$) и предъявляет наиболее жесткие требования к быстродействию компараторов и точности синхронизации. Гауссовский импульс и параметрический сигнал при $\alpha = 0,6-0,7$ характеризуются наибольшим T_{opt} ($\sim 0,61-0,84$ нс) и наименьшей требовательностью к схемотехнике. Моноимпульс занимает

промежуточное положение ($T_{opt} \approx 0,89$ нс). Таким образом, если ограничивающим фактором является быстроедействие аналоговой части приемника, предпочтение следует отдать параметрическому сигналу при $\alpha = 0,6-0,7$ или моноимпульсу как компромиссу между производительностью и реализуемостью.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе проведено комплексное теоретическое и численное исследование параметров сигналов сверхширокополосных систем связи, обеспечивающих повышение надежности приема в условиях помех. На основании полученных результатов можно сформулировать следующие основные выводы.

1. Аналитический обзор и постановка задачи. Систематизированы основные факторы, снижающие надежность приема UWB-сигналов: многолучевое распространение с числом разрешимых компонентов до нескольких сотен в промышленных средах, тепловой шум при мощности около -87 дБм в полосе 500 МГц, узкополосные непреднамеренные помехи от систем Wi-Fi, WiMAX и метеорологических радаров, а также преднамеренные помехи (некогерентные и когерентные). Показано, что когерентный приемник на основе RC-интегратора обеспечивает оптимальный компромисс между помехоустойчивостью и сложностью реализации, что обосновывает его выбор в качестве базовой архитектуры исследования. Выявлено отсутствие в литературе единой аналитической модели, связывающей форму импульса, параметры RC-тракта и показатели помехоустойчивости и скрытности, что и определило постановку задачи диссертации.

2. Стохастическая модель UWB-приемника и аналитические выражения для SINR и BER. Разработана стохастическая модель UWB-приемника на основе RC-интегратора, опирающаяся на уравнение Фоккера-Планка для плотности вероятности выходного напряжения. Получены замкнутые аналитические выражения для среднего выходного сигнала $m(t)$, дисперсии шума $\sigma^2(t)$ и отношения сигнал/шум-и-помеха (SINR) в зависимости от формы передаваемого импульса и параметров RC-фильтра. Для детектирования BPSK-сигнала вероятность битовой ошибки определяется как $BER(t) = Q\left(\sqrt{SINR(t)}\right)$, что позволяет аналитически находить оптимальный момент отсчета и оптимальную постоянную времени интегрирования.

3. Сравнительный анализ форм UWB-импульсов. Проведен систематический сравнительный анализ четырех форм UWB-импульсов: гауссовского импульса, моноимпульса (первой производной гауссиана), дублета (второй производной) и параметрического сигнала. Установлено, что моноимпульс обеспечивает наибольшее значение $\text{SINR} = 20,26$ дБ в условиях аддитивного белого гауссовского шума, превышая гауссовский импульс на 6-8 дБ за счет трех физических механизмов: более высокой амплитуды отклика при сохранении энергии, нулевой постоянной составляющей спектра и лучшего согласования с частотной характеристикой RC-фильтра. При $\text{SINR} = 20,26$ дБ вероятность битовой ошибки составляет $\text{BER} = 3,38 \cdot 10^{-25}$. Для гауссовского импульса $\text{SINR} = 8,38$ дБ и $\text{BER} = 4,34 \cdot 10^{-3}$, для дублета – $\text{SINR} = 10,66$ дБ и $\text{BER} = 3,23 \cdot 10^{-4}$. Параметрический сигнал обеспечивает гибкое управление спектральными характеристиками, что востребовано в адаптивных системах передачи.

4. Помехоустойчивость при воздействии преднамеренных помех. В рамках расширенной стохастической модели, основанной на уравнении Фоккера-Планка с преднамеренной помехой получены аналитические выражения для SINR и BER при воздействии двух типов помех: некогерентной шумовой заградительной помехи, увеличивающей дисперсию выходного процесса RC-интегратора, и когерентной структурной помехи, коррелированной с полезным сигналом. Установлено, что при отношении мощности помехи к мощности сигнала $B_I/B_0 \leq 5$ значение BER остается ниже 0,1 для всех исследованных форм импульсов, что соответствует условию сохранения работоспособности системы связи; при $B_I/B_0 = 10$ когерентный детектор на основе RC-интегратора сохраняет работоспособность благодаря тому, что преднамеренная помеха воздействует исключительно на дисперсию выходного сигнала, не изменяя его математическое ожидание, тогда как некогерентный энергетический детектор полностью теряет способность к разделению сигнала и помехи. Подтверждено, что моноимпульс демонстрирует наилучшую устойчивость к преднамеренным помехам в сравнении с прочими формами импульсов, что обусловлено его нулевой постоянной составляющей спектра и наибольшим значением SINR в условиях AWGN.

5. Математическая модель UWB-радиоканала. Разработана детальная математическая и статистическая модель UWB-радиоканала, включающая импульсную и частотно-временную модель многолучевого канала, стохастическое уравнение Ланжевена для временной динамики амплитуд многолучевых компонентов и соответствующее уравнение Фоккера-Планка, стационарное решение которого воспроизводит распределения Рэлея и Райса в предельных случаях. Введены показатели скрытности: запас по низкой вероятности обнаружения M_{LPD} и индекс скрытности. Получена аналитическая связь M_{LPD} с SINR и параметром спектральной плотности: $M_{LPD} = (E_{det} - E_{req})/\tilde{P}_g - SINR_{AWGN}$. Показано, что при $SINR_{AWGN} = 20,26$ дБ (моноимпульс) $M_{LPD} = -10,26$ дБ, тогда как при $SINR = 8,38$ дБ (гауссовский импульс) $M_{LPD} = 1,62$ дБ, то есть гауссовский импульс потенциально обнаруживаем.

6. Численный эксперимент и верификация. Проведен численный эксперимент для пяти сценариев IEEE 802.15.4a: CM1 (LOS, жилые помещения, $\tau_{rms} = 2,5$ нс), CM3 (NLOS, жилые), CM4 (сильный NLOS), CM7 (промышленная среда, LOS), CM8 (промышленная среда, NLOS, $\tau_{rms} = 15$ нс). Результаты подтвердили адекватность аналитических моделей: оптимальный параметр нормировки постоянной времени возрастает с $\tau_{opt} = 0,6-0,7$ для LOS-сценариев CM1-CM3 до $\tau_{opt} = 1,0$ для NLOS-сценариев CM7-CM8, что соответствует увеличению длины импульсной характеристики канала. Переход к NLOS-сценариям приводит к деградации SINR на 2-4 дБ и увеличению эффективного числа многолучевых компонентов K_{eff} с 8-12 (CM1) до 2-3 (CM8).

Совокупность полученных результатов позволяет сформулировать следующие практические рекомендации для проектирования UWB-систем стандарта IEEE 802.15.4a/4z. При разработке приемного тракта для LOS-сценариев (CM1-CM3) рекомендуется использовать моноимпульс в сочетании с RC-интегратором при нормированной постоянной времени $\tau \approx 0,6-0,7$; для NLOS-сценариев (CM7-CM8) целесообразно увеличение τ до 1,0 с одновременным применением временного скачкообразного кодирования TH-UWB для повышения скрытности. Параметрический сигнал рекомендуется использовать в адаптивных

системах, ориентированных на динамическое управление полосой и спектральной эффективностью.

Перспективы дальнейших исследований связаны с расширением стохастической модели на случай ММО-конфигурации приемо-передающего тракта, с разработкой адаптивных алгоритмов выбора формы импульса на основе текущего состояния канала, с исследованием помехоустойчивости при воздействии импульсных и ретрансляционных атак на системы дальнометрии стандарта IEEE 802.15.4z, а также с экспериментальной верификацией полученных аналитических результатов на аппаратных прототипах UWB-трансиверов.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

1) UWB	Ultra-Wideband (сверхширокополосный);
2) СШП	Сверхширокополосный;
3) IR-UWB	Impulse Radio Ultra-Wideband (импульсная сверхширокополосная радиосвязь);
4) FCC	Federal Communications Commission (Федеральная комиссия по связи США);
5) IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers (Институт инженеров электротехники и электроники);
6) PHY	Physical Layer (физический уровень);
7) SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (отношение сигнал/шум-и-помеха);
8) SNR	Signal-to-Noise Ratio (отношение сигнал/шум);
9) BER	Bit Error Rate (коэффициент битовых ошибок);
10) AWGN	Additive White Gaussian Noise (аддитивный белый гауссов шум);
11) NBI	Narrowband Interference (узкополосная помеха);
12) MUI	Multi-User Interference (многопользовательская интерференция);
13) ISI	Inter-Symbol Interference (межсимвольная интерференция);

- | | |
|------------|--|
| 14) IASI | Intra-Symbol Interference (внутрисимвольная интерференция); |
| 15) LPD | Low Probability of Detection (низкая вероятность обнаружения); |
| 16) LPI | Low Probability of Intercept (низкая вероятность перехвата); |
| 17) AJ | Anti-Jamming (помехозащищенность); |
| 18) TH-UWB | Time-Hopping UWB (СШП с временным скачкообразным кодированием); |
| 19) DS-UWB | Direct-Sequence UWB (СШП с прямым расширением спектра); |
| 20) PPM | Pulse Position Modulation (позиционно-импульсная модуляция); |
| 21) BPSK | Binary Phase-Shift Keying (двоичная фазовая манипуляция); |
| 22) OOK | On-Off Keying (манипуляция включением-выключением); |
| 23) STS | Scrambled Timestamp Sequence (скремблированная временная последовательность); |
| 24) DS-TWR | Double-Sided Two-Way Ranging (двусторонняя дальнометрия); |
| 25) CSS | Chirp Spread Spectrum (расширение спектра методом линейной частотной модуляции); |

26) CDMA	Code Division Multiple Access (множественный доступ с кодовым разделением каналов);
27) ToF	Time of Flight (время распространения сигнала);
28) WPAN	Wireless Personal Area Network (беспроводная персональная сеть);
29) IoT	Internet of Things (интернет вещей);
30) MRC	Maximal Ratio Combining (оптимальное сложение с максимальным отношением);
31) ARake	All-Rake receiver (полный Rake-приемник);
32) SRake	Selective-Rake receiver (селективный Rake-приемник);
33) PRake	Partial-Rake receiver (частичный Rake -приемник);
34) ED	Energy Detector (энергетический детектор);
35) RC	Resistance-Capacitance (резистивно-емкостная цепь);
36) ТИУ/TIA	Transimpedance Amplifier (трансимпедансный усилитель);
37) LNA	Low-Noise Amplifier (малошумящий усилитель);
38) DLL	Delay-Locked Loop (схема слежения за задержкой);
39) VCO	Voltage-Controlled Oscillator (генератор, управляемый напряжением);
40) CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor (комплементарная структура металл-оксид-полупроводник);

41) FDSOI	Fully Depleted Silicon-On-Insulator (полностью обедненный кремний на изоляторе);
42) COTS	Commercial Off-The-Shelf (серийные коммерческие компоненты);
43) PDP	Power Delay Profile (профиль мощности задержек);
44) RMS	Root Mean Square (среднеквадратическое значение);
45) LOS	Line-of-Sight (прямая видимость);
46) NLOS	Non-Line-of-Sight (отсутствие прямой видимости);
47) FWHM	Full Width at Half Maximum (полная ширина на уровне половины максимума);
48) WSS	Wide-Sense Stationary (стационарный в широком смысле);
49) KLD	Kullback–Leibler Divergence (дивергенция Кульбака–Лейблера);
50) NCC	Normalized Cross-Correlation (нормированная взаимная корреляция);
51) DSFH	Dual-Sequence Frequency Hopping (частотная скачкообразная перестройка с двойной последовательностью);
52) IS	Importance Sampling (метод существенной выборки);
53) СДУ	Стохастическое дифференциальное уравнение;
54) ФП	Уравнение Фоккера-Планка;

55) ЭИИМ	Эквивалентная изотропно излучаемая мощность;
56) ГКРЧ	Государственная комиссия по радиочастотам;
57) CM1–CM9	Channel Model 1–9 (модели каналов стандарта IEEE 802.15.4a);
58) Euro NCAP	European New Car Assessment Programme (Европейская программа оценки новых автомобилей);
59) WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access (стандарт широкополосного беспроводного доступа);
60) WLAN	Wireless Local Area Network (беспроводная локальная вычислительная сеть);
61) RF	Radio Frequency (радиочастотный);
62) SVD	Singular Value Decomposition (сингулярное разложение матрицы);
63) ISAC	Integrated Sensing and Communication (совмещенные связь и зондирование);
64) КИО	Канальный импульсный отклик

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Federal Communications Commission. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems: First Report and Order: ET Docket 98-153, FCC 02-48. Washington, DC: Federal Communications Commission, 2002.
2. Астанин Л. Ю., Костылев А. А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. Москва: Радио и связь, 1989. 190 с.
3. Шепета А.П., Махлин А.М., Львовский С.А. Особенности применения сверхширокополосных сигналов в современных РЛС // Радиотехника и связь. 2016. № 3. С. 18–23.
4. Win M. Z., Scholtz R. A. Impulse radio: how it works // IEEE Commun. Lett. 1998. T. 2, № 2. С. 36–38.
5. Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems. 1-е изд. / под ред. Taylor J. D. CRC Press, 2020.
6. IEEE Standard for Information technology-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Amendment 1: Add Alternate PHYs. IEEE.
7. Molisch A. F. и др. IEEE 802.15.4a channel model — final report: Technical Report IEEE P802.15-04/0662r1-SG4a. New York: IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), 2004.
8. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks--Amendment 1: Enhanced Ultra Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques. IEEE.
9. Tiemann J., Friedrich J., Wietfeld C. Experimental Evaluation of IEEE 802.15.4z UWB Ranging Performance under Interference // Sensors. 2022. T. 22, № 4. С. 1643.
10. IEEE Draft Standard for Low-Rate Wireless Network Amendment 1: Enhanced Ultra Wide-Band (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Medium

Access and Control (MAC) sublayer Enhancements // IEEE P802.15.4ab/D02, March 2025. 2025. С. 1–256.

11. NXP Semiconductors. Ultra-Wideband (UWB) for the IoT: White Paper. Eindhoven: NXP Semiconductors, 2020.

12. Zafari F., Gkelias A., Leung K. K. A Survey of Indoor Localization Systems and Technologies // IEEE Commun. Surv. Tutorials. 2019. Т. 21, № 3. С. 2568–2599.

13. Xianjia Y. и др. Applications of UWB Networks and Positioning to Autonomous Robots and Industrial Systems // 2021 10th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO). Budva, Montenegro: IEEE, 2021. С. 1–6.

14. Алексакина Я. В., Воронков Г. С. 5G и туманные вычисления - будущее ИОТ // VII научный форум телекоммуникации: Теория и технологии ТТТ-2024 : Материалы XXVI Международной научно-технической конференции, Самара, 06–08 ноября 2024 года. Самара: Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2024. С. 389–390.

15. Powell C. и др. IEEE 802.15.4 IR-UWB: A Technology Precisely Positioned for Adoption // IEEE Open J. Veh. Technol. 2026. Т. 7. С. 237–248.

16. IEEE 802.15.4-2024. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). IEEE, 2024.

17. Schmidt J. F. и др. Experimental Study of UWB Connectivity in Industrial Environments. VDE, 2018. С. 1–4.

18. Global Market Insights. Ultra-Wideband Market Size — By Positioning System, By Application, By End-Use Industry, Forecast 2024–2032: Market Research Report GMI11634. Selbyville, DE: Global Market Insights, 2024.

19. Hu X., Jin T. Short-Range Vital Signs Sensing Based on EEMD and CWT Using IR-UWB Radar // Sensors. 2016. Т. 16, № 12. С. 2025.

20. Cheraghinia M. и др. A Comprehensive Overview on UWB Radar: Applications, Standards, Signal Processing Techniques, Datasets, Radio Chips, Trends and Future Research Directions. arXiv, 2024.

21. Dang X., Zhang J., Hao Z. A Non-Contact Detection Method for Multi-Person Vital Signs Based on IR-UWB Radar // Sensors. 2022. Т. 22, № 16. С. 6116.

22. Zhao J. и др. Low Probability of Intercept/Detect (LPI/LPD) Secure Communications Using Antenna Arrays Employing Rapid Sidelobe Time Modulation // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2024. Т. 72, № 8. С. 6448–6463.
23. Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd Edition [Электронный ресурс] // ResearchGate. URL: https://www.researchgate.net/publication/236183230_Wireless_Communications_Principles_and_Practice_2nd_Edition (дата обращения: 26.02.2026).
24. Ghavami M., Michael L., Kohno R. Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering. John Wiley & Sons, 2007. 337 с.
25. Molisch A. F. и др. UWB-based sensor networks and the IEEE 802.15.4a standard - a tutorial // 2006 First International Conference on Communications and Networking in China. Beijing, China: IEEE, 2006. С. 1–6.
26. International Telecommunication Union. Characteristics of Ultra-Wideband Technology: Recommendation SM.1755-0. Geneva: International Telecommunication Union, 2006.
27. Chiani M., Giorgetti A. Coexistence Between UWB and Narrow-Band Wireless Communication Systems // Proc. IEEE. 2009. Т. 97, № 2. С. 231–254.
28. Li Zhao, Haimovich A. M., Grebel H. Performance of ultra-wideband communications in the presence of interference // ICC 2001. IEEE International Conference on Communications. Conference Record (Cat. No.01CH37240). Helsinki, Finland: IEEE, 2001. Т. 10. С. 2948–2952.
29. Niemelä V. и др. Impulse radio UWB receiver analysis of non-coherently detected orthogonal signal // Electronics Letters. 2015. Т. 51, № 24. С. 2061–2062.
30. Khan M. G. On Coherent and Non-Coherent Receiver Structures for Impulse Radio UWB Systems. Karlskrona, Sweden: Blekinge Institute of Technology, 2009.
31. Gezici S. и др. The Trade-off between Processing Gains of an Impulse Radio UWB System in the Presence of Timing Jitter. arXiv, 2007.
32. Taha A., Chugg K. M. A theoretical study on the effects of interference UWB multiple access impulse radio // Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar

Conference on Signals, Systems and Computers, 2002. Pacific Grove, CA, USA: IEEE, 2002. T. 1. C. 728–732.

33. Karedal J. и др. Statistical analysis of the UWB channel in an industrial environment // IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004. Los Angeles, CA, USA: IEEE, 2004. T. 1. C. 81–85.

34. Cassioli D. и др. Low Complexity Rake Receivers in Ultra-Wideband Channels // IEEE Trans. Wireless Commun. 2007. T. 6, № 4. C. 1265–1275.

35. Rappaport T. S. Wireless Communications: Principles and Practice. 2nd изд. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002. 707 с.

36. Proakis J. G., Salehi M. Digital communications. 5. ed. Boston, Mass.: McGraw-Hill, 2008. 1150 с.

37. Erkucuk S., Kim D. I., Kwak K. S. Effects of Channel Models and Rake Receiving Process on UWB-IR System Performance // 2007 IEEE International Conference on Communications. Glasgow, Scotland: IEEE, 2007. C. 4896–4901.

38. Hamalainen M., Tesi R., Iinatti J. On the UWB system performance studies in AWGN channel with interference in UMTS band // 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (IEEE Cat. No.02EX580). Baltimore, MD, USA: IEEE, 2002. C. 321–325.

39. Дмитриев В. Технология передачи информации с использованием сверхширокополосных сигналов (UWB) // Компоненты и Технологии. 2004. № 36.

40. Sharma S., Gupta A., Bhatia V. Sparse Impulse Noise Minimization in UWB Communication using Signal Characteristics. arXiv, 2017.

41. Yang Y. и др. UWBAD: Towards Effective and Imperceptible Jamming Attacks Against UWB Ranging Systems with COTS Chips // Proceedings of the 2024 on ACM SIGSAC Conference on Computer and Communications Security. Salt Lake City UT USA: ACM, 2024. C. 3376–3390.

42. Schuh M. и др. Understanding Concurrent Transmissions over Ultra-Wideband Complex Channels // Proceedings of the 22nd ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems. Hangzhou China: ACM, 2024. C. 757–770.

43. Корчагин Ю. Э. и др. Исследование помехоустойчивости сверхширокополосных средств связи стандарта IEEE 802.15.4 при воздействии широкополосных помех // Журнал радиоэлектроники. 2024. Т. 2024, № 11.
44. Pourvali Kakhki A., Taherzadeh-Sani M., Nabki F. An Energy Efficient Coherent IR-UWB Receiver With Non-Coherent-Assisted Synchronization // IEEE Trans. Circuits Syst. I. 2023. Т. 70, № 8. С. 3154–3166.
45. Jung H. и др. Design of Anti-Jamming Waveforms for Time-Hopping Spread Spectrum Systems in Tone Jamming Environments. arXiv, 2019.
46. Witrisal K. и др. Noncoherent ultra-wideband systems // IEEE Signal Process. Mag. 2009. Т. 26, № 4. С. 48–66.
47. Sahin M. E., Guvenc I., Arslan H. Optimization of Energy Detector Receivers for UWB Systems // 2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference. Stockholm, Sweden: IEEE, 2005. Т. 2. С. 1386–1390.
48. Daly D. C. и др. A Pulsed UWB Receiver SoC for Insect Motion Control // IEEE J. Solid-State Circuits. 2010. Т. 45, № 1. С. 153–166.
49. Imfeld J. и др. Evaluation of a Non-Coherent Ultra-Wideband Transceiver for Micropower Sensor Nodes // 2023 IEEE SENSORS. Vienna, Austria: IEEE, 2023. С. 1–4.
50. Bahubalindrani G. и др. A CMOS Energy-Detector for Impulse-Radio UWB Noncoherent Receivers.
51. imec. Imec Pioneers Unique, Low-Power UWB Receiver Chip: 10× More Resilient Against Wi-Fi and (Beyond) 5G Interference [Электронный ресурс] // imec. 2024. URL: <https://www.imec-int.com/en/press/imec-pioneers-unique-low-power-uwbr-receiver-chip-10x-more-resilient-against-wi-fi-and-beyond> (дата обращения: 21.02.2026).
52. Nelson B., Moradi H., Farhang-Boroujeny B. Ultra-Wideband Communications: Interference Challenges and Solutions. arXiv, 2024.
53. Ozdemir O., Sahinoglu Z., Zhang J. Narrowband Interference Resilient Receiver Design for Unknown UWB Signal Detection // 2008 IEEE International Conference on Communications. Beijing, China: IEEE, 2008. С. 785–789.

54. Cueva L. O. D., Suárez Dr. J. del P., Lalchand D. S. K. A System Analysis of a Compliant UWB IEEE 802.15.4z Transmitter and Receiver. 2024.
55. Karakuzulu A. Design of a Low Current Leakage Integrator for Non-Coherent Ultra-WideBand Receiver. 2012.
56. Van Trees H. L. Detection, estimation, and linear modulation theory. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2002.
57. Cassioli D., Win M. Z., Molisch A. F. The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations // IEEE J. Select. Areas Commun. 2002. T. 20, № 6. С. 1247–1257.
58. Mao K. и др. UWB channel modeling and simulation with continuous frequency response // China Commun. 2022. T. 19, № 11. С. 88–98.
59. Merz R., Le B., Jean-Yves. Conditional Bit Error Rate for an Impulse Radio UWB Channel with Interfering Users // Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC 2006). Istanbul, Turkey: IEEE, 2006.
60. Timmermann J. и др. Estimated performance of UWB impulse radio transmission including dirty RF effects // 2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband. Hannover: IEEE, 2008. С. 205–208.
61. Luo Chao, Wu Xuanli, Cao Yang. Multipath interference analysis of IR-UWB systems in indoor office LOS environment // 2011 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM). Harbin, China: IEEE, 2011. С. 846–850.
62. Saad P. и др. Performance comparison of UWB impulse-based multiple access schemes in indoor multipath channels // 2008 5th Workshop on Positioning, Navigation and Communication. Hannover, Germany: IEEE, 2008. С. 89–94.
63. Lecointre A. и др. Performance evaluation of Impulse Radio Ultra Wide band Wireless Sensor Networks // MILCOM 2009 - 2009 IEEE Military Communications Conference. Boston, MA, USA: IEEE, 2009. С. 1–7.
64. Amar E. B. и др. Stochastic differential equations for performance analysis of wireless communication systems. arXiv, 2024.

65. Risken H. Fokker-Planck Equation // The Fokker-Planck Equation. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 1996. T. 18. C. 63–95.
66. Allison A. Applications Of Stochastic Differential Equations In Electronics // AIP Conference Proceedings. Gallipoli, Lecce (Italy): AIP, 2005. T. 800. C. 15–23.
67. Gubner J. A. Stochastic Differential Equations // The Control Handbook. Boca Raton, FL: CRC Press, 1996.
68. Carlson A. B., Crilly P. B., Rutledge J. C. Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication. 5th изд. New York: McGraw-Hill, 2010.
69. Roudas I. и др. Numerical resolution of the Fokker-Planck equation for the study of phase noise filtering in coherent optical systems / под ред. Osinski M., Chow W. W. San Jose, CA, 1995. C. 228–239.
70. Li Z. и др. Research on Stochastic Resonance Detection Method for Periodic Signals under Low SNR and α -Stable Noise // Mobile Information Systems / под ред. Brida P. 2021. T. 2021. C. 1–13.
71. Chow S.-N., Zhou H.-M. An analysis of phase noise and Fokker–Planck equations // Journal of Differential Equations. 2007. T. 234, № 2. C. 391–411.
72. Cui L. и др. Theory and Application of Weak Signal Detection Based on Stochastic Resonance Mechanism // Security and Communication Networks / под ред. Chen C.-H. 2021. T. 2021. C. 1–9.
73. Saleh A. A. M., Valenzuela R. A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation // IEEE J. Select. Areas Commun. 1987. T. 5, № 2. C. 128–137.
74. Spencer Q. и др. A statistical model for angle of arrival in indoor multipath propagation // 1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference. Technology in Motion. Phoenix, AZ, USA: IEEE, 1997. T. 3. C. 1415–1419.
75. Molisch A. F. Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurement, and Modeling // IEEE Trans. Veh. Technol. 2005. T. 54, № 5. C. 1528–1545.
76. Chia-Chin Chong, Su Khiong Yong. UWB Direct Chaotic Communication Technology for Low-Rate WPAN Applications // IEEE Trans. Veh. Technol. 2008. T. 57, № 3. C. 1527–1536.

77. Win M. Z., Scholtz R. A. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications // IEEE Trans. Commun. 2000. T. 48, № 4. С. 679–689.
78. Lv Z. и др. The Development and Progress of the UWB Physical Layer // Micromachines. 2022. T. 14, № 1. С. 8.
79. Liu F. и др. Fundamental Limits of Pulse-Based UWB ISAC Systems: A Parameter Estimation Perspective // IEEE Internet Things J. 2025. T. 12, № 23. С. 49387–49401.
80. Scholtz R. Multiple access with time-hopping impulse modulation // Proceedings of MILCOM '93 - IEEE Military Communications Conference. Boston, MA, USA: IEEE, 1993. T. 2. С. 447–450.
81. Yang L., Giannakis G. B. Optimal Pilot Waveform Assisted Modulation for Ultrawideband Communications // IEEE Trans. Wireless Commun. 2004. T. 3, № 4. С. 1236–1249.
82. Hovinen V. и др. On the UWB System Coexistence with GSM900, UMTS/WCDMA, and GPS Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2004. T. 3, № 4.
83. McKinstry D. R., Buehrer R. M. UWB small scale channel modeling and system performance // 2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat. No.03CH37484). Orlando, FL, USA: IEEE, 2003. С. 6-10 Vol.1.
84. Siriwongpairat W. P., Weifeng Su, Liu K. J. R. Performance characterization of multiband UWB communication systems using Poisson cluster arriving fading paths // IEEE J. Select. Areas Commun. 2006. T. 24, № 4. С. 745–751.
85. Hamalainen M., Iinatti J. Analysis of Jamming on DS-UWB System // MILCOM 2005 - 2005 IEEE Military Communications Conference. Atlantic City, NJ, USA: IEEE, 2005. С. 1–6.
86. Guvenc I. и др. Adaptation of Two Types of Processing Gains for UWB-IR Wireless Sensor Networks // IET Communications. 2007.
87. Xu S., Yang Q., Kwak K. S. Suppression of IEEE 802.11a interference using SVD-based algorithm for DS-UWB systems in wireless multipath channels // AEU -

International Journal of Electronics and Communications. 2007. T. 61, № 10. C. 700–704.

88. Biteur K., Benadda B., Ayad A. New approach to a DS-CDMA-UWB system using a pseudo orthogonal code (POC) // *Facta Univ Electron Energ.* 2022. T. 35, № 4. C. 483–493.

89. Ma L., Zhang X., Zhan L. Overview of Commonly Used Spread Spectrum Techniques // *Academic Journal of Engineering and Technology Science.* 2023. T. 6, № 12. C. 83–92.

90. Liu F. и др. Confidence Based Asynchronous Integrated Communication and Localization Networks Using Pulsed UWB Signals. arXiv, 2025.

91. Ahmed Q. Z., Yang L.-L., Chen S. Reduced-Rank Adaptive Least Bit Error-Rate Detection in Hybrid Direct-Sequence Time-Hopping Ultrawide Bandwidth Systems // 2009 IEEE International Conference on Communications. Dresden, Germany: IEEE, 2009. C. 1–5.

92. Ahmed Q. Z., Yang L.-L. Performance of Hybrid Direct-Sequence Time-Hopping Ultrawide Bandwidth Systems in Nakagami-M Fading Channels // 2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Athens, Greece: IEEE, 2007. C. 1–5.

93. Государственная комиссия по радиочастотам (ГКРЧ). Решение ГКРЧ № 07-20-03-001. 2007.

94. Che F. и др. Indoor Positioning System (IPS) Using Ultra-Wide Bandwidth (UWB)—For Industrial Internet of Things (IIoT) // *Sensors.* 2023. T. 23, № 12. C. 5710.

95. Carfano G. и др. Impact of FR1 5G NR Jammers on UWB Indoor Position Location Systems // 2019 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN). Pisa, Italy: IEEE, 2019. C. 1–8.

96. Kuzmin L. V., Efremova E. V., Itskov V. V. Modulation, Shaping and Replicability of UWB Chaotic Radiopulses for Wireless Sensor Applications // *Sensors.* 2023. T. 23, № 15. C. 6864.

97. РЕКОМЕНДАЦИЯ МСЭ-R SM.1755-0 (2006) – Характеристики сверхширокополосной технологии.

98. Luo X. и др. Secure Ranging with IEEE 802.15.4z HRP UWB // 2024 IEEE Symposium on Security and Privacy (SP). San Francisco, CA, USA: IEEE, 2024. С. 2794–2811.
99. CEPT Electronic Communications Committee (ECC). CEPT Report 84: Report from CEPT to the European Commission in response to the Permanent Mandate on UWB «Ultra-Wideband technology review in view of a potential update of Commission Implementing Decision (EU) 2019/785»: 84. Copenhagen, 2023.
100. Yan S. и др. Low Probability of Detection Communication: Opportunities and Challenges // IEEE Wireless Commun. 2019. Т. 26, № 5. С. 19–25.
101. Jin Yu, Yu-Dong Yao. Detection performance of time-hopping ultra-wideband LPI waveforms // IEEE/Sarnoff Symposium on Advances in Wired and Wireless Communication, 2005. Princeton, New Jersey, USA: IEEE, 2005. С. 137–140.
102. Pile B. C., Taylor G. W. An Investigation of the Operation and Performance of Coherent Microwave Photonic Filters // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 2009. Т. 57, № 2. С. 487–495.
103. Gopalam S. и др. Optimal Zak-OTFS Receiver and Its Relation to the Radar Matched Filter // IEEE Open J. Commun. Soc. 2024. Т. 5. С. 4462–4482.
104. Wang S.-Y., Huang C.-C., Quek C. C. A Two-Dimensional RAKE Receiver Architecture With an FFT-Based Matched Filtering // IEEE Trans. Veh. Technol. 2005. Т. 54, № 1. С. 224–234.
105. Oznam A. A. и др. Blind Matched Filter Design for Communication Chains Involving Frequency Multipliers: LSTM-based Approach // 2025 IEEE 36th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). Istanbul, Turkiye: IEEE, 2025. С. 1–6.
106. Zhao W., Wang L., Fan J. Theory and method for weak signal detection in engineering practice based on stochastic resonance // Int. J. Mod. Phys. B. 2017. Т. 31, № 28. С. 1750212.
107. Wang M. и др. Detection of weak pulse signal via stochastic resonance // 2006 CIE International Conference on Radar. Shanghai: IEEE, 2006. С. 1–4.

108. Papoulis A., Pillai S. U. Probability, random variables, and stochastic processes. Fourth edition. Boston New Delhi: McGraw-Hill, 2002. 852 с.
109. Knorr J., Zimmermann H. A transmission-line approach for modeling feedback resistors in integrated transimpedance amplifiers // IEEE Trans. Circuits Syst. I. 2003. T. 50, № 9. С. 1192–1196.
110. Giusi G. и др. Ultra-low-noise large-bandwidth transimpedance amplifier // Circuit Theory & Apps. 2015. T. 43, № 10. С. 1455–1473.
111. Gardiner C. W. Handbook of stochastic methods: for physics, chemistry and the natural sciences. Study ed., 2. ed., 6. print. Berlin Heidelberg: Springer, 2002. 444 с.
112. Demir A., Mehrotra A., Roychowdhury J. Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterisation // Proceedings 1998 Design and Automation Conference. 35th DAC. (Cat. No.98CH36175). San Francisco, CA, USA: IEEE, 1998. С. 26–31.
113. Johnson J. B. Thermal Agitation of Electricity in Conductors // Phys. Rev. 1928. T. 32, № 1. С. 97–109.
114. Nyquist H. Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors // Phys. Rev. 1928. T. 32, № 1. С. 110–113.
115. Tufvesson F., Molisch A. F. Ultra-wideband communication using hybrid matched filter correlation receivers // 2004 IEEE 59th Vehicular Technology Conference. VTC 2004-Spring (IEEE Cat. No.04CH37514). Milan, Italy: IEEE, 2004. T. 3. С. 1290–1294.
116. Ranjith J., Muniraj. Jammer suppression in spread spectrum communication using novel independent component analysis approach // AEU - International Journal of Electronics and Communications. 2016. T. 70, № 8. С. 998–1005.
117. Алексакина Я. В. и др. Сравнительный анализ моноимпульса и гауссовского импульса в UWB-системах на основе уравнения Фоккера-Планка. Радиотехника, 2026. Т. 90, № 6. С. 76–89.
118. Noh J. A Capacitive Feedback Transimpedance Amplifier with a DC Feedback Loop Using a Transistor for High DC Dynamic Range // Sensors. 2020. T. 20, № 17. С. 4716.

119. Rajabzadeh M. и др. Comparison Study of Integrated Potentiostats: Resistive-TIA, Capacitive-TIA, CT $\Sigma\Delta$ Modulator // 2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Florence: IEEE, 2018. С. 1–5.
120. Haberle M. и др. An Integrator-Differentiator TIA Using a Multi-Element Pseudo-Resistor in its DC Servo Loop for Enhanced Noise Performance // ESSCIRC 2018 - IEEE 44th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC). Dresden: IEEE, 2018. С. 294–297.
121. Wentzloff D. D., Chandrakasan A. P. A 47pJ/pulse 3.1-to-5GHz All-Digital UWB Transmitter in 90nm CMOS // 2007 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. San Francisco, CA, USA: IEEE, 2007. С. 118–591.
122. Daly D. C., Chandrakasan A. P. An Energy-Efficient OOK Transceiver for Wireless Sensor Networks // IEEE J. Solid-State Circuits. 2007. Т. 42, № 5. С. 1003–1011.
123. Lee F. S., Chandrakasan A. P. A 2.5 nJ/bit 0.65 V Pulsed UWB Receiver in 90 nm CMOS // IEEE J. Solid-State Circuits. 2007. Т. 42, № 12. С. 2851–2859.
124. Simon M. K., Alouini M.-S. Digital communication over fading channels. 2nd ed. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2005. 1 с.
125. Алексакина Я. В. Сравнительный анализ форм UWB-импульсов: гауссовский импульс, моноимпульс и дублет // Исследование различных направлений современной науки: естественные и технические науки: сборник материалов LXIII-ой международной очно-заочной научно-практической конференции, Москва, 11 февраля 2026 года. Москва: ЧОУ ДПО «МИМЭ», НОЦ «Вектор», 2026. С. 12–13.
126. Wu K., Rahman M. Pulse Generation and Compression Techniques for Microwave Electronics and Ultrafast Systems // Electromag. Sci. 2023. Т. 1, № 1. С. 1–24.
127. Fegghi R., Winter R., Rambabu K. A High-Performance UWB Gaussian Pulse Generator: Analysis and Design // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2022. Т. 70, № 6. С. 3257–3268.

128. Алексакина Я. В. Исследование влияния преднамеренных помех на UWB-сигналы в моделях Фоккера—Планка: сравнительный анализ гауссовского импульса и моноимпульса. Телекоммуникации, 2026. № 9. С. 2–11.

129. Rahman M., Wu K. A Picosecond Ultrafast Pulse Generation Featuring Switchable Operation Between Monocycle and Doublet Pulses // 2022 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2022. Denver, CO, USA: IEEE, 2022. С. 56–59.

130. Rahman M., Wu K. A Reconfigurable Picosecond Pulse Generator in Non-linear Transmission Line for Impulse Radar Ultrawideband Applications // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2022. Т. 32, № 5. С. 448–451.

131. Aleksakina Y. V. ANALYSIS OF GAUSSIAN PULSE, MONOPULSE, DOUBLET AND PARAMETRIC SIGNAL IN UWB SYSTEMS BASED ON THE FOKKER-PLANCK EQUATION // ИКТ. 2026. Т. 24, № 1 (93). С. 33–39.

132. Алексакина Я. В., Воронков Г. С., Султанов А. Х. Временная и стохастическая оптимизация передачи данных с использованием импульсных UWB-сигналов. Уфа: Уфимский университет науки и технологий: Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Оптические технологии в телекоммуникациях: материалы XXVII и XXIII Международных научно-технических конференций, Уфа, 05–07 ноября 2025 года, 2025. С. 265–266.

133. Алексакина Я. В. Анализ воздействия узкополосных и преднамеренных помех на IR-UWB системы связи // Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы – 2026: Материалы XIII Международной молодежной научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов и студентов, Казань, 08-10 апреля 2026 года. Казань: Казанский национальный технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ, 2026. С. 46–47.

134. Алексакина Я. В. Исследование оптимальных сигналов для устойчивой передачи данных в сверхширокополосных (UWB) сетях. Уфа: Уфимский университет науки и технологий: Мавлютовские чтения: Материалы XIX Всероссийской молодежной научной конференции. В 8-ми томах, Уфа, 24–28 ноября 2025 года., 2025. С. 270–274.

135. Öner M. On the cyclostationary statistics of ultra-wideband signals in the presence of timing and frequency jitter // *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. 2008. T. 62, № 3. С. 174–184.
136. Nakache Y.-P., Molisch A. F. Spectral shaping of UWB signals for time-hopping impulse radio // *IEEE J. Select. Areas Commun.* 2006. T. 24, № 4. С. 738–744.
137. Dybdal R. B., Soohoo K. M. LPI/LPD Detection Sensitivity Limitations // 2014 IEEE Military Communications Conference. Baltimore, MD, USA: IEEE, 2014. С. 1657–1662.
138. Ko M., Goeckel D. L. Wireless physical-layer security performance of UWB systems // 2010 - MILCOM 2010 MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE. San Jose, CA, USA: IEEE, 2010. С. 2143–2148.
139. Kaiser T., Feng Zheng, Dimitrov E. An Overview of Ultra-Wide-Band Systems With MIMO // *Proc. IEEE*. 2009. T. 97, № 2. С. 285–312.
140. Zwick T., Fischer C., Wiesbeck W. A stochastic multipath channel model including path directions for indoor environments // *IEEE J. Select. Areas Commun.* 2002. T. 20, № 6. С. 1178–1192.
141. Kram S. и др. UWB Channel Impulse Responses for Positioning in Complex Environments: A Detailed Feature Analysis // *Sensors*. 2019. T. 19, № 24. С. 5547.
142. Алексакина Я. В. Моделирование радиоканала сверхширокополосной системы связи // Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы – 2026: Материалы XIII Международной молодежной научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов и студентов, Казань, 08-10 апреля 2026 года. Казань: Казанский национальный технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ, 2026. С. 47–49.
143. Алексакина Я. В. Стохастическая модель UWB-радиоканала на основе уравнения Фоккера–Планка. Молодежный Вестник УГАТУ, 2026. № 2(36). С. 30–37.
144. Molisch A. F. и др. UWB-Based Sensor Networks and the IEEE 802.15.4a Standard // *Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB 2006)*. 2006.

145. Molisch A. F. и др. A comprehensive model for ultrawideband propagation channels // GLOBECOM '05. IEEE Global Telecommunications Conference, 2005. St. Louis, MO, USA: IEEE, 2005. С. 6 pp. – 3653.
146. Browning J. W. и др. A Unification of LoS, Non-LoS, and Quasi-LoS Signal Propagation in Wireless Channels // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2023. Т. 71, № 3. С. 2682–2696.
147. Tse D., Viswanath P. Fundamentals of wireless communication. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. 1 с.
148. Ispas A. и др. On the use of mismatched Wiener filtering for the characterization of non-stationary channels // 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, USA: IEEE, 2010. С. 1971–1975.
149. Llano G., C. J., Navarro A. Frequency UWB Channel // Ultra Wideband Communications: Novel Trends - Antennas and Propagation / под ред. Matin M. InTech, 2011.
150. Molisch A. F., Foerster J. R., Pendergrass M. Channel models for ultrawideband personal area networks // IEEE Wireless Commun. 2003. Т. 10, № 6. С. 14–21.
151. Kloob Y., Al-Jarrah M., Alsusa E. A Framework for Holistic KLD-based Waveform Design for Multi-User-Multi-Target ISAC Systems. arXiv, 2024.
152. Wu J., Yang J. Quickest Change Detection with Mismatched Post-Change Models. arXiv, 2016.
153. Xiao Y., Deng Z., Wu T. Information–Theoretic Radar Waveform Design under the SINR Constraint // Entropy. 2020. Т. 22, № 10. С. 1182.
154. He S., Dong X. The Temporal Variation of Indoor Ultra-Wideband Channel // 2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall. Anchorage, AK, USA: IEEE, 2009. С. 1–5.
155. Pagani P., Pajusco P. Characterization and Modeling of Temporal Variations on an Ultrawideband Radio Link // IEEE Trans. Antennas Propagat. 2006. Т. 54, № 11. С. 3198–3206.

156. Al-Okby M. и др. UWB-Based Real-Time Indoor Positioning Systems: A Comprehensive Review // *Applied Sciences*. 2024. Т. 14, № 23. С. 11005.
157. Dabove P. и др. Indoor positioning using Ultra-wide band (UWB) technologies: Positioning accuracies and sensors' performances // 2018 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium (PLANS). Monterey, CA: IEEE, 2018. С. 175–184.
158. Bregar K. Indoor UWB Positioning and Position Tracking Data Set // *Sci Data*. 2023. Т. 10, № 1. С. 744.
159. Ren X., Chen W., Tao M. Position-Based Compressed Channel Estimation and Pilot Design for High-Mobility OFDM Systems // *IEEE Trans. Veh. Technol.* 2015. Т. 64, № 5. С. 1918–1929.
160. Ali A. R. и др. Adaptive pilot distribution for OFDM systems in time-variant channels // 2008 Asia-Pacific Microwave Conference. Macau: IEEE, 2008. С. 1–4.
161. Charalambous C. D. и др. Modeling wireless fading channels via stochastic differential equations: identification and estimation based on noisy measurements // *IEEE Trans. Wireless Commun.* 2008. Т. 7, № 2. С. 434–439.
162. Olama M., Djouadi S., Charalambous C. Wireless Fading Channel Models: from Classical to Stochastic Differential Equations // *Stochastic Control* / под ред. Myers C. Sciyo, 2010.

ПРИЛОЖЕНИЕ А – Акты о внедрении научных результатов



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

О внедрении в учебный процесс университета результатов кандидатской диссертации аспиранта кафедры Телекоммуникационных систем Алексакиной Яны Витальевны по теме «Исследование параметров сигналов сверхширокополосных систем связи, повышающих их надежность в условиях помех»

Мы, нижеподписавшиеся, директор института электротехнического инжиниринга, к.т.н. Уразбахтина Ю.О., заведующий кафедрой Телекоммуникационных систем, к.т.н. Воронков Г.С., составили настоящий акт о том, что полученные аспирантом кафедры Телекоммуникационных систем Алексакиной Я.В. основные результаты кандидатской диссертации (аналитическая модель импульсной сверхширокополосной радиосистемы с резисторно-емкостным детектором, аналитические выражения для отношения сигнал/шум-и-помеха и вероятности ошибки на бит при двоичной фазовой манипуляции, многолучевая кластерная модель UWB-радиоканала профилей CM1-CM8 стандарта IEEE 802.15.4a, метод оценки запаса по обнаружению UWB-систем с низкой вероятностью обнаружения) внедрены и применяются в учебном процессе при проведении практических и лабораторных занятий по дисциплинам «Цифровая обработка сигналов», «Радиоприемные и радиопередающие устройства», «Общая теория связи» специальностей 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи и 11.05.04 Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи.

Результаты диссертационного исследования активно используются при выполнении курсовых и выпускных квалификационных работ, связанных с решением актуальных задач в области сверхширокополосных радиосистем и интернета вещей.

Директор института
Электротехнического инжиниринга
к.т.н.

Заведующий кафедрой
телекоммуникационных систем
к.т.н.

Ю. О. Уразбахтина

Г.С. Воронков



УТВЕРЖДАЮ

И.о. генерального директора

АО «НПП «Полигон»

В.Н. Хомский

06

2026 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы

Алексакиной Яны Витальевны по теме «Исследование параметров сигналов сверхширокополосных систем связи, повышающих их надежность в условиях помех»

Мы, нижеподписавшиеся технический директор Минеев А.В. и ведущий инженер схемотехник специализированного конструкторского технологического бюро Волкова М.В. составили настоящий акт о том, что следующие результаты диссертационной работы использованы в рамках инициативных перспективных проектов АО «НПП «Полигон»:

1. Стохастическая модель многолучевого СШП-канала, основанная на уравнении Фоккера-Планка для временной эволюции распределения амплитуд многолучевых компонент, позволяющая оценивать BER UWB-систем в реалистичных условиях распространения без проведения натурных испытаний, что позволило сократить время разработки оборудования.

2. Метод оценки запаса по скрытности передачи MLPD (англ. Margin to Low Probability of Detection) для импульсных СШП-систем, как метрика качества разрабатываемого оборудования.

Ведущий инженер
схемотехник СКТБ

Волкова М.В.

Технический директор

Минеев А.В.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б – Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2026618490

**Программа численного моделирования и
сравнительного анализа UWB-импульсов в условиях
помех**

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Уфимский университет науки и технологий» (RU)*

Автор(ы): *Алексакина Яна Витальевна (RU)*



Заявка № 2026616876

Дата поступления 17 марта 2026 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 25 марта 2026 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570e47ad38d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.03.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

ПРИЛОЖЕНИЕ В – Программа численного моделирования и сравнительного анализа UWB-импульсов в условиях помех

```

import numpy as np
from scipy import special
import matplotlib.pyplot as plt
import os

S0 = 1.0 #Амплитуда импульса, В
SIGMA_S_NS = 0.5 #Длительность импульса, нс
GAMMA = 1.0 #Постоянная затухания
K = 1.0 #Коэффициент связи
B0_THERMAL = 0.0117 #Интенсивность теплового шума
B_MUI = 0.1801 #Интенсивность MUI (многопользовательская
интерференция)
B_J = 0.3 #Интенсивность преднамеренной помехи
DTAU = 0.001 #Шаг дискретизации
TAU_MAX = 10.0 #Длина временной оси
TAU0 = 3.0 #Центр импульса
#p - степень когерентности помехи относительно полезного сигнала
#DC - постоянная составляющая

def signal_name(n):
    names = {0: "Гауссовский импульс", 1: "Моноимпульс (1-я пр.)",
             2: "Дублет (2-я пр.)", 3: "3-я производная",
             4: "4-я производная", 5: "5-я производная"}
    return names.get(n, f"{n}-я производная гауссовского")

def generate_signal(tau, tau0, n):

```

```

u = tau - tau0
gauss = np.exp(-u**2 / 2)
if n == 0:
    return S0 * gauss
elif n == 1:
    return S0 * u * gauss
elif n == 2:
    return S0 * (1 - u**2) * gauss
else:
    He_p2 = np.ones_like(u); He_p1 = u.copy()
    for kk in range(2, n + 1):
        He_c = u * He_p1 - (kk - 1) * He_p2
        He_p2 = He_p1; He_p1 = He_c
    raw = He_p1 * gauss
    peak = np.max(np.abs(raw))
    return S0 * raw / peak if peak > 0 else raw

```

```

def rc_mean_response(tau, s_vals, gamma=GAMMA, k=K):
    m = np.zeros_like(tau)
    for i in range(1, len(tau)):
        m[i] = m[i-1] + (-gamma * m[i-1] + k * s_vals[i]) * DTAU
    return m

```

```

def compute_b0_effective(tau, s_vals, s_gauss_vals):
    dc_n = np.sum(s_vals) * DTAU
    dc_0 = np.sum(s_gauss_vals) * DTAU
    dc_ratio_sq = (dc_n / dc_0)**2 if abs(dc_0) > 1e-10 else 0
    return B0_THERMAL + B_MUI * dc_ratio_sq

```

```

def sinr_vs_coherence(m_Topt, gamma, b0_eff, b_j, rho_array):
    B_eff = b0_eff + b_j * (1 - rho_array**2)
    sigma2 = B_eff / (2 * gamma)
    return (1 + rho_array)**2 * m_Topt**2 / sigma2

def ber_from_sinr(sinr_array):
    return 0.5 * special.erfc(np.sqrt(np.maximum(sinr_array, 0) / 2))

def plot_analysis(tau, s, m, idx_opt, m_opt, rho_arr, sinr_db, ber_arr,
                  n, b0_eff, output_dir='results'):
    os.makedirs(output_dir, exist_ok=True)
    t_ns = (tau - TAU0) * SIGMA_S_NS

    fig, axes = plt.subplots(2, 2, figsize=(13, 9))
    fig.suptitle(f'{signal_name(n)} (n={n},  $\sigma_s$ = $\{SIGMA\_S\_NS\}_{HC}$ , '
                 f' $B_0$ = $\{b0\_eff\}$ ,  $B_J$ = $\{B_J\}$ ),
                 fontsize=13, fontweight='bold')

    ax = axes[0, 0]
    ax.plot(t_ns, s, color='#1565C0', linewidth=1.8)
    ax.set_title('Форма импульса s(t)'); ax.set_xlabel('t, нс')
    ax.set_ylabel('s(t), B'); ax.axhline(0, color='k', lw=0.5)
    ax.set_xlim(-2, 2); ax.grid(True, alpha=0.3)

    ax = axes[0, 1]
    sc = np.max(np.abs(m)) / np.max(np.abs(s)) if np.max(np.abs(s)) > 0 else 1

```

```

ax.plot(t_ns, s*sc, '--', color='#90CAF9', lw=1, label='s(t) (масшт.)')
ax.plot(t_ns, m, color='#C62828', linewidth=1.8, label='m(t)')
t_opt_ns = (tau[idx_opt] - TAU0) * SIGMA_S_NS
ax.axvline(t_opt_ns, color='gray', ls=':', alpha=0.7)
ax.plot(t_opt_ns, m_opt, 'ko', ms=6, zorder=5)
ax.annotate(f'Topt={t_opt_ns:.2f} нс\nm(Topt)={m_opt:.4f}',
            xy=(t_opt_ns, m_opt), fontsize=9,
            xytext=(10, -20 if m_opt > 0 else 20),
            textcoords='offset points',
            bbox=dict(boxstyle='round,pad=0.3', fc='wheat', alpha=0.85),
            arrowprops=dict(arrowstyle='->', color='gray'))
ax.set_title('Отклик РС-интегратора m(t)'); ax.set_xlabel('t, нс')
ax.set_ylabel('m(t)'); ax.legend(fontsize=9); ax.set_xlim(-2, 3)
ax.grid(True, alpha=0.3)

ax = axes[1, 0]
ax.plot(rho_arr, sinr_db, color='#2E7D32', linewidth=2)
for rm in [0, 0.5]:
    ir = np.argmin(np.abs(rho_arr - rm))
    ax.plot(rm, sinr_db[ir], 'o', color='#2E7D32', ms=7)
    ax.annotate(f' $\rho=\{rm\}$ : {sinr_db[ir]:.1f} дБ',
                xy=(rm, sinr_db[ir]), fontsize=9,
                xytext=(10, -15), textcoords='offset points',
                bbox=dict(boxstyle='round,pad=0.2', fc='#C8E6C9', alpha=0.85))
ax.plot(rho_arr[-1], sinr_db[-1], 'o', color='#2E7D32', ms=7)
ax.annotate(f' $\rho\approx 1$ : {sinr_db[-1]:.1f} дБ',
            xy=(rho_arr[-1], sinr_db[-1]), fontsize=9,
            xytext=(-90, -15), textcoords='offset points',
            bbox=dict(boxstyle='round,pad=0.2', fc='#C8E6C9', alpha=0.85))
ax.set_title('SINR( $\rho$ )')

```

```

ax.set_xlabel('ρ'); ax.set_ylabel('SINR, дБ')
ax.set_xlim(0, 1); ax.grid(True, alpha=0.3)

ax = axes[1, 1]
bp = np.clip(ber_arr, 1e-15, 1)
ax.semilogy(rho_arr, bp, color='#E65100', linewidth=2)
for rm in [0, 0.5]:
    ir = np.argmin(np.abs(rho_arr - rm))
    bv = max(ber_arr[ir], 1e-15)
    ax.plot(rm, bv, 'o', color='#E65100', ms=7)
    lbl = f'{ber_arr[ir]:.1e}' if ber_arr[ir] > 1e-14 else '< 10-14'
    ax.annotate(f'ρ={rm}: {lbl}', xy=(rm, bv), fontsize=9,
               xytext=(10, 15), textcoords='offset points',
               bbox=dict(boxstyle='round,pad=0.2', fc='#FFE0B2', alpha=0.85))
    bvl = max(ber_arr[-1], 1e-15)
    ax.plot(rho_arr[-1], bvl, 'o', color='#E65100', ms=7)
    lbl = f'{ber_arr[-1]:.1e}' if ber_arr[-1] > 1e-14 else '< 10-14'
    ax.annotate(f'ρ≈1: {lbl}', xy=(rho_arr[-1], bvl), fontsize=9,
               xytext=(-90, 15), textcoords='offset points',
               bbox=dict(boxstyle='round,pad=0.2', fc='#FFE0B2', alpha=0.85))
ax.set_title('BER(ρ)')
ax.set_xlabel('ρ'); ax.set_ylabel('BER')
ax.set_ylim(1e-15, 1); ax.set_xlim(0, 1); ax.grid(True, alpha=0.3)

plt.tight_layout()
fname = os.path.join(output_dir, fuwb_n{n}.png')
plt.savefig(fname, dpi=150, bbox_inches='tight')
plt.show(); plt.close()
return fname

```

```

def run_analysis(n):
    tau = np.arange(0, TAU_MAX, DTAU)
    s = generate_signal(tau, TAU0, n)
    s_gauss = generate_signal(tau, TAU0, 0)

    m = rc_mean_response(tau, s)
    idx_opt = np.argmax(np.abs(m))
    m_opt = m[idx_opt]
    t_opt_ns = (tau[idx_opt] - TAU0) * SIGMA_S_NS

    b0_eff = compute_b0_effective(tau, s, s_gauss)
    rho_arr = np.linspace(0, 0.99, 200)
    sinr_arr = sinr_vs_coherence(m_opt, GAMMA, b0_eff, B_J, rho_arr)
    sinr_db = 10 * np.log10(np.maximum(sinr_arr, 1e-30))
    ber_arr = ber_from_sinr(sinr_arr)

    print(f'\n{'='*60}')
    print(f' {signal_name(n)} (n = {n})')
    print(f'{'='*60}')
    print(f' Topt = {t_opt_ns:.3f} ns, m(Topt) = {m_opt:.6f}')
    print(f' Bo_eff = {b0_eff:.6f}, Bo_therm={B0_THERMAL:.4f}')
    print(f'\n {'p':>5s} {'B_eff':>8s} {'SINR(дБ)':>10s} {'BER':>12s}')
    print(f' {'-'*42}')
    for rv in [0.0, 0.25, 0.5, 0.75, 0.99]:
        ir = np.argmin(np.abs(rho_arr - rv))
        be = b0_eff + B_J * (1 - rv**2)
        print(f' {rv:5.2f} {be:8.4f} {sinr_db[ir]:10.2f} {ber_arr[ir]:12.4e}')

    fname = plot_analysis(tau, s, m, idx_opt, m_opt, rho_arr, sinr_db, ber_arr,
                          n, b0_eff)

```

```
print(f'\n Сохранено: {fname}')
```

```
def main():
```

```
    print("=" * 60)
```

```
    print(" МОДЕЛИРОВАНИЕ UWB-СИГНАЛОВ С MUI-ПОМЕХОЙ")
```

```
    print(" на основе уравнения Фоккера-Планка")
```

```
    print("=" * 60)
```

```
    print(f'\n B0_therm={{B0_THERMAL}}, B_J={{B_J}}')
```

```
    print(f' σs={{SIGMA_S_NS}} нс, γ'={{GAMMA}}')
```

```
    print("\n n=0 — Гауссовский (DC≠0, сильное MUI)")
```

```
    print(" n=1 — Моноимпульс (DC=0, без MUI)")
```

```
    print(" n=2 — Дублет (DC=0, без MUI)")
```

```
    print(" n≥3 — Высшие производные (DC≈0)\n")
```

```
while True:
```

```
    try:
```

```
        inp = input("Введите n: ").strip()
```

```
        if inp.lower() in ('q', 'quit', 'exit'):
```

```
            break
```

```
        n = int(inp)
```

```
        if n < 0:
```

```
            print(" n ≥ 0"); continue
```

```
        run_analysis(n)
```

```
    except ValueError:
```

```
        print(" Введите целое число.")
```

```
    except KeyboardInterrupt:
```

```
        break
```

```
if __name__ == '__main__':
```

```
    main()
```