

**Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования Московской области
«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза,
летчика-космонавта А.А. Леонова»**

УДК 681.3
№ госрегистрации
Инв. №

УТВЕРЖДАЮ
Ректор «МГОТУ»

_____ А.Ю. Щиканов

«___» _____ 2022 г.

**ОТЧЕТ
О НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ РАБОТЕ**

по теме:

**«Методики оценки и обеспечения помехоустойчивости беспроводных
устройств малого радиуса действия»**

Шифр темы

89.29.55: ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

**Руководитель НИР,
д.т.н., профессор**

Артюшенко В.М.

г. Королев МО – 2022 г.

СПИСОК ИСПОЛНИТЕЛЕЙ

Должность, ученая степень и звание	Подпись	Фамилия, инициалы и номер раздела выполненной работы
1	2	3
Руководитель НИР, Заведующий кафедрой информационных технологий и управляющих систем, д.т.н., профессор	_____	Артюшенко В.М. введение, разделы 1,2,3,4 заключение
Старший преподаватель кафедры информационных технологий и управляющих систем	_____	Строганова С.М., разделы 1,2,3,4
Профессор кафедры информационных технологий и управляющих систем, д.т.н., профессор	_____	Стреналюк Ю.В., раздел 2
Профессор кафедры информационных технологий и управляющих систем, д.т.н., профессор	_____	Шульженко С.Н. Раздел 1
Профессор кафедры информационных технологий и управляющих систем, д.э.н., профессор	_____	Пирогов М.В. Раздел 1
Доцент кафедры информационных технологий и управляющих систем, к.т.н., доцент	_____	Аббасова Т.С., раздел 3
Доцент кафедры информационных технологий и управляющих систем, к.т.н., доцент	_____	Дмитренко Е.Н. Раздел 2

Доцент кафедры информационных технологий и управляющих систем, к.т.н., доцент	_____	Логачева Н.В. Раздел 2
Доцент кафедры информационных технологий и управляющих систем, к.т.н., доцент	_____	Макарова Е.Г. Раздел 4
Доцент кафедры информационных технологий и управляющих систем, к.т.н., доцент	_____	Меньшикова Л.В. Раздел 2
Доцент кафедры информационных технологий и управляющих систем, к.т.н., доцент	_____	Стрельцова Г.А. Раздел 4
Доцент кафедры информационных технологий и управляющих систем, к.т.н., доцент	_____	Теодорович Н.Н. Раздел 3
Доцент кафедры информационных технологий и управляющих систем, к.т.н., доцент	_____	Шайтура С.В. Раздел 2
Доцент кафедры прикладного программного обеспечения	_____	Исаева Г.Н. Раздел 3
Старший преподаватель кафедры информационных технологий и управляющих систем	_____	Конюхов С.В. Раздел 2
Старший преподаватель кафедры информационных технологий и управляющих систем	_____	Штрафина Е.Д. Раздел 2

Студен группы ИСТ-19-2	_____	Романенко А.А. Раздел 4
Магистр группы ИМО-ПИ-22	_____	Шумилин М.П. Раздел 4
Магистр группы ИМО-ПИ-22	_____	Оганисян Э.А. Раздел 4
Специалист по учебно-методической работе 1-й категории	_____	Булаева О.В. Раздел 4
Специалист по учебно-методической работе	_____	Козенкова Д.В. Раздел 4

РЕФЕРАТ

Работа состоит из введения, 4 глав, заключения, включает 67 рисунков и 6 таблиц, изложена на 114 листах, список использованных источников содержит 119 наименований.

Ключевые слова: методика, алгоритм, устройства малого радиуса действия, взаимные помехи, радиоэлектронные устройства, Bluetooth, Wi-Fi, ZigBee, технологии беспроводной передачи данных, шумовые помехи, гармонические помехи, комбинированные помехи.

Работа посвящена получению методик оценки и обеспечения помехоустойчивости беспроводных устройств малого радиуса действия (УМРД).

Объект исследования: беспроводные УМРД (беспроводные устройства малого радиуса действия).

Цель исследования: повышение эффективности беспроводных устройств малого радиуса действия в условиях различных внешних воздействий.

Основные научные результаты исследования: разработаны методики расчета оценки помехоустойчивости УМРД для разных моделей распространения радиоволн; разработаны методики расчета оценки электромагнитного взаимодействия УМРД и мешающих радиоэлектронных средств; разработаны методики оценки защитного расстояния для УМРД; разработаны методики оценки энергетических параметров сети УМРД для расчета экономически оптимизированной и технически устойчивой сети по отношению к помехам окружающих радиоэлектронных устройств.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	8
ГЛАВА 1. ТЕХНОЛОГИЙ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ	11
1.1. Технологии Bluetooth, Wi-Fi, ZigBee	11
1.2. Модели распространение волн	22
1.3. Расчет затухания радиоволн в среде	24
Выводы по 1 главе	28
ГЛАВА 2. МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ УМРД	29
2.1 Модели отражения и преломления радиоволн	30
2.2 УМРД на открытой местности	44
2.3 УМРД внутри помещения	48
2.4 Задачи оптимизации размещения УМРД	58
Выводы по 2 главе	61
ГЛАВА 3. ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ РЭС НА УМРД	62
3.1. Шумовые помехи РЭС на УМРД	62
3.1.1. Шумовые помехи на УМРД с ППРЧ и двойной ЧМ	62
3.1.2. Шумовые помехи на УМРД с ППРЧ и М-ичной ЧМ	66
3.2. Гармонические помехи РЭС на УМРД	70
3.2.1. Гармонические помехи на УМРД с ППРЧ и двойной ЧМ	70
3.2.2. Гармонические помехи на УМРД с ППРЧ и М-ичной ЧМ	74
3.2.3. Комбинированные помехи на УМРД с ППРЧ и двойной ЧМ	77
3.3. Блочное кодирование	78
Выводы по 3 главе	81
ГЛАВА 4. ЗАЩИТНОЕ РАССТОЯНИЕ ДЛЯ УМРД	83

4.1. Защитное расстояние УМРД с ППРЧ	83
4.2. Защитное расстояние для УМРД с ППРЧ	86
4.3. Учет диаграммы направленности мешающих радиоэлектронных устройств.....	90
4.4. Вероятность интермодуляционной составляющей помехи в пикосети УМРД с ППРЧ.....	93
Выводы по 4 главе	99
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	100
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	102

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время как никогда остро стоит проблема построения систем сбора данных, управления, мониторинга в самых различных прикладных областях. Распространенные проводные соединения в ряде случаев не эффективны в связи со сложностью монтажа кабельных систем, определенной стоимостью прокладки и обслуживания, поэтому все большее распространение получают беспроводные сети. Беспроводные сети находят применение в научно-исследовательской, производственной и прикладных областях человеческой деятельности. Важным достоинством беспроводных сетей является их быстрое разворачивание, масштабирование и обслуживание. Исходя из вышеизложенного, тема, посвященная комплексу методик оценки и обеспечения устойчивости к помехам устройств МРД (малого радиуса действия), является актуальной и своевременной.

Актуальность заявленной в исследовании проблематики определяется широкой востребованностью новых технологий для устройств малого радиуса действия (УМРД) в беспроводных сетях в разных сферах деятельности.

Ввиду ограниченности частотного ресурса, ведущего к увеличению взаимных помех между радиоэлектронными устройства, размещенных с большой плотностью в условиях интенсивного внешнего воздействия определяют необходимость совершенствования методов и средств повышения эффективности функционирования УМРД.

Степень разработанности заявленной в исследовании проблематики. Аналитические и экспериментальные результаты отображены в работах отечественных и зарубежных авторов: Н.Р. Kranz [90], E.Folmer, W.Beek, L.Rietveld [86]; D.Culler, D.Estrin [84]; A. Bagnall [80]; J.E. Blanchard [82]; M. Rodbell [103]; Е.Л.Фенберг [75]; Г. И.Тузov, В. А.Сивов [72]; М.Соколов [65]; В.В. Рыбаченков [64]; В.В.Никольский [55]; К.И. Кук [49]; М.А. Елизаров [40]

Область исследования. НИР соответствует паспорту научной специальности 05.13.01 - Системный анализ, управление и обработка информации»), в т.ч. пунктам:

2. Формализация и постановка задач системного анализа, оптимизации, управления, принятия решений и обработки информации.

3. Разработка критериев и моделей описания и оценки эффективности решения задач системного анализа, оптимизации, управления, принятия решений и обработки информации.

4. Разработка методов и алгоритмов решения задач системного анализа, оптимизации, управления, принятия решений и обработки информации.

12. Визуализация, трансформация и анализ информации на основе компьютерных методов обработки информации.

Объект исследования: беспроводные УМРД (беспроводные устройства малого радиуса действия).

Предмет исследования: методики получения оценок устойчивости к помехам УМРД.

Цель исследования: повышение эффективности беспроводных УМРД в условиях различных внешних воздействий.

В соответствии с этим, были поставлены и решены следующие **основные задачи:**

- разработка методики расчета оценки помехоустойчивости УМРД для разных моделей распространения радиоволн;
- разработка методики расчета оценки электромагнитного взаимодействия УМРД и мешающих радиоэлектронных средств;
- разработка методики оценки защитного расстояния для УМРД;
- разработка методики оценки энергетических параметров сети УМРД для расчета экономически оптимизированной и технически устойчивой сети по отношению к помехам окружающих радиоэлектронных устройств.

Научная новизна определяется предложенным комплексом методик расчетов помехоустойчивости УМРД: расчет зоны стабильной работы УМРД в зависимости от технических характеристик УМРД; оценки влияния помех на УМРД от РЭС; расчета защитного расстояния для УМРД от помех РЭС, которые приводят к блокировке УМРД.

Практическая значимость работы определяется возможностью в получении оценки энергетических параметров сети УМРД для расчета экономически оптимизированной и технически устойчивой сети по отношению к помехам окружающих радиоэлектронных устройств.

Методы исследования. В работе использовались методы математической статистики, теории случайных процессов, радиотехники, математического моделирования.

ГЛАВА 1. ТЕХНОЛОГИЙ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

1.1. Технологии Bluetooth, Wi-Fi, ZigBee

Традиционные проводные соединения в ряде случаев не эффективны в связи со сложностью монтажа кабельных систем, определенной стоимостью прокладки и обслуживания, поэтому все большее распространение получают беспроводные сети. Важным достоинством беспроводных сетей является их быстрое разворачивание, масштабирование и обслуживание [62; 102; 137]. В некоторых случаях использование сетей с беспроводными технологиями обмена данными является единственно возможной [11; 31; 34; 57; 58; 61; 77]. Основные компоненты беспроводной системы описаны в работах [15; 52; 99], ряд задач, решаемых такими системами обозначен в работах [13; 78; 125; 83; 98; 127; 130]. При построении сетей беспроводной связи может быть реализована схема сбора данных типа «звезда» [18; 27; 112]. Неотъемлемая и важная составляющая информационных сетей в современных условиях – использование беспроводных устройств малого радиуса действия, распределенных в пространстве и работающих в обычных частотно-нелицензионных зонах.

Наиболее широко распространены три технологии беспроводной передачи данных Bluetooth, WiFi, и ZigBee. На Рисунке 1 представлены области использования стандартов данных технологий. В Таблицах 1 и 2 приводятся основные характеристики радиомодулей, характерные для данных технологий [2; 12; 65].

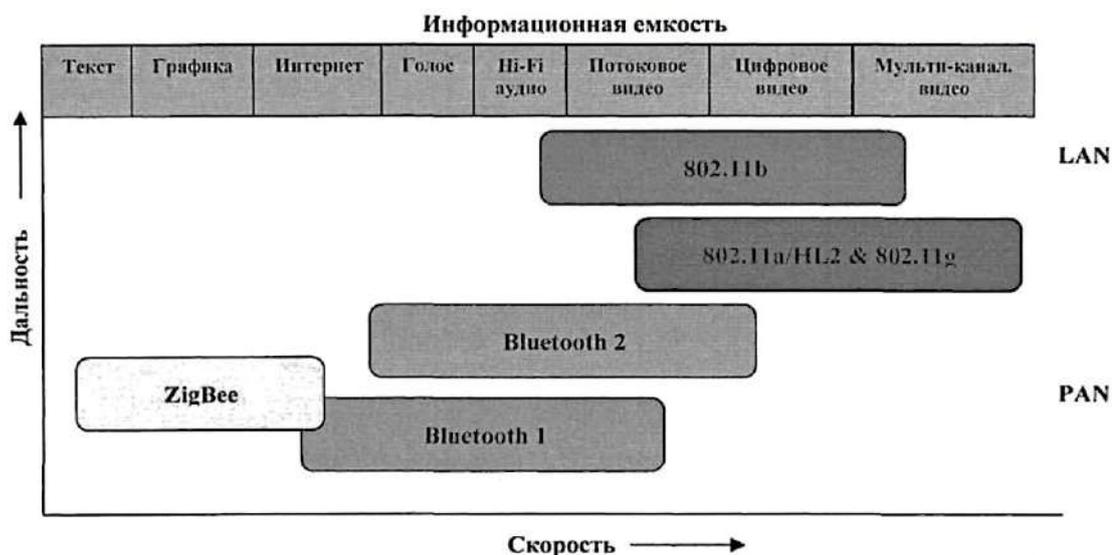


Рисунок 1 – Области использования стандартов технологий беспроводной передачи данных [12]

Таблица 1 – Сравнение технологий беспроводной передачи данных (БПД) [2; 12; 65]

Характеристики	Технология беспроводной передачи данных (стандарт)		
	Bluetooth (IEEE 802.15.1)	Wi-Fi (IEEE 802.11b)	ZigBee (IEEE 802.15.4)
Частотный диапазон, ГГц	2,4-2,483	2,4-2,483	2,4 - 2,483
Пропускная способность, кбит/с	723,1	И 000	250
Размер стека протокола, кбайт	более 250	более 1000	32-64
Время непрерывной, автономной работы от батареи, дни	1-10	0,5-5	100- 1000
Максимальное количество узлов в сети	7	10	65 536
Выходная мощность, дБм	0-20	20	0
Диапазон действия, м (средние значения)	10-100	20 - 300	10-100
Области применения	Замещение проводного соединения	Передача мультимедийной информации (Интернет, электронная почта, видео)	Удаленный мониторинг и управление

Таблица 2 – Сравнение радиомодулей БПД [2; 12; 65]

Характеристики		Радиомодули для различных технологий		
		UARTDNG101 (Bluetooth)	APM6125 (WiFi)	MC13192 (ZigBee)
Диапазон рабочих частот, ГГц		2,4-2,4835	2,4 - 2,497	2,405 -2,480
Выходная мощность, дБм		4	13,5	0-4
Потребляемый ток	в режиме передачи	До 61 мА	30-35 мА	190 мА
	в режиме приема	Нет данных	37-42 мА	150 мА
	в режиме ожидания	Нет данных	0,5-0,8 мА	Нет данных
	Нет данных	в энергосберегающем режиме	1 - 35 мкА	1 мА
Напряжение питания, В		3,3 и 5	3,3	2,0-3,4
Чувствительность, дБм		-78	-85 при скорости передачи 11 Мбит/с	-92
Скорость передачи данных по радиоканалу		до 723 кбит/с	1; 2; 5,5; 11 Мбит/с	250 кбит/с
Рабочий диапазон температур, °С		-40...+105	-40...+90	-40...+85

Рассмотренные сети могут работать в одинаковой полосе частот и в одном и том же внутриполосном канале. В связи с этим возникает вопрос об интероперабельности и способности этих сетей сосуществовать в непосредственной близости.

На Рисунке 2 схематично изображена так называемая полоса радиочастот ISM – это часть спектра радиосигнала, который используется в медицинской, промышленной и научной областях. На эти полосы приходится следующие значения частот спектра: 902 – 928 МГц, 2400 –

2483,5 МГц и 5725 – 5850 МГц. Примеры устройств, работающих в этих диапазонах: радиочастотный нагрев, микроволновые печи, медицинские машины. Мощные излучения этих частот могут вызвать электромагнитные помехи

Одним их значимых является диапазон ISM 2,4 ГГц, который в настоящее время используется такими устройствами, как WLAN, Bluetooth, Zigbee.

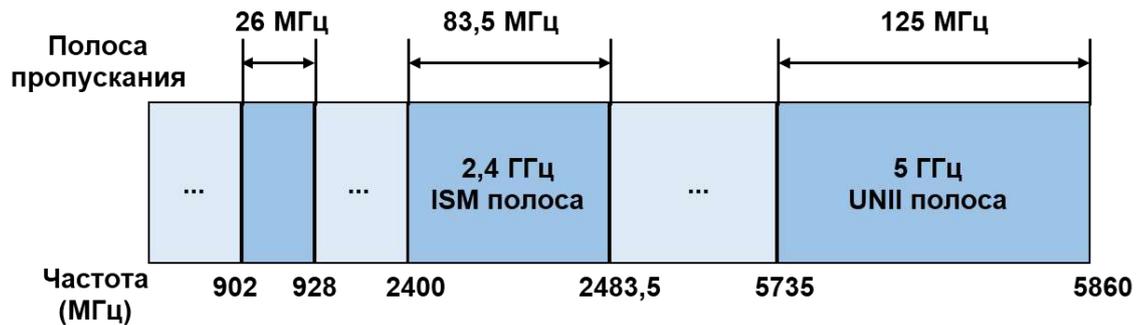


Рисунок 2 – Полоса ISM [70]

Но, поскольку использование полосы ISM в открытом доступе. Низкая стоимость. То это может привести к серьезным помехам между различными компонентами, которые интегрированы с различными технологиями, и которые используют одинаковую частотную полосу. Далее кратко рассмотрим основные популярные беспроводные технологии, которые работают в данном нелицензионном диапазоне частот.

Bluetooth предназначен для беспроводных устройств относительно низкой стоимости и работающих на малом радиусе действия. В технологии используется стандарт IEEE 802.15.1. Данный диапазон применений определяется беспроводной персональной сетью [8]. Технология Bluetooth может передать на короткие расстояния от десяти до ста метров. Также есть возможность при отсутствии прямой видимости устройства подключить. Известны две топологии, которые используются в случае Bluetooth: это – пиконет (piconet) и scatternet.

Ведущее устройство Bluetooth и одно или несколько устройств, которые рассматриваются в качестве ведомого образуют так называемую пикосеть. Как правило данные устройства взаимодействуют между собой в режиме точка–точка. Передача данных может быть двухточечной или многоточечной. Кроме того, для снижения энергопотребления ведомый блок в активном режиме может находиться в режиме ожидания.

Scatternet - это набор операционных пикосетей Bluetooth, которые налагаются друг на друга в пространстве и времени. Обе сети могут быть объединены. Устройства Bluetooth могут участвовать в нескольких пикосетях одновременно, позволяя передавать информацию за пределы зоны действия одной пикосети. Причем, устройство может оказаться ведомым в нескольких сетях, но ведущим остается при этом только в одной из них.

Диапазон работы Bluetooth определяется частотным набором от 2402 МГц до 2483,5 МГц. Также входит так называемая защитная полоса в диапазоне 2 МГц внизу и 3,5 МГц сверху. Для корректной работы Bluetooth используется сигналы с расширением спектра путем псевдослучайной перестройки радиочастоты сигнала. Эта технология известна как ППРЧ (FHSS). Может быть выполнено 800 скачков в секунду.

Технологии Zigbee используют стандарт IEEE 802.15.4, это спецификация предназначена для коммуникационных протоколов высокого уровня и используемую при создании локальных сетей, объединяющих маломощные устройства в малых проектах, в которых допустимы относительно низкая скорость передачи данных. Также характерно низкое энергопотребление. Дальность работы и передачи данных составляет порядка десяти – ста метров в прямой видимости. Как правило ограничение связано с небольшой мощности этих устройств.

Дальность передачи достигает порядка 50 метров в прямой видимости устройств и обусловлена ограничением энергопотребления этих устройств. Zigbee поддерживает 250 Кбит / с и подходит для передачи данных датчиков с прерыванием.

Сеть Zigbee позволяет использовать как звездную сетевую архитектуру, так и древовидную. Устройства Zigbee делятся на три типа: координатор Zigbee (ZC), маршрутизатор Zigbee (ZR), конечное устройство Zigbee. Zigbee, как правило, работает на двадцати шести каналах, включая первые десять каналов, которые работают в диапазоне ISM 915 МГц, следующие каналы от 11 до 26, работают в диапазоне ISM 2,4 ГГц., имеющих для каждого канала полосу пропускания 2МГц и интервал 5 МГц.

Wi-Fi (Wireless Fidelity, торговая марка Союза Wi-Fi) представляет собой технологию локальной беспроводной сети с устройствами, работающими по стандарту IEEE 802.11. Устройства Wi-Fi присоединяются к с помощью беспроводной точки доступа и WLAN. Стандарт IEEE 802.11 предоставляет следующие два типа конфигурации сети:

- Режим "клиент / сервер": станции связаны посредством точки доступа, определяющим базовый набор (BSS). Два и более базовых набора BSS, которые образуют подсеть, реализуют набор (ESS).

- Режим "точка-точка": когда установленная связь между клиентами напрямую и специальная точка доступа не используется. В этом случае реализуется набор.

IEEE 802.11-стандарт характеризует спецификации физического уровня и управление доступом к среде. Выпущена базовая версия стандарта в 1997 г. и в дальнейшем была модифицирована [4]. Оригинальный IEEE 802.11 определяется следующими технологиями работы: частотно-скачкообразный спектр распространения (FHSS), спектр распространения прямой последовательности (DSSS) и инфракрасный (IR). Может быть использованы технологии ортогонального мультиплексирования с частотным разделением (OFDM), множественного ввода и множественного вывода (MIMO) и их коррекции для увеличения скорости [7]. На Рисунке 3 показаны поправки к слою IEEE 802.11 PHY и их зависимости [6].

Стандарт IEEE 802.11 базируется на логических функциях: РСУ (функция координации распределенная) на основе режима CSMA / CA

(множественный доступ / избегание столкновения) и ФКП (пункт функция координации) на основе механизма выбора или голосования. В соответствии с Рисунком 4 показаны поправки к уровню IEEE 802.11 MAC [19].

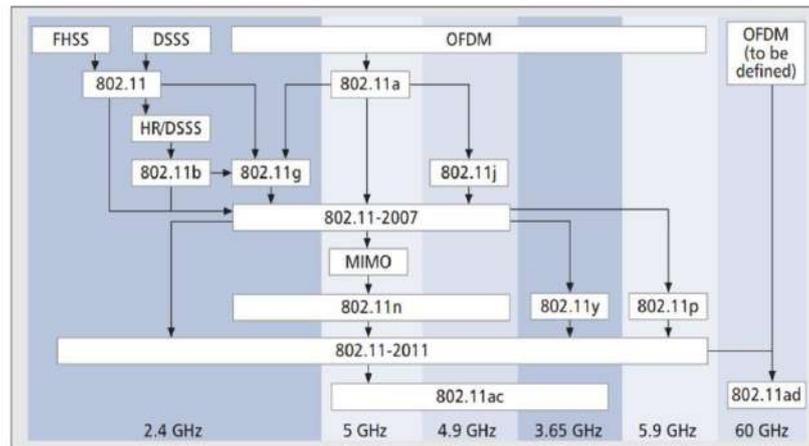


Рисунок 3 – IEEE 802.11 PHY [19]

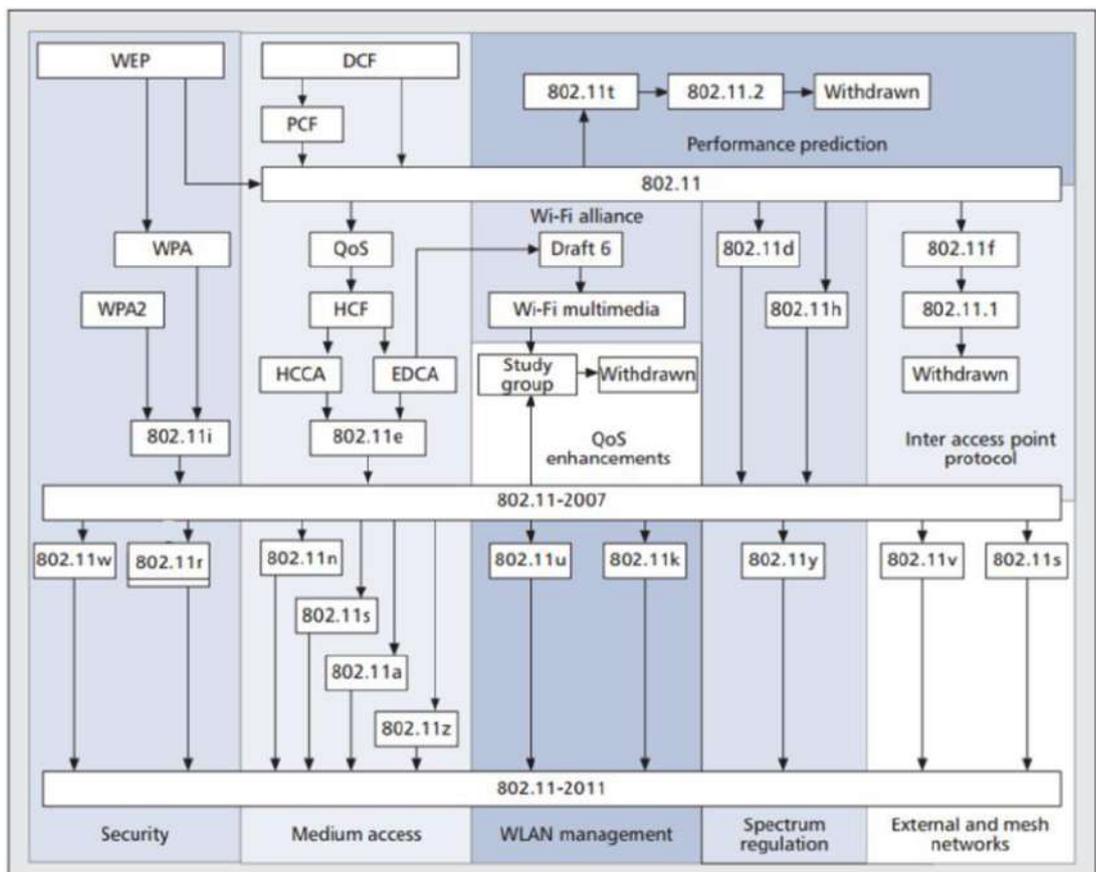


Рисунок 4 – IEEE 802.11 MAC [19]

Разделение спектра в нелицензированной полосе частот 2,4 ГГц между различными устройствами создает серьезные большие помехи между системами и значительно ухудшает производительность системы, особенно в

контексте поддержания качества обслуживания (QoS). Таким образом все эти три типа устройств становятся источниками основных помех в системе. Возникновение помехи в пакетах (интерференция) происходит, когда в перекрывающиеся периоды времени используются перекрывающиеся частоты (каналы). Эта технология показана на Рисунке 5 (приводится пример Bluetooth и WLAN Wi-Fi). Устройства Wi-Fi и Bluetooth имеют общий диапазон передачи данных. На Рисунке 5 схематично представлено столкновение пакетов WLAN и Bluetooth.

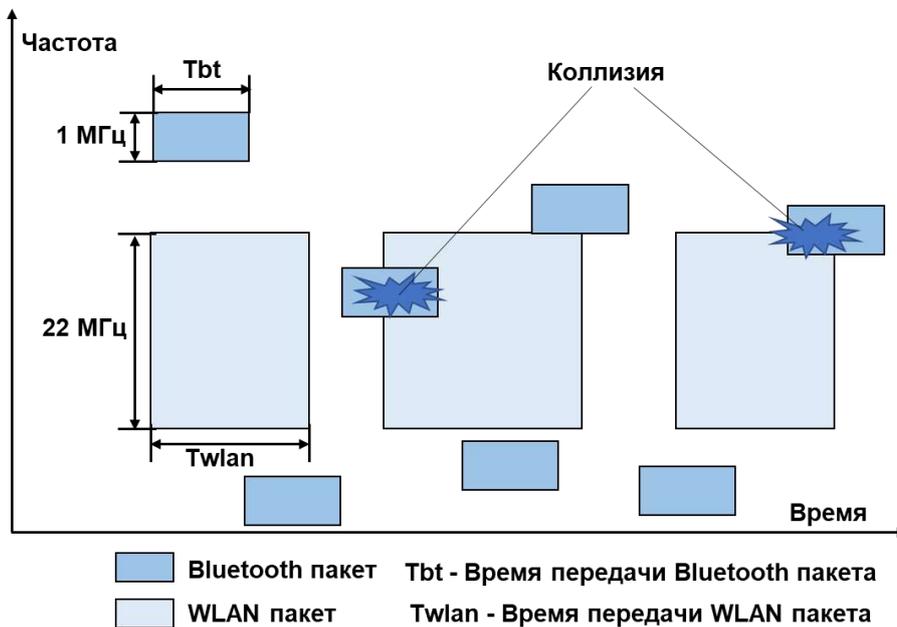


Рисунок 5 – Пример помех между пакетами Bluetooth и Wi-Fi [6]

При взаимодействии устройств Zigbee и Wi-Fi полученные пакеты отфильтровываются и данные не восстанавливаются в случае возникновения помехи. Вероятность появления новых помех между пакетами при этом повышается. Из-за наличия помех пропускная способность сети снижается, при передаче данных становятся возможным значительные увеличения потерь и задержек. ZigBee устройства дольше ожидают приема свободных носителей.

На уровень помех оказывают влияние такие факторы как объем трафика, который проходит через данную сеть, скорость, с которой передаются данные, мощность каждого вида устройств и всей сети в целом.

Помимо этого известно, что различные пакеты данных, передаваемые по беспроводной сети, имеют различный уровень чувствительности к помехам.

В нелицензированном диапазоне частот 2,4 ГГц могут возникать помехи между устройствами Bluetooth, Zigbee и Wi-Fi, а также самоналожение помех внутри сетей. Рассмотрим механизмы возникновения помех в сетях между устройствами Bluetooth и Wi-Fi; Zigbee и Wi-Fi. Это обусловлено тем, что помехи между Bluetooth и Zigbee незначительны, поскольку близки по значению параметры их мощности передачи данных и, к тому же, на практике крайне редко используется совместная работа этих устройств. Мощность передачи данных между устройствами Wi-Fi значительно превышает Bluetooth и Zigbee, следовательно, существует вероятность возникновения значительных интерференционных эффектов и помех [8]. Сложность поддержки QoS для WLAN обусловлена механизмами взаимодействия беспроводных сетей друг с другом. В следующем разделе мы представим некоторые механизмы сосуществования беспроводных технологий для уменьшения внешних и внутренних воздействий - помех.

Рассмотрим механизмы взаимодействия, сосуществования и возможного решения при возникновении помех в сетях между устройствами Bluetooth, Wi-Fi, Zigbee. При взаимодействии осуществляется ортогональная передача данных во времени между устройствами. Важно при этом, чтобы устройства были реализованы на одном физическом носителе или блоке (в одном пользовательском устройстве). Подобные механизмы используются для размещения скриптовых приложений. В качестве индикаторов для несовместных механизмов используются следующие параметры: BER (частота битовых ошибок), FER (частота ошибок кадров), PLR (скорость потери пакетов), power, SNR (отношение сигнал / шум), RSSI (индикация уровня принимаемого сигнала), LQI (индикация качества канала), ACK (подтверждение) и др. В Таблицах 3 и 4 приводятся результаты анализа различных механизмов взаимодействия технологий Bluetooth, ZigBee и Wi-Fi [2].

Таблица 3 – Анализ механизмов сосуществования WLAN и Bluetooth [2]

Механизм	Тип механизма	Показатель оценки канала	Технология	Идея	Недостатки
<i>AFH</i>	Несовместный	<i>PER, PLR, BER</i>	<i>Bluetooth</i>	Классификация каналов: плохие и хорошие. Произвольно использует хороший канал передачи	Ограничения памяти и мощности. Требуется модификация оборудования. Нет обратной совместимости.
<i>MDMS</i>	Несовместный	<i>PER, PLR, BER</i>	<i>Bluetooth</i>	Откладывать передачу если назначенные частоты заняты.	Сокращение полосы пропускания Вводит задержку
<i>BIAS</i>	Несовместный	<i>BER</i>	<i>Bluetooth</i>	Передача осуществляется только в том случае, если оба ведущих и ведомых устройства используют хорошие каналы	Неэффективно для выравнивания помех между Пикосетями Bluetooth
<i>V-OLA</i>	Несовместный и совместный	Нет	<i>WLAN</i>	Отрегулировать длину пакета WLAN	Несовершенная информация может быть получена.
<i>D-OLA</i>			<i>Bluetooth</i>	Отрегулировать длину пакета <i>Bluetooth</i>	Значительная задержка в <i>Bluetooth</i>
Управление мощностью	Несовместный	Мощность	<i>Bluetooth WLAN</i>	Сравните мощность передачи с пороговым значением мощности Отрегулировать мощность	Гонка мощностей. Помехи на соседних системах.
Адаптивный выбор типа пакета	Несовместный	Нет	<i>Bluetooth</i>	Использовать разные типы пакетов	Длинный пакет → более уязвим для помех Короткий пакет → более заголовков
<i>LBT</i>	Несовместный	Нет	<i>Bluetooth</i>	Прослушать канал	Неустойчив к резким изменениям
<i>AWMA</i>	Размещенный совместный	Нет	<i>Bluetooth WLAN</i>	Передать <i>Bluetooth</i> пакет в период маяка	Не работает с <i>SCO</i> -ссылкой
<i>PTA</i>				Использование общего планировщика Назначить приоритет	Вносит задержку
<i>МЕНТА</i>				Использование общего планировщика	Вносит задержку
Нуллификация пакета	Неразмещенный совместный	Нет	<i>Bluetooth</i>	Вставить 1 МГц пустой (<i>null</i>) в 22 МГц <i>802.11b</i> несущей	Сложность реализации

Таблица 4 – Анализ механизмов сосуществования между WLAN и Zigbee [2]

Механизм	Тип механизма	Показатель оценки канала	Технология	Идея	Недостатки
Техника когнитивного радио	Несовместный	LQI , SNR , Обнаружение энергии	<i>Zigbee</i>	Координатор “бодрствует” в следующем неактивном периоде для оценки канала В случае возникновения помех он переключается на новый канал	Ухудшение качества связи основного пользователя
<i>ACH</i>	Несовместный	LQI , $ALQI$	<i>Zigbee</i>	Заказ доступных каналов с помощью индикатора качества связи Координатор и обычный узел активно посылают запросы коммутатора на новый канал при обнаружении помех	Требует модификации оборудования.
Адаптивная <i>CCA</i>	Несовместный	Обнаружение энергии, Контроль несущей	<i>WLAN</i>	Адаптация порога энергии для уменьшения потери	Увеличение порога <i>CCA</i> может увеличить количество коллизий в сети. 26
<i>UWC</i> алгоритм	Совместный	<i>ACK</i>	<i>WLAN</i> <i>Zigbee</i>	Находит лучший канал <i>Zigbee</i> с наименьшими помехами <i>WLAN</i> Беспроводная локальная сеть предотвращает от воздействия выбранному каналу <i>ZigBee</i> для определенного периода времени	Необходимость одновременной поддержки всех сетевых устройств
Распределенная адаптация частоты	Несовместный	Маяк (beacon)	<i>Zigbee</i>	Каждый узел в режиме передачи должен найти другой свободный канал Устройства сами выбирают каналы при возникновении помех	Проблема перехода соседних устройств на новый канал
Последовательная передача запроса данных	Несовместный	<i>ACK</i> , Обнаружение энергии	<i>Zigbee</i>	Сенсорный узел решает изменить канал только при обнаружении серьезных помех. Связь будет приостановлена до тех пор, пока все узлы сети снова не свяжутся с базовой станцией.	Неэффективно для специальной топологии
<i>CSCC</i>	Совместный	Нет	<i>WLAN</i> <i>Zigbee</i>	Метод <i>CSCC</i> требует, чтобы все пользователи периодически передавали и прослушивали информацию об использовании спектра.	Слабая защита от помех

1.2. Модели распространение волн

Радиоволны, которые используются для беспроводной связи, отражаясь множество раз от земной поверхности и окружающих объектов, распространяются в основном по прямой линии и не огибают препятствия [49; 53; 64]. Поэтому уровень сигнала интенсивно убывает с изменением расстояния. Это следствие многолучевого распространения волн.

Также известны такие проблемы как зависание и искажение сигнала при многолучевом распространении радиоволн, также в зависимости от расстояния.

Ведущее передающее устройство – антенна, обычно располагается в зоне прямой видимости в модели пикосети УМРД [36]. Иногда может быть использовано переотражение сигнала на трассе от нескольких антенн, многолучевое распространение. На Рисунке 6 показана модель трассы, которая может изменяться случайным образом как при перемещении самих УМРД, так и окружающих предметов.



Рисунок 6 – Модель многолучевого распространения радиоволн [50]

При распространении радиоволн вдоль трассы как правило рассматривают следующие эффекты: эффект замирания, экранирования и потери энергии волной при распространении. Эти эффекты могут быть

описаны через замирание огибающей [50; 69; 75]. Для пикосетей также принято различать модели распространения радиоволн внутри помещений и в открытом пространстве. На Рисунке 7 представлена схема подели распространения радиоволн внутри помещения, когда присутствует множество близко расположенных препятствий.



Рисунок 7 – Расположение УМРД в помещении [50]

В соответствии с Рисунком 8 представлена модель размещения устройств малого радиуса действия для открытой местности или для помещений, в которых высота потолка и стен много больше расстояния между УМРД. В этом случае количество переотражений сигнала значительно меньше, чем для модели как Рисунке 7. Вне помещения обычно считается, что мощность прямой волны больше, чем мощность отраженных.



Рисунок 8 – Расположение УМРД в помещении в проекции[50]

1.3. Расчет затухания радиоволн в среде

Для расчета затухания радиоволн в среде рассмотрим обобщенную модель. Потери L в условиях отсутствия прямой видимости [74] можно определить по формуле:

$$L \sim L(r/r_0)^{-n}, \quad (1)$$

где: r - расстояние между антеннами, одна из которых передающая, другая - приемная; r_0 - расстояние до 1-го препятствия. Параметр n меняется от двух до пяти. Потери в децибелах в незамкнутом пространстве до расстояния r_0 можно найти по формуле:

$$L(r_0) = 27,56 - \lg f - 20 \lg r_0 \quad . \quad (2)$$

Потери по абсолютной величине $L_0(r)$:

$$L(r_0) = 27,56 - \lg f - 20 \lg r_0 - 10n \lg(r/r_0) \quad (3)$$

В соответствии с Рисунком 9 представлены результаты математического моделирования выражений (1) и (2). Получены оценки связи затухания и расстояния для разных значений параметра n . Принимается расстояние до препятствия равное одному метру. На графиках видно, что на дальность связи оказывает влияние значение коэффициента n . В свободном пространстве затухание изменяется на расстоянии 30 м, внутри помещения – 7 м.

На Рисунке 10 представлен расчет затухания в зависимости от расстояния от источника волн до препятствия, при $n = 4$. Из рисунка видно, что рост L связан с R , это расстояние, на котором располагается препятствие. Видно также, что скорость затухания не изменяется если расстояние растет.

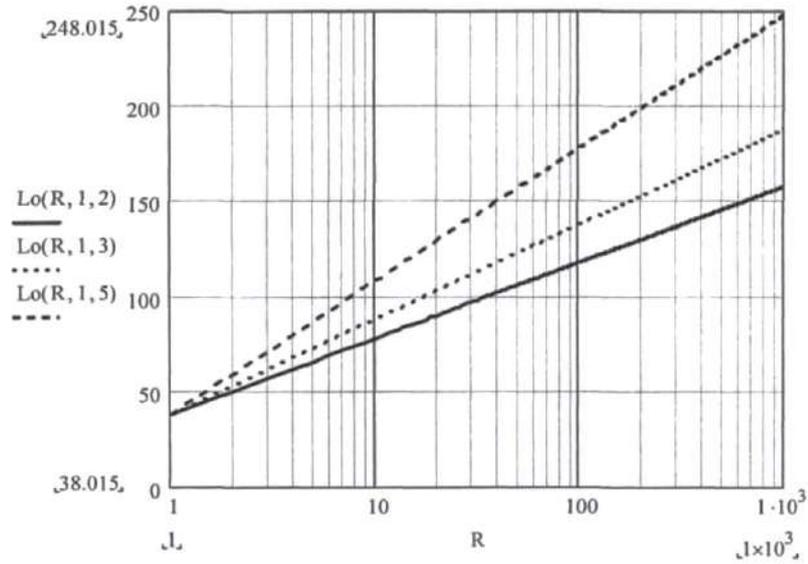


Рисунок 9 – Результаты расчета L в зависимости от R для различных параметров $n = 2, 3$ и 5

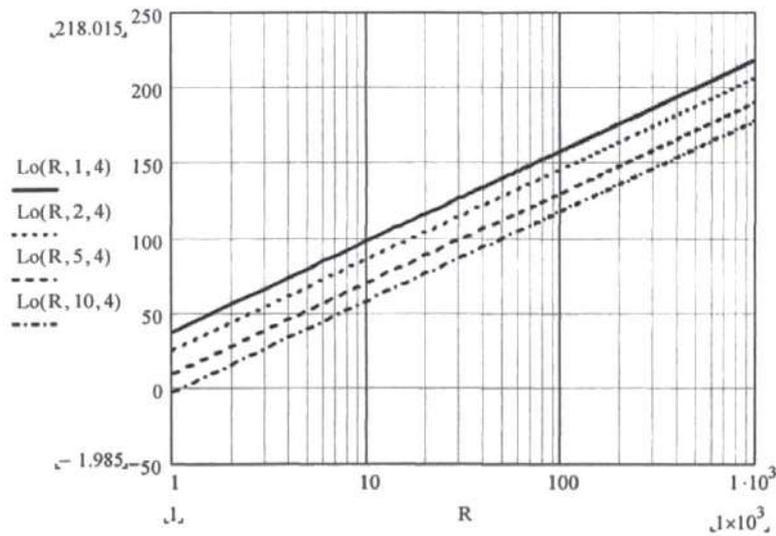


Рисунок 10 – Результаты расчета L в зависимости от R ($r_0 = 1, 2, 5$ и 10 м) при $n = 4$

В соответствии с Рисунком 11 показаны зависимости затухания L от R для разных n . $N = 10$ м. Видно, что L не зависит от N .

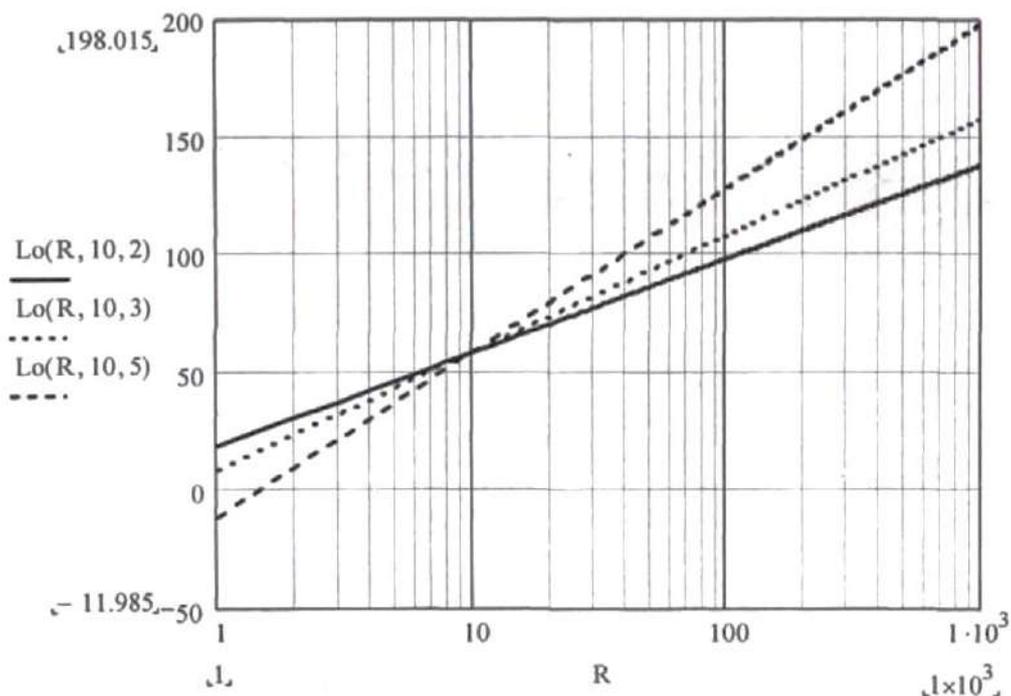


Рисунок 11 – Зависимость L от R для разных $n = 2, 3, \text{ и } 5$

Рассмотрим модель COST 231 Хата – модель расчета уверенной зоны работы радиоустройств [74]. Когда источник радиоволн находится внутри и вне помещения можно рассчитать средние потери по следующим формулам соответственно:

$$L_p = A + B \lg(r) ; \quad L_p = A + B \lg(r) - D \quad , \quad (4)$$

где: A , B и D определяются из выражений:

$$A = 46,3 + 33,9 \lg(f_0) - 13,82 \lg(h_m) - a(h_s) + C_m \quad (5)$$

$$B = B(h_m) = 44,9 - 6,55 \lg(h_m) \quad , \quad (6)$$

$$D = D(f_0) = 4,78 [\lg(f_0)]^2 - 19,331 \lg(f_0) + 40,94 \quad , \quad (7)$$

$C_m = 0 \dots 3$ дБ; h_m – высота приемника; h_s – высота источника.

На Рисунке 12 показаны зависимости L от R , рассчитанные по формулам модели Хата. Как видно в соответствии с Рисунком 12 потери при

распространении возрастают по абсолютной величине и отличаются для случая распространения волн в свободном пространстве.

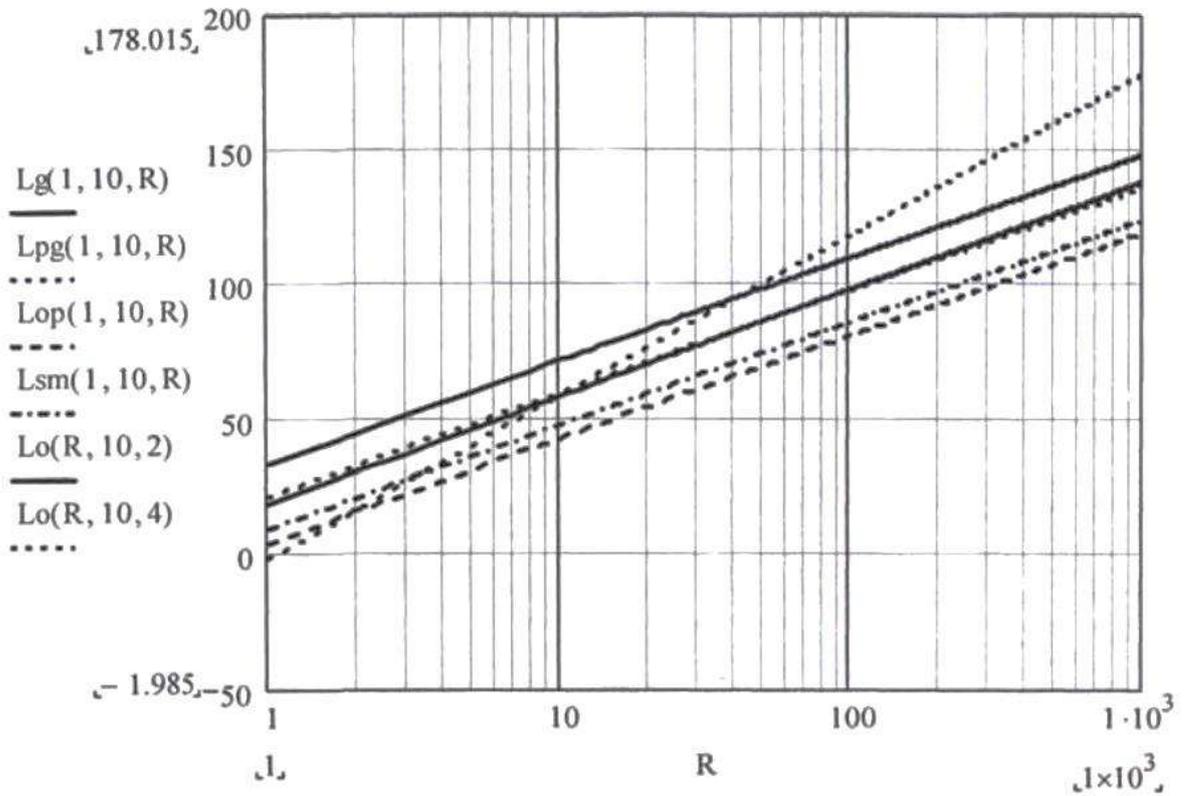


Рисунок 12 – Зависимость L от R для разных условий распространения

На Рисунке 13 показаны результаты расчета затухания радиоволн, рассчитанных по формулам Хата в зависимости от высоты антенны. Увеличение высоты подъема антенны приводит к уменьшению потерь. На малых расстояниях высота подъема устройств никак не связана с расстоянием между устройствами.

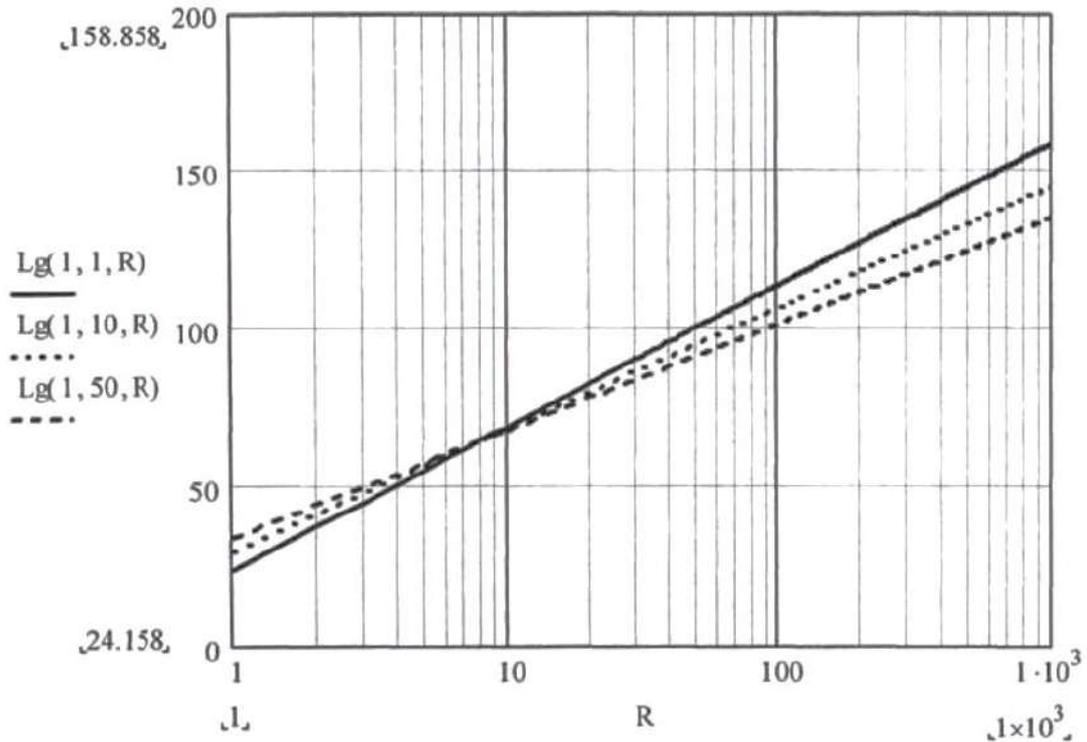


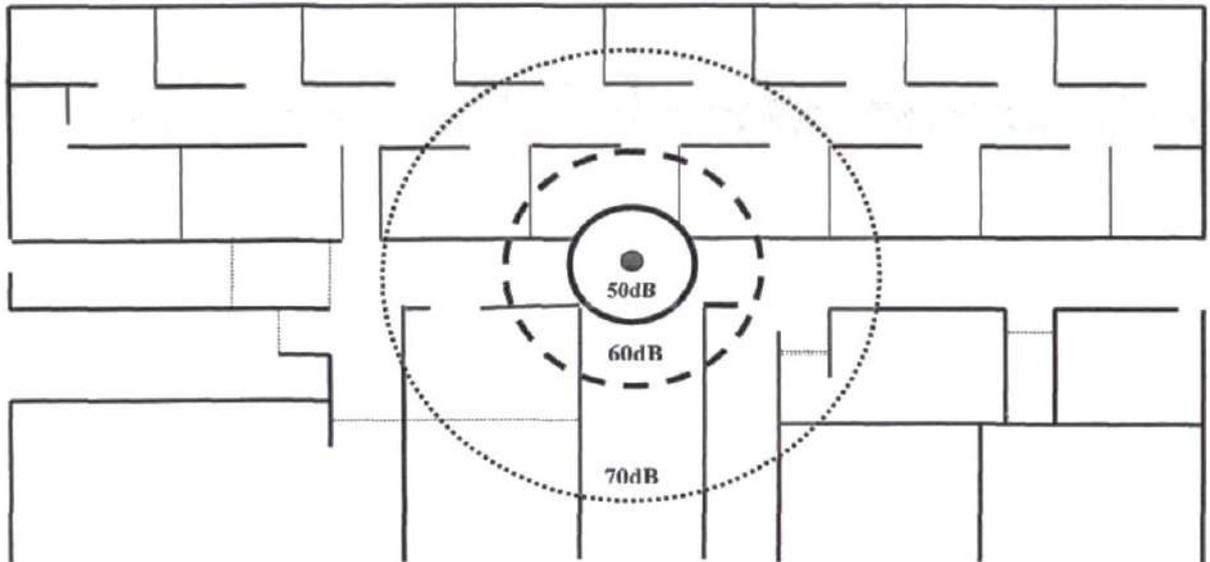
Рисунок 13 – Результаты расчета затухания радиоволн в зависимости от R для разных высот расположения ведущего устройства

Выводы по 1 главе

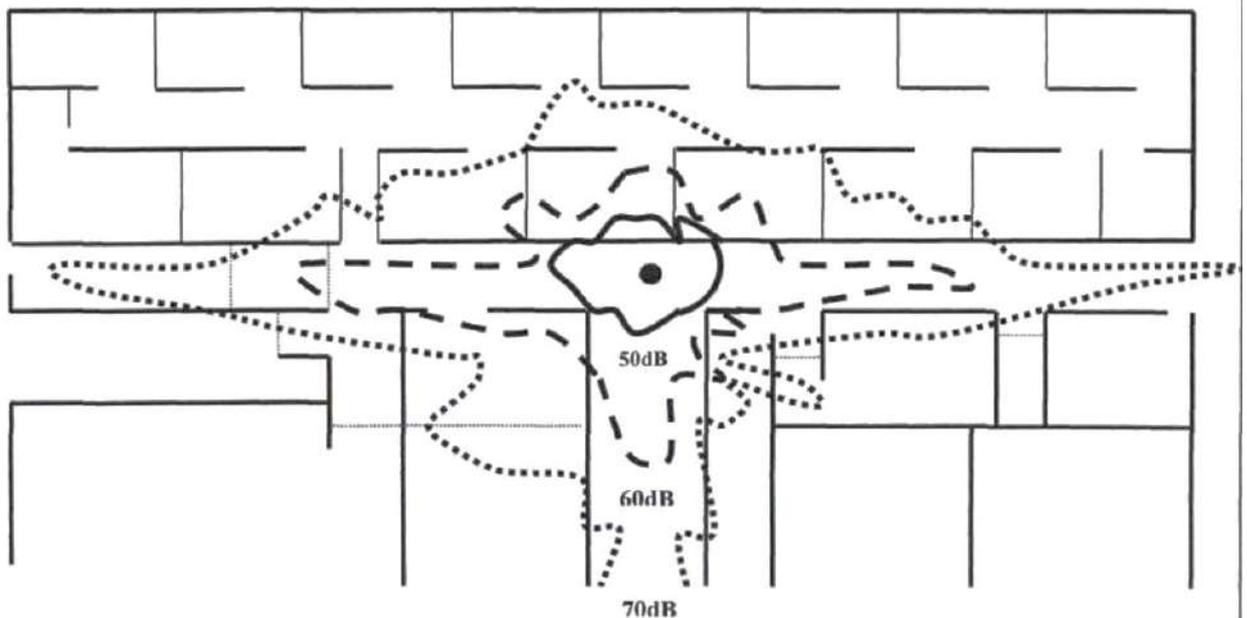
1. Проведен сравнительный анализ параметров и работы основных технологий беспроводной передачи данных.
2. Показано, что неравномерность затухания радиоволн для различных моделей расположения УМРД.
3. Получены расчеты оценок потерь для случая, когда радиоволны распространяются внутри помещения и в открытом пространстве.
4. Получены оценки потерь по формулам Хата.
5. Получены зависимости потерь от расстояния для разных высот размещения УМРД.

ГЛАВА 2. МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ УМРД

При разработке методов расчета оценок помехоустойчивости устройств малого радиуса действия необходимо учитывать механизмы распространения радиоволн для различных вариантов размещения устройств. Если УМРД располагаются на открытой местности, то распространение радиоволн характеризуются такими эффектами как: прохождение и отражение от земной поверхности с учетом рельефных неоднородностей, потери при распространении, связанные с различными атмосферными явлениями, например, рассеивании энергии радиоволн на атмосферных образованиях или нерезонансные поглощения частицами в атмосфере и др. Если УМРД располагаются внутри помещений, то необходимо учитывать такие эффекты как замирание, экранирование, потери энергии при отражениях от стен, пола, потолка помещения. В соответствии с Рисунком 14 приводится пример распределения уровней радиосигнала УМРД при наличии коридоров в помещении. Наличие коридоров и их ориентация оказывают влияние на уровень сигнала УМРД. Далее рассмотрим два варианта размещения УМРД подробно: случай, когда УМРД находятся в открытом или закрытом пространстве. При этом считается, что высота помещения много больше, чем расстояние между источниками УМРД и случай, когда УМРД располагаются в закрытом помещении, и высота которых сопоставима с расстоянием между УМРД.



а)



б)

Рисунок 14 – Модель распределения уровней радиосигнала при наличии коридоров в помещении: а) – идеальное б) – реальное [74]

2.1 Модели отражения и преломления радиоволн

При распространении радиоволн внутри помещения напряженность энергии волн зависит от количества коридоров и препятствий, а также от

материала препятствий [114]. На Рисунке 15 показана структурная схема распространения радиоволн.

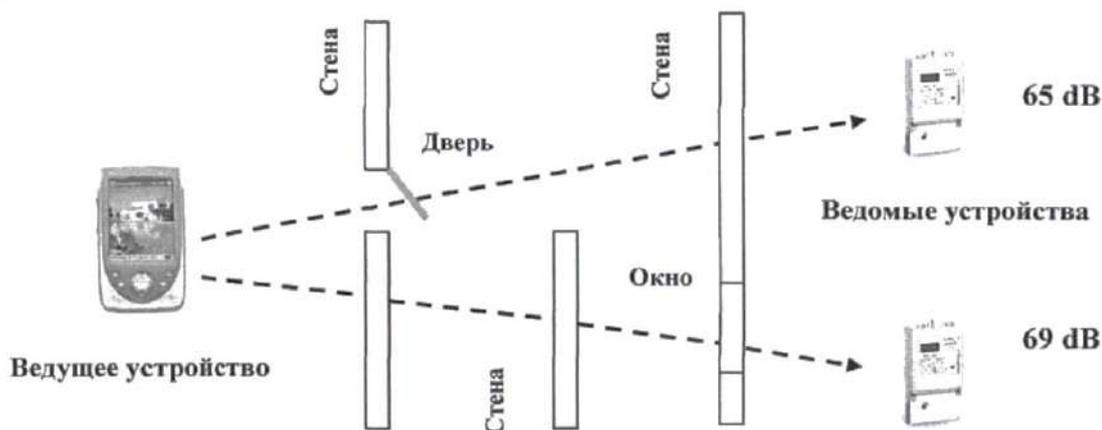


Рисунок 15 – Ослабление радиосигнала при наличии препятствий [50]

Потери мощности сигнала в открытой местности могут быть вычислены по формуле:

$$A_0 = 10 \lg G_m + 10 \lg G_s + 20 \lg \left(\frac{\lambda}{4\pi L} \right), \quad (8)$$

где G_m – коэффициент усиления ведущего УМРД, G_s – коэффициент усиления ведомого УМРД, L – расстояние между УМРД, λ – длина волны.

Тангенс угла, который характеризует потери при распространении радиоволны, согласно работам [39; 55; 76], определяется соотношением:

$$\operatorname{tg} \delta = 60 \gamma \lambda \varepsilon^{-1}, \quad (9)$$

где: δ – диэлектрическая проницаемость среды, γ – проводимость среды. Отражающие поверхности для волны представляются диэлектриком, тангенс потерь у которого много меньше, чем единица. Амплитуда с коэффициентом затухания α_n в полупроводящей среде уменьшается по экспоненциальному закону.

Таким образом при $\operatorname{tg} \delta \ll 1$, коэффициент затухания α_n можно определить по формуле [16; 46; 55]:

$$\alpha_n = 60 \pi \gamma \varepsilon^{-0.5}. \quad (10)$$

Потери мощности A_c равны:

$$A_c = -8.6\alpha_{\Pi}r, \text{ дБ} \quad (11)$$

Помимо потерь нужно учитывать процессы отражения, преломления и поглощения волн при падении на границу двух сред (в соответствии с Рисунком 16): Θ_1 – угол падения волны на стену; Θ_3 – угол отражения; Θ_2 – угол поглощения.

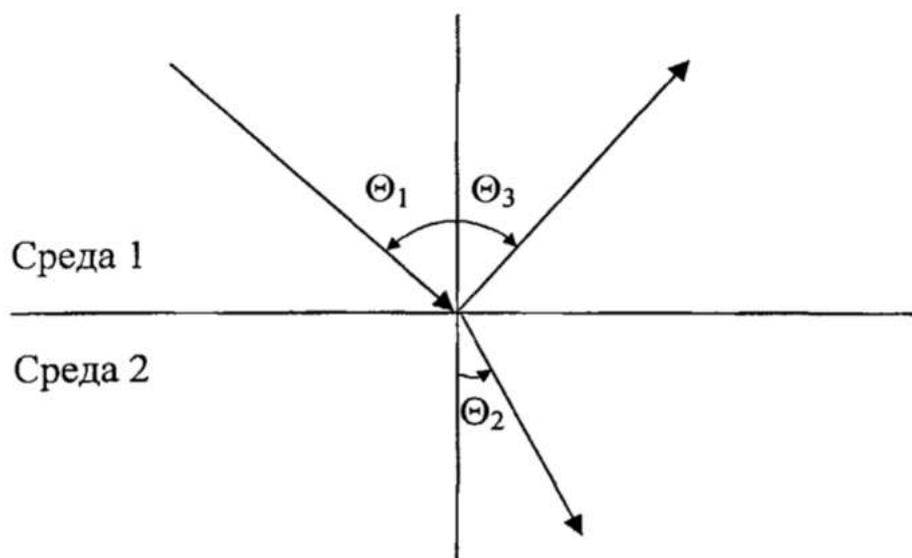


Рисунок 16 – Схема падения, отражения и преломления радиоволны на границе двух сред

Согласно закону преломления Снеллиуса в случае, когда луч падает на границу двух идеальных диэлектриков, угол падения равен углу отражения и характеризует. В условии, когда одна из сред представляет собой открытое пространство, а вторая является диэлектриком закон Снеллиуса записывается следующим образом:

$$\sin\Theta_1(\sin\Theta_2)^{-1} = (n_2)^{-0.5}. \quad (12)$$

А расстояние, которое волна проходит в среде, можно найти как:

$$r = d[1 - \sin^2\Theta_1(\epsilon_2)^{-1}]^{-0.5} \quad (13)$$

где: d — толщина среды; ϵ_2 — диэлектрическая проницаемость среды.

Тогда рассчитаем потерю мощности в стене, толщина которой равна d :

$$A_c(\theta_1, d, \varepsilon_2) = -8.6\alpha_{\Pi}d[1 - \sin^2\theta_1(\varepsilon_2)^{-1}]^{-0.5} \text{ дБ.} \quad (14)$$

Поскольку затухание радиоволны осуществляется по экспоненциальному закону, то можно объединить различные участки границы двух сред с одним значением диэлектрической проницаемости, записав:

$$r_c = \sum_{i=0}^p r_{c,i}. \quad (15)$$

В Таблице 5 приводятся значения проводимости и диэлектрической проницаемости для разных сред.

Таблица 5 – Электрические параметры разных сред

Тип среды	Диэлектрическая проницаемость, ε	Проводимость, γ
Стекло	4 – 7	2×10^{-10}
Бетон	6 – 25	$10^{-3} - 10^{-2}$
Кирпич	3 – 20	$10^{-3} - 10^{-2}$
Дерево	2 – 10	10^{-4}
Лес	1...2	$10^{-5} - 10^{-3}$
Земля сухая/ влажная	3 – 6 / 10 – 30	$10^{-3} - 2 \times 10^{-2} / 3 \times 10^{-2} - 3 \times 10^{-1}$
Вода пресная	80	1...2

При падении радиоволны на границу двух сред степень отражения этой волны определяется отношением амплитуд падающей и отраженной волн (коэффициентом отражения). Коэффициенты Френеля (коэффициенты отражения и преломления) зависят от материала, из которого сделана стена, от поляризации волны и от угла, под которым луч падает на границу двух сред.

Для идеальных диэлектриков, горизонтально поляризованной волны коэффициенты Френеля могут быть рассчитаны по формулам [16; 55]:

$$f_g = \frac{2n_1 \cos \Theta_1}{n_1 \cos \Theta_1 + n_2 \cos \Theta_2} \text{ — коэффициент преломления,} \quad (16)$$

$$F_g = \frac{n_1 \cos \Theta_1 - n_2 \cos \Theta_2}{n_1 \cos \Theta_1 + n_2 \cos \Theta_2} \text{ — коэффициент отражения.} \quad (17)$$

Тогда:

$$E_{2g} = f_g E_{1g}, \quad E_{3g} = F_g E_{1g}. \quad (18)$$

Для идеальных диэлектриков, вертикально поляризованной волны коэффициенты Френеля могут быть рассчитаны по следующим формулам:

$$f_v = \frac{2n_1 \cos \Theta_1}{n_2 \cos \Theta_1 + n_1 \cos \Theta_2} \text{ — коэффициент преломления,} \quad (19)$$

$$F_g = \frac{n_2 \cos \Theta_1 - n_1 \cos \Theta_2}{n_2 \cos \Theta_1 + n_1 \cos \Theta_2} \text{ — коэффициент отражения.} \quad (20)$$

В случае, когда волна попадает в плотную среду из менее плотной, то коэффициенты отражения находятся по формулам:

$$F_v = \frac{\varepsilon \cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}{\varepsilon \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}} \quad (21)$$

$$F_g = \frac{\cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}{\cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}} \quad (22)$$

Коэффициенты преломления соответственно по формулам:

$$f_g = \frac{2 \cos \varphi_1}{\cos \varphi_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi_1}}, \quad (23)$$

$$f_v = \frac{2\sqrt{\varepsilon} \cos \Theta_1}{\varepsilon \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}. \quad (24)$$

Если волна падает из более плотной среды в менее плотную, то коэффициенты отражения находятся по формуле:

$$F_g = \frac{\varepsilon \cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}{\varepsilon \cos \varphi_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi_1}}, \quad (25)$$

$$F_v = \frac{\cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}{\varepsilon \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}. \quad (26)$$

Коэффициенты преломления соответственно по формулам:

$$f_g = \frac{2\varepsilon \cos \Theta_1}{\varepsilon \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}, \quad (27)$$

$$f_v = \frac{2\sqrt{\varepsilon} \cos \Theta_1}{\cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \Theta_1}}. \quad (28)$$

Для расчета вектора Умова-Пойнтинга [16; 55], характеризующего средний поток энергии в плоской волне используется соотношение:

$$S_{cp} = 0.5 \operatorname{Re}(E \times H^*). \quad (29)$$

При этом, согласно закону сохранения энергии, количество энергии падающей волны на единицу площади поверхности должно быть равно сумме энергий отраженной и преломленной волн. Отношение нормальной составляющей плотности потока E отраженной и падающей волн определяют коэффициент отражения [16; 46; 55]:

$$R = |F|^2. \quad (30)$$

Аналогично коэффициент прохождения находится как отношение нормальной составляющей плотности потока E преломленной и падающей волны [16; 55]:

$$T = [\varepsilon^{0.5} \cos \Theta_2 (\cos \Theta_1)^{-1}] |f|^2. \quad (31)$$

Таким образом на основе уравнений (16), (17) для разных значений диэлектрической проницаемости можно рассчитать в зависимости от угла падения значения коэффициентов отражения и прохождения. В соответствии с Рисунком 17 приводятся зависимости от угла падения для волны, поляризованной вертикально, коэффициентов отражения. Значения $\varepsilon = 2, 6$,

10. Из графиков видно, что при так называемом угле Брюстера [16; 55] падающая волна полностью проходит через препятствие без отражения:

$$\theta = \arctg (\varepsilon)^{0.5}. \quad (32)$$

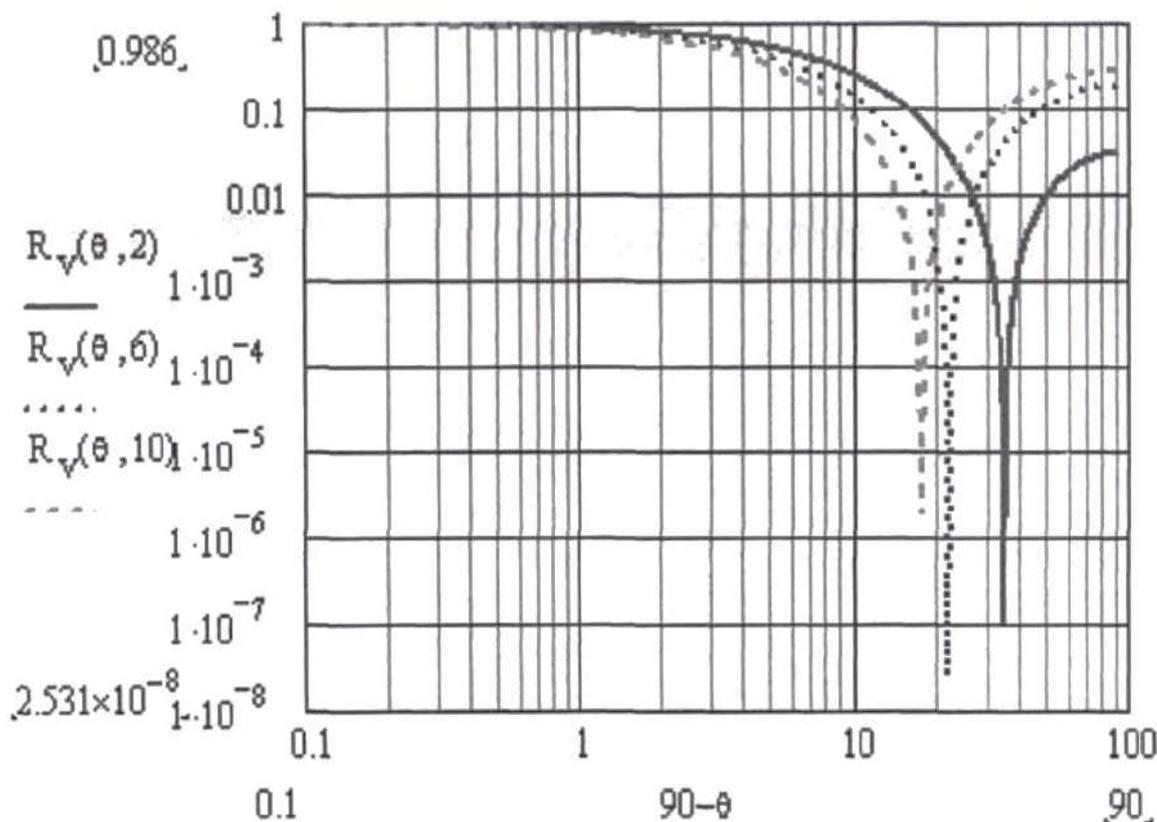


Рисунок 17 – Коэффициент отражения по мощности вертикально поляризованной волны в зависимости от угла падения

При значениях $\varepsilon = 2, 6, 10$. углы Брюстера будут равны соответственно $54,73^\circ$, $67,79^\circ$ и $72,45^\circ$. Тогда минимальное значение коэффициента отражения составит $35,23^\circ$, $22,21^\circ$ и $17,55^\circ$.

В соответствии с Рисунком 18 приводятся зависимости от угла падения коэффициента отражения для волны, поляризованной вертикально. Из графиков видно, что при уменьшении угла падения волны на границу двух сред увеличивается ее прохождение внутрь второй среды.

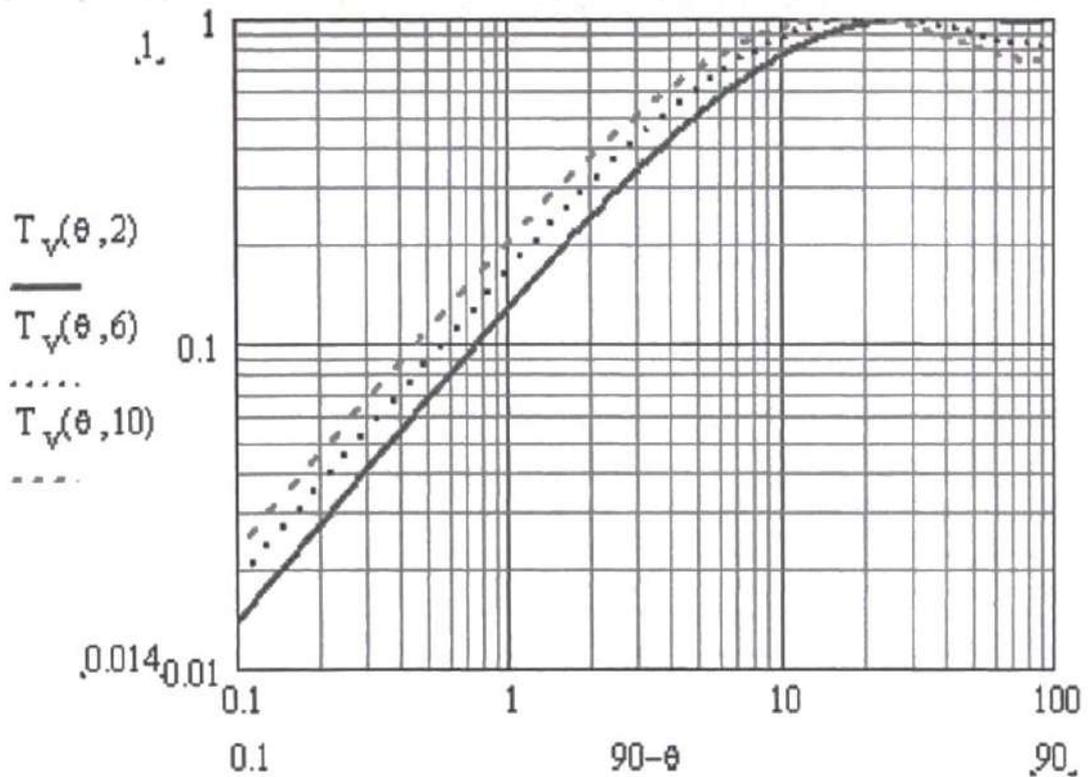
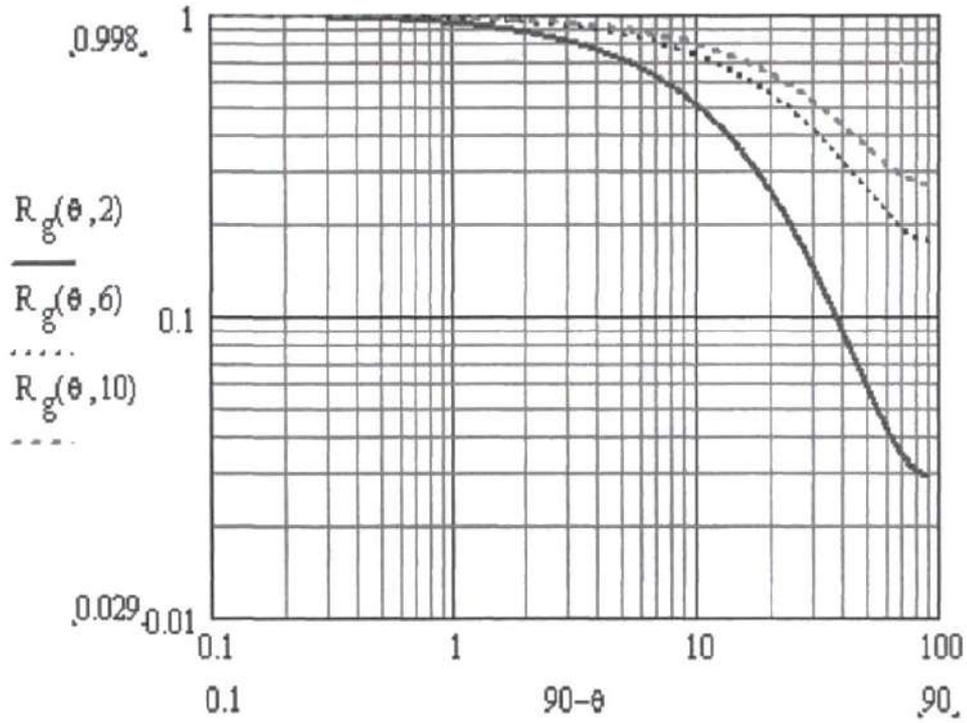
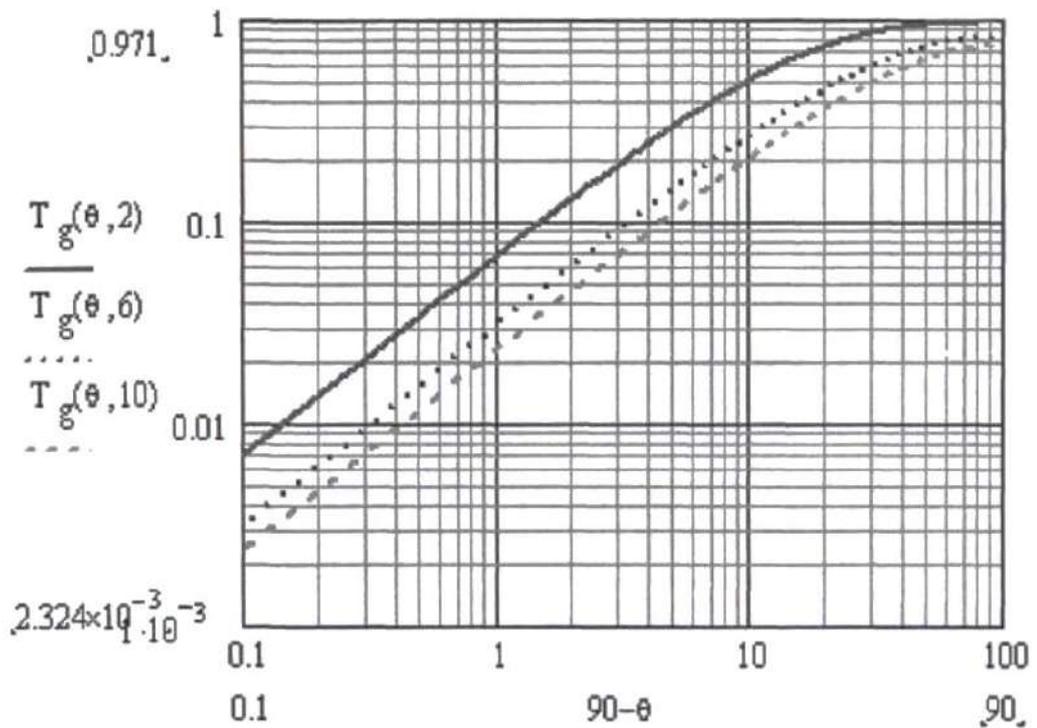


Рисунок 18 – Коэффициент прохождения по мощности вертикально поляризованной волны в зависимости от угла падения

В соответствии с Рисунками 19 и 20 приводятся результаты аналогичных расчетов для зависимостей коэффициентов отражения и прохождения волны, поляризованной горизонтально, с аналогичными характеристиками проницаемости. Видно, что если угол падения равен нулю, то коэффициент отражения $\rightarrow 0$.

Рисунок 19 – Зависимость коэффициента R от угла паденияРисунок 20 – Зависимость коэффициента T от угла падения

Таким образом, можно сделать вывод, что при прохождении волны из менее плотной среды в более плотную коэффициенты отражения и падения различны в зависимости от направления поляризации волн.

При работе устройств малого радиуса действия поляризация отраженной волны может меняться случайным образом. Коэффициент отражения по модулю тогда найдем следующим образом:

$$|F(\xi)| = (F_v^2 \cos^2 \xi + F_g^2 \sin^2 \xi)^{0.5}. \quad (33)$$

Аналогично для коэффициента прохождения:

$$|f(\xi)| = (f_v^2 \cos^2 \xi + f_g^2 \sin^2 \xi)^{0.5}. \quad (34)$$

Таким образом для разных углов поляризации можно рассчитать зависимости коэффициентов прохождения и отражения (16)–(19). В соответствии с Рисунками 21 и 22 приводятся результаты расчетов этих коэффициентов. Если вертикальная поляризация стремится к нулю, то наблюдается эффект полного прохождения. При углах близких к 90° (в соответствии с Рисунком 22), коэффициент прохождения для вертикально поляризованной волны меньше, чем коэффициент прохождения для горизонтально поляризованной волны.

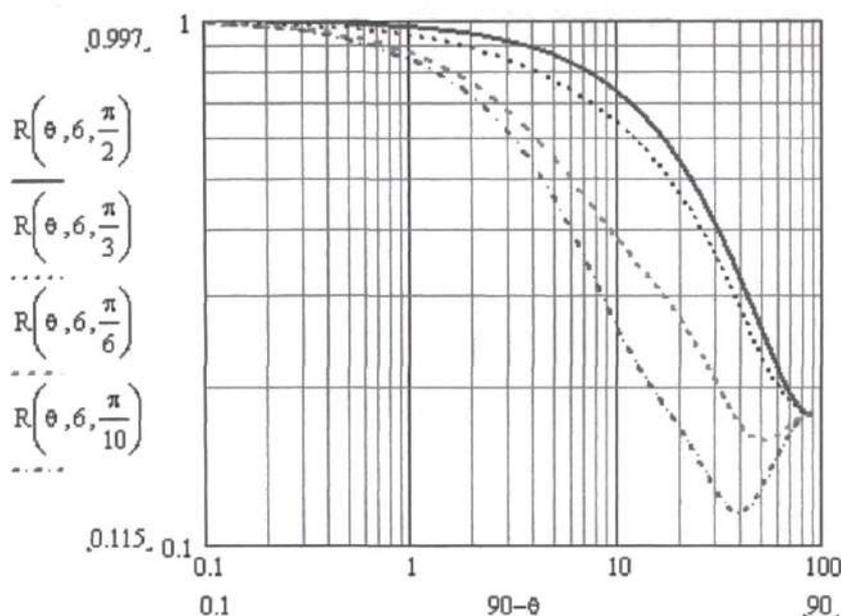


Рисунок 21 – Зависимость коэффициента R от угла падения

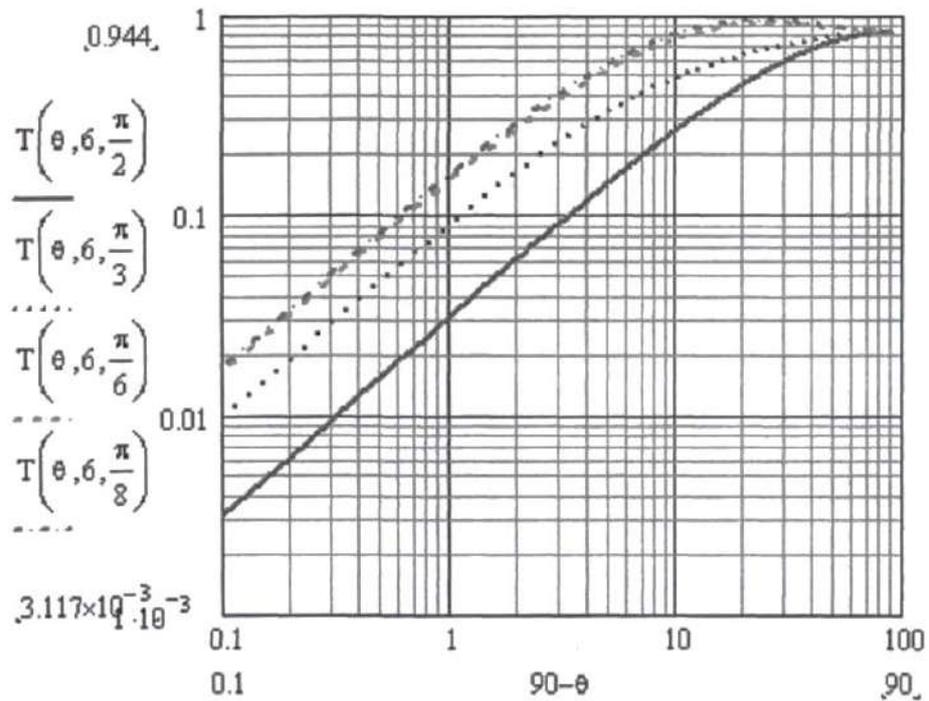


Рисунок 22 – Зависимость коэффициента T от угла падения

Поскольку УМРД могут располагаться на открытом пространстве, то учитывая, что земная поверхность представляет собой для радиоволн полупроводник, можно рассчитать значения коэффициентов отражения по формулам [39; 76]:

$$F_v = \frac{(\varepsilon - j60\gamma\lambda) \cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \Theta_1}}{(\varepsilon - j60\gamma\lambda) \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \Theta_1}}, \quad (35)$$

$$F_g = \frac{\cos \Theta_1 - \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \Theta_1}}{\cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \Theta_1}}, \quad (36)$$

где Θ_1 – угол падения волны на границу раздела сред.

Коэффициенты R определяются соотношением:

$$R_v = (|F_v|)^2, \quad R_g = (|F_g|)^2. \quad (37)$$

Коэффициенты преломления волн, падающих на землю, коэффициенты преломления находятся аналогично [39; 76]:

$$f_g = \frac{2 \cos \Theta_1}{\cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \Theta_1}}, \quad (38)$$

$$f_v = \frac{2\sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda} \cos \Theta_1}{(\varepsilon - 60\gamma\lambda) \cos \Theta_1 + \sqrt{\varepsilon - j60\gamma\lambda - \sin^2 \Theta_1}}, \quad (39)$$

Используя формулы (17), (20) и (21), можно вычислить коэффициенты прохождения:

$$T_i = [(\varepsilon)^{0.5} \cos \Theta_2 (\cos \Theta_1)^{-1}] |f_i|^2, \quad (40)$$

где $i = v, g$.

Тогда на основе формул (18) и (19) расчет модулей коэффициентов отражения и прохождения волн для различных углов поляризации определяются соотношениями:

$$|F(\xi)| = \sqrt{F_v^2 \cos^2 \xi + F_g^2 \sin^2 \xi}, \quad (41)$$

$$|f(\xi)| = \sqrt{f_v^2 \cos^2 \xi + f_g^2 \sin^2 \xi}. \quad (42)$$

На Рисунках 23 и 24 приводятся зависимости от угла падения коэффициентов прохождения и отражения. Проводимость среды меняется. Из графиков видно, что с уменьшением проводимости коэффициенты отражения падает и таким образом осуществляется большее проникновение энергии волны во вторую среду. И наоборот.

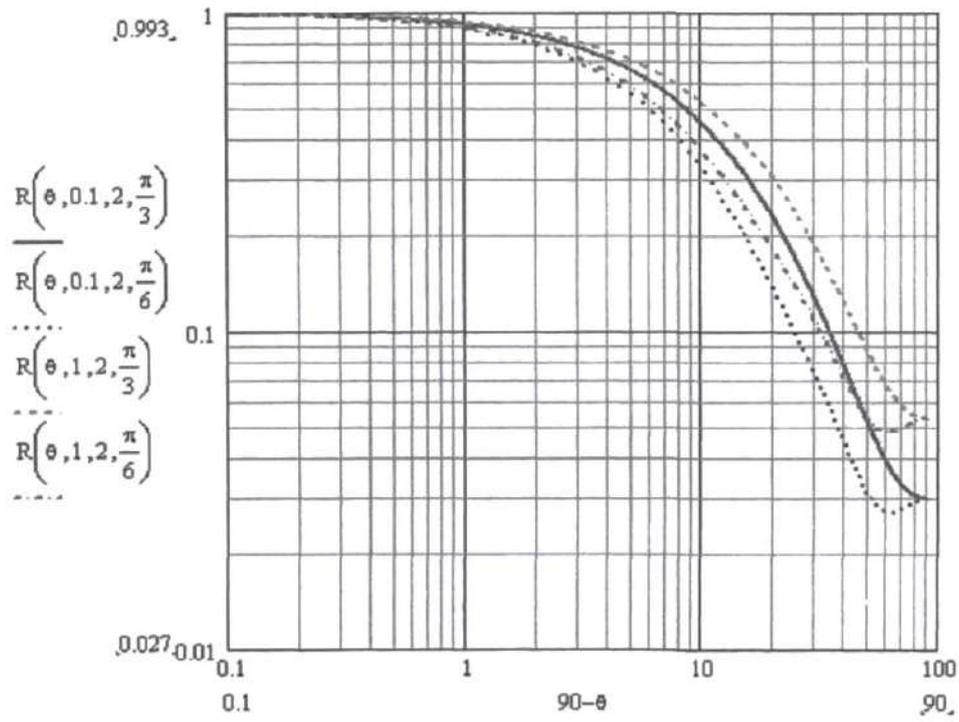


Рисунок 23 – Коэффициент отражения по мощности в зависимости от угла падения радиоволны при разных проводимостях среды и углах поляризации

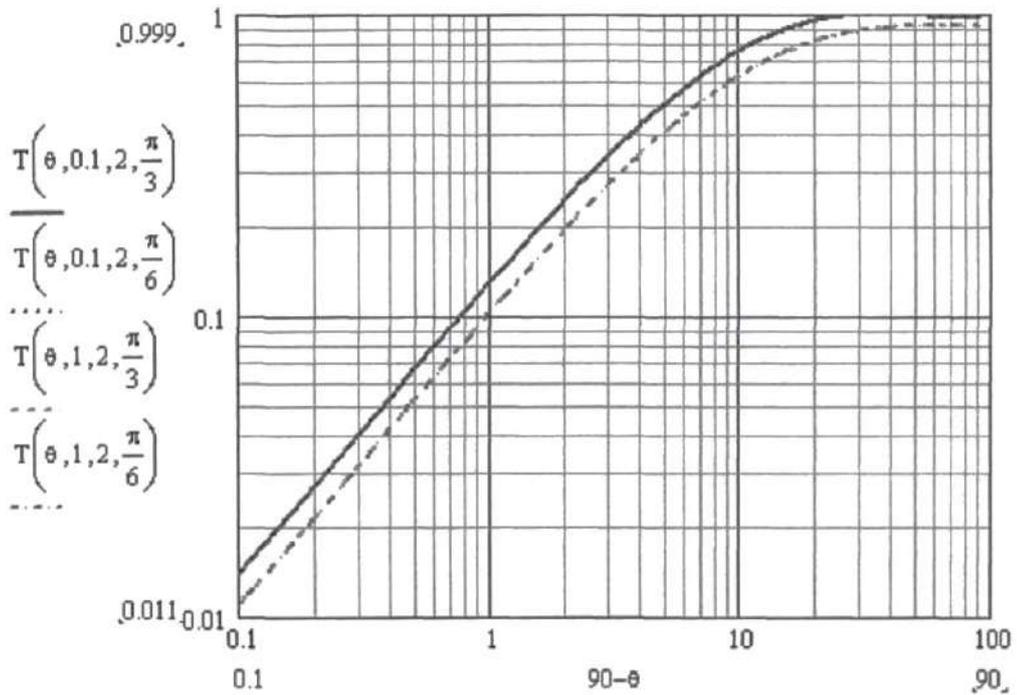


Рисунок 24 – Зависимость коэффициента T от угла падения для разных значения проводимости и углов поляризации

В соответствии с Рисунками 25 и 26 приводятся результаты расчетов для разных направлений поляризации зависимости коэффициентов R и T от угла падения. Значение коэффициента отражения изменяется в зависимости от угла падения. Коэффициент прохождения растет после определенных углов падения, которые зависят от величины диэлектрической проницаемости.

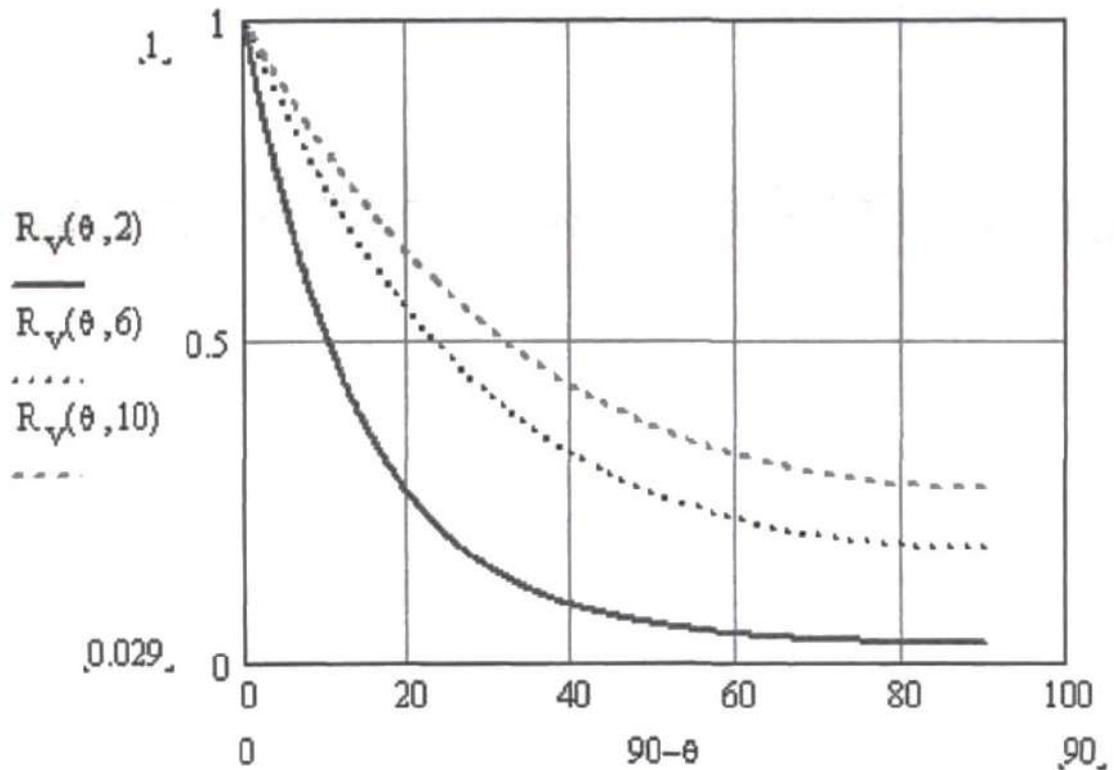


Рисунок 25 – Зависимость коэффициента R от угла падения. Для разных проницаемостей. Волна вертикально поляризована.

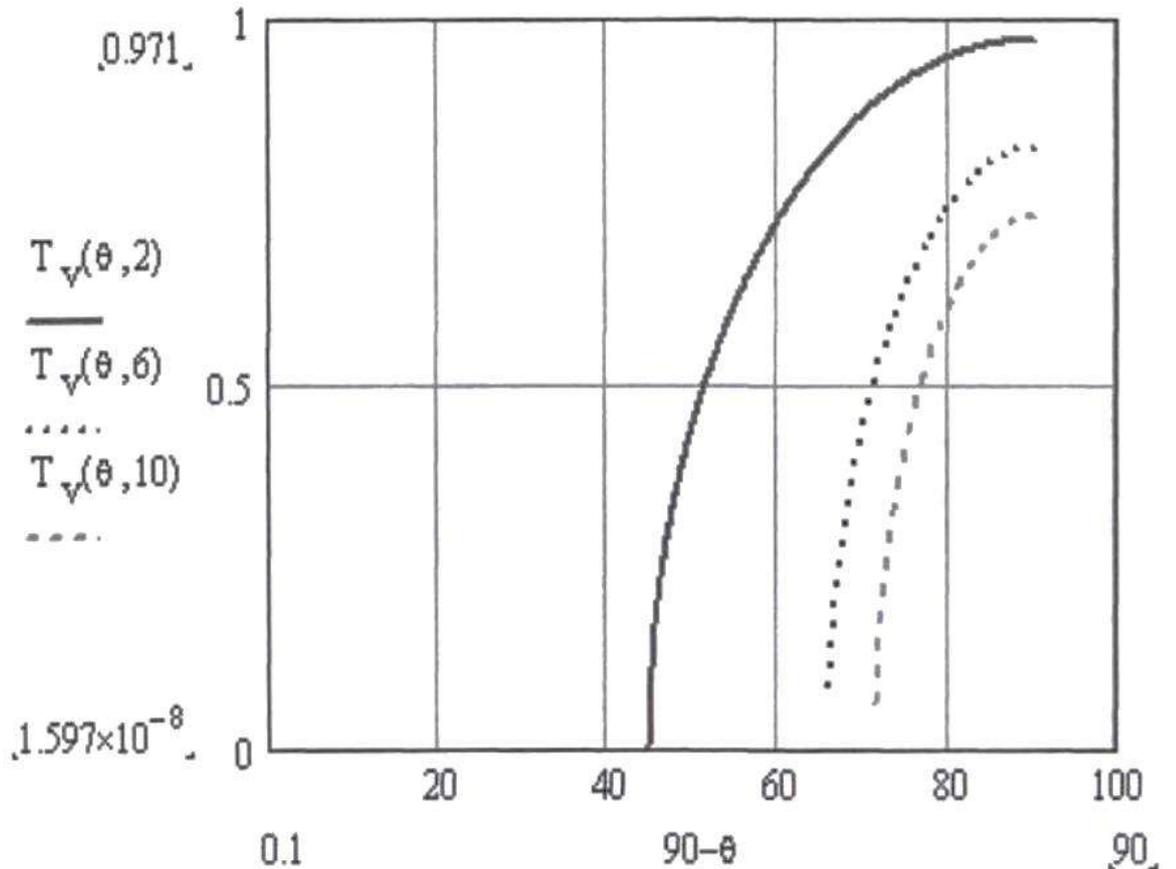


Рисунок 26 – Зависимость коэффициента T от угла падения. Для разных проницаемостей. Волна вертикально поляризована

Таким образом можно заключить, что при углах падения больших углам отражения распространяются неоднородные замедленные волны. Амплитуда резко убывает в зависимости от расстояния до источника. Скорость ее распространения меньше. Аналогично, преломленная волна не распространяется для волн, поляризованных горизонтально и вертикально.

2.2 УМРД на открытой местности

Рассмотрим случай, когда расстояния между УМРД значительно меньше чем высота помещения, в которой располагаются сами эти устройства.

На Рисунке 27 показано схема двухлучевой аппроксимации распространения радиоволн между устройствами пикосети: присутствуют только прямая волна и отраженная от поверхности.

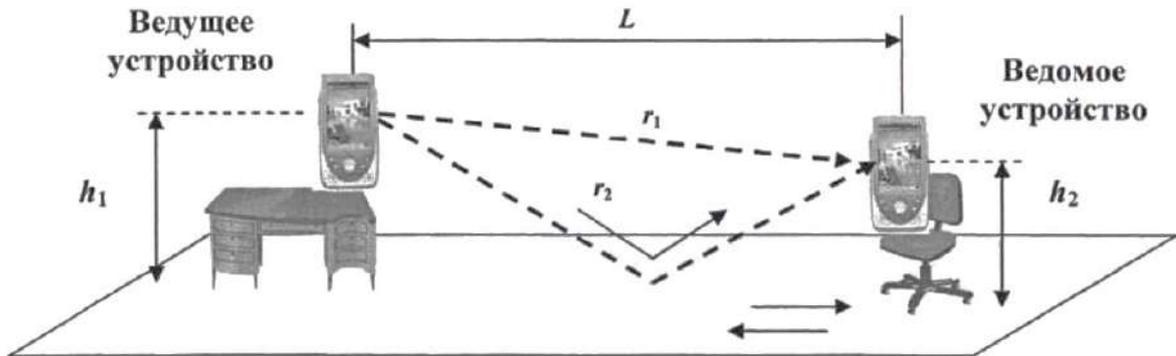


Рисунок 27 – Схема двухлучевой аппроксимации распространения волн

[50]

По следующей формуле находится угол падения:

$$\Theta(L, h_1, h_2) = \frac{\pi}{2} - \arctg\{(h_1 + h_2)L^{-1}\} \quad (43)$$

Путь отраженной и прямой волн определяются соотношениями соответственно:

$$r_1(L, h_1, h_2) = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + L^2} \quad (44)$$

$$r_2(L, h_1, h_2) = \sqrt{(h_1 + h_2)^2 + L^2} \quad (45)$$

Напряженность прямой и напряженность отраженной волн определяют результирующее значение напряженности:

$$\dot{E}_c = \dot{E}_{\text{пр}} + \dot{E}_{\text{отр}} \quad (46)$$

Если P_1 – мощность подводимая к антенне ведущего устройства, а коэффициент ее усиления $G_1 = 1$, то напряженность электрического поля прямой волны в точке прием [104]:

$$\dot{E}_{\text{пр}} = \frac{\sqrt{60P}}{r_1} \exp[-j(\frac{2\pi}{\lambda})r_1] \quad (47)$$

Тогда в приемнике можем найти напряженность электрического поля по формуле [46]:

$$\dot{E}_{\text{отр}} = \frac{\sqrt{60P}}{r_2} \dot{F} \exp[-j(\frac{2\pi}{\lambda})r_2] \quad (48)$$

Из (22) и (23), получим:

$$\dot{E}_c = \frac{\sqrt{60P}}{r_2} \left\{ 1 + \frac{r_1}{r_2} \dot{F} \exp[-j(\frac{2\pi}{\lambda})\Delta r] \right\} \quad (49)$$

где $\Delta r = r_2 - r_1$ – разность хода волн.

Согласно работам [39, 76] в освещенной зоне можно определить множитель ослабления по формуле:

$$\dot{W} = 1 + \frac{r_1}{r_2} \dot{F} \exp[-j(\frac{2\pi}{\lambda})\Delta r] \quad (50)$$

Модуль этого множителя определяется как:

$$|\dot{W}| = \sqrt{1 + \left(\frac{r_1}{r_2} |\dot{F}|\right)^2 + 2 \frac{r_1}{r_2} |\dot{F}| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \Delta r + \arg \dot{F} \right]} \quad (51)$$

Квадрат модуля ослабления напряженности волны:

$$S = 1 + \left(\frac{r_1}{r_2} |\dot{F}|\right)^2 + 2 \frac{r_1}{r_2} |\dot{F}| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \Delta r + \arg \dot{F} \right] \quad (52)$$

Направления поляризации волны, диэлектрическая проницаемость, высота, на которой располагаются ведущее и ведомое устройство определяют значение коэффициента ослабления.

На Рисунке 28 приведена зависимость этого показателя для волны, которая вертикально поляризована, от расстояния между УМРД. Рассмотрен случай, когда меняется высота ведущего устройства. Амплитуда квадрата модуля множителя растет с увеличением расстояния между устройствами. Это обусловлено тем, что при угле падения волны, близком к 90° , когда увеличивается расстояние между источниками, коэффициент отражения тоже возрастает

На Рисунке 29 показаны аналогичные зависимости для волны, которая горизонтально поляризована. В этом случае амплитуда множителя ослабления растет.

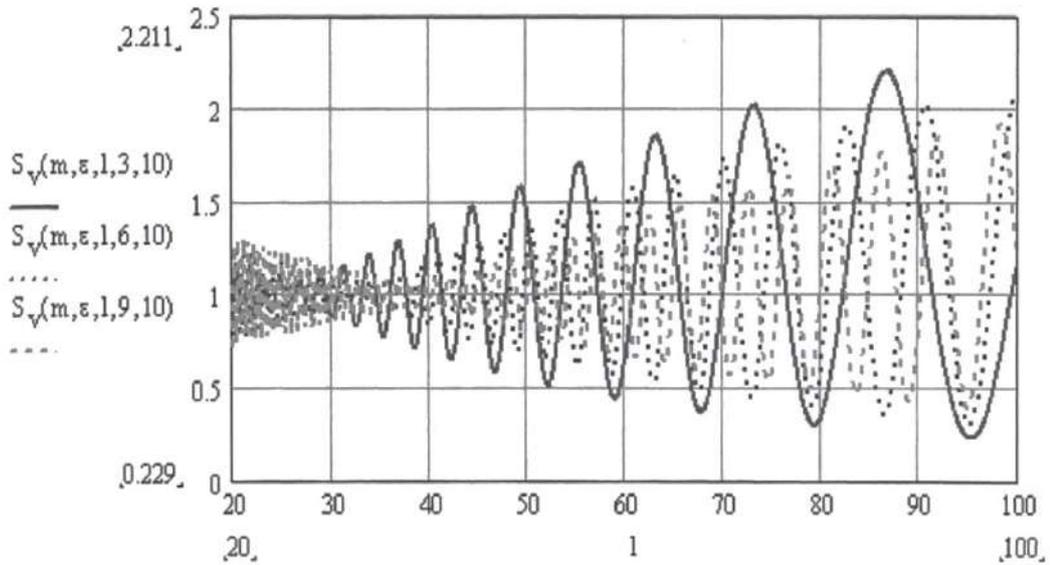


Рисунок 28 – Модуль ослабления суммарной волны с вертикальной поляризацией в зависимости от расстояния между УМРД-устройствами

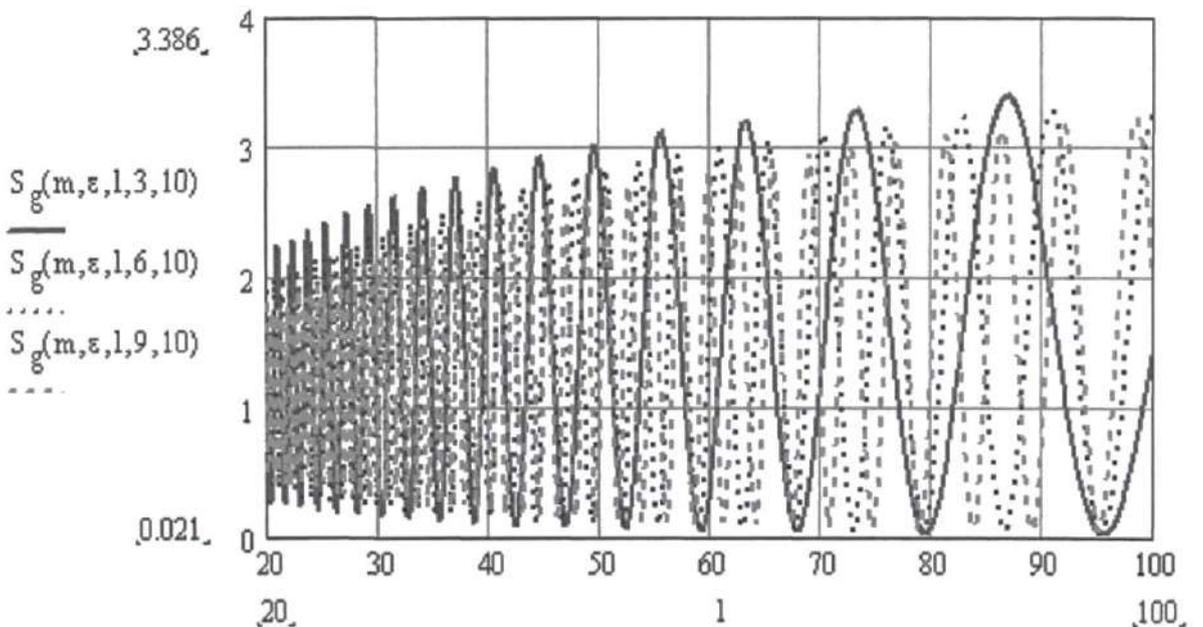


Рисунок 29 – Зависимость S от расстояниям между МРД-устройствами для волны, которая поляризована горизонтально.

Если не известно направление поляризации, то коэффициент можно найти по следующей формуле (поляризация произвольная):

$$S_v(m, \varepsilon, L, h_1, h_2, \xi) = \sqrt{(S_v(m, \varepsilon, L, h_1, h_2) \cos(\xi))^2 + (S_v(m, \varepsilon, L, h_1, h_2) \sin(\xi))^2} \quad (53)$$

В соответствии с Рисунком 30 приводится кривая связи модуля ослабления для разных углов поляризации волны. Видно, что угол поляризации волны влияет на амплитуду S .

Таким образом, можно сделать вывод, что высота расположения устройства и расстояние до отражающей поверхности определяют частоту колебаний суммарной волны.

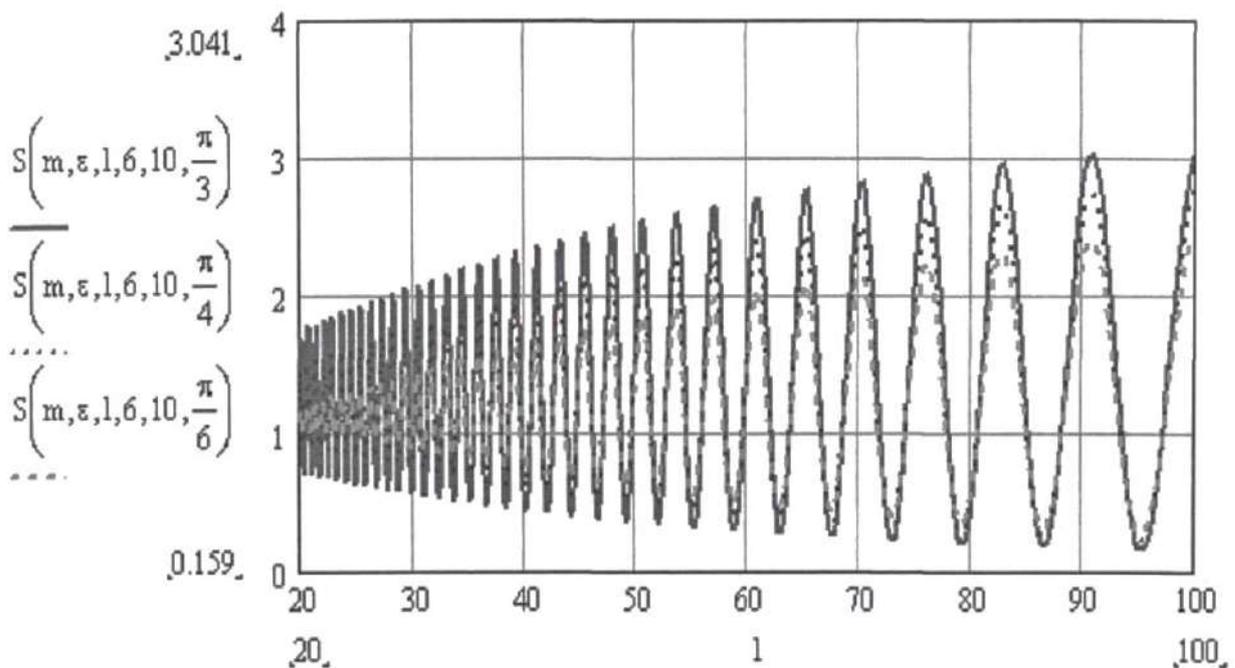


Рисунок 30 – Модуль ослабления суммарной волны при разных углах поляризации в зависимости от расстояния между УМРД-устройствами

2.3 УМРД внутри помещения

Далее рассмотрим случай, когда устройства малого радиуса действия располагаются в закрытом помещении, высота стен которого соизмерима с радиус действия УМРД. На Рисунке 31 приводится схема трехлучевой аппроксимации, учитывающей взаимодействие волн с полом, потолком и

стенами. Согласно схеме при трехлучевой аппроксимации разности длин волн определяются выражениями:

$$r_1 = \sqrt{(h_2 - h_1)^2 + L^2}, \quad (54)$$

$$r_2 = \sqrt{(h_1 + h_2)^2 + L^2}, \quad (55)$$

$$r_3 = \sqrt{(2H - h_1 - h_2)^2 + L^2}, \quad (56)$$

Тогда для Δr можно записать:

$$\Delta r_2 = r_2 - r_1, \quad (57)$$

$$\Delta r_3 = r_3 - r_1. \quad (58)$$

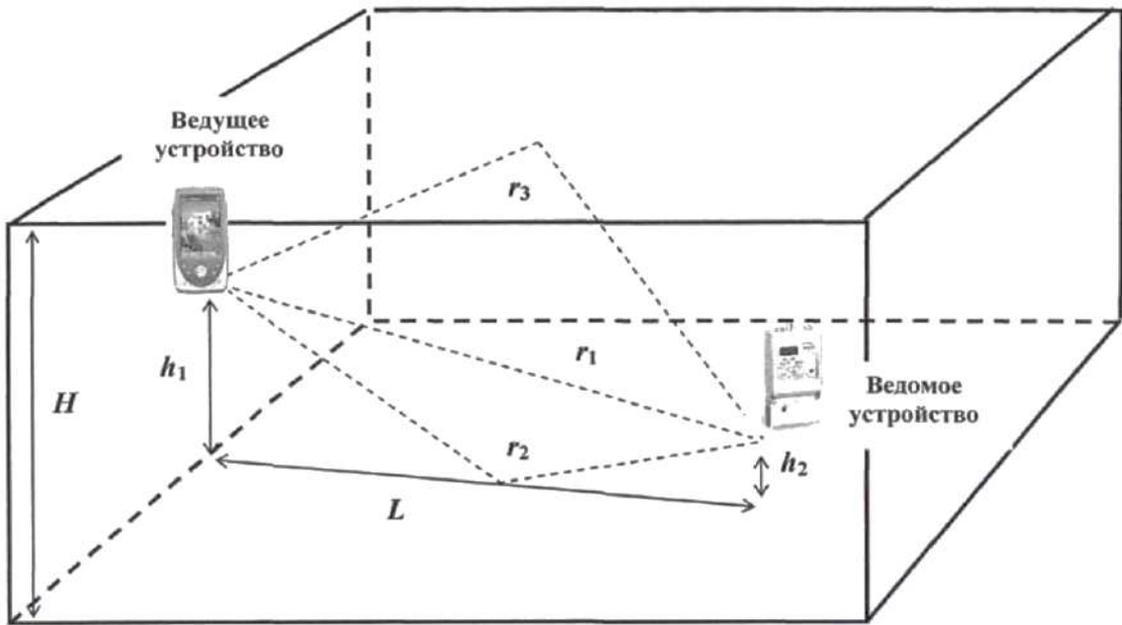


Рисунок 31 – Схема трехлучевой аппроксимации распространения волн

[53]

Результирующая напряженность поля в точке приема определяется суммой:

$$\dot{E}_c = \dot{E}_{\text{пр}} + \dot{E}_{\text{отр2}} + \dot{E}_{\text{отр3}}. \quad (59)$$

Аналогично формулам (23) и (24) определим комплексный множитель ослабления как:

$$\dot{W} = 1 + \frac{r_1}{r_2} \dot{F}_2 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_2 \right] + \frac{r_1}{r_3} \dot{F}_3 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_3 \right] \quad (60)$$

Угол отражения от пола находится из выражения:

$$\Theta_2(L, h_1, h_2) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left(\frac{h_1 + h_2}{L} \right), \quad (61)$$

от потолка, соответственно:

$$\Theta_3(L, h_1, h_2) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left(\frac{2H - h_1 - h_2}{L} \right), \quad (62)$$

Тогда, из (28), следует:

$$\begin{aligned} S = & 1 + \left(\frac{r_1}{r_2} |\dot{F}_2| \right)^2 + \left(\frac{r_1}{r_3} |\dot{F}_3| \right)^2 + 2 \frac{r_1}{r_2} |\dot{F}_2| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_2 + \right. \\ & \left. \arg \dot{F}_2 \right] + 2 \frac{r_1}{r_3} |\dot{F}_3| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_3 + \arg \dot{F}_3 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_2 r_3} |\dot{F}_2| |\dot{F}_3| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_2 - \Delta r_3) + \arg \dot{F}_2 - \arg \dot{F}_3 \right] \end{aligned} \quad (63)$$

На Рисунке 32 показаны результаты расчета кривой зависимости модуля ослабления от расстояния между устройствами УМРД. Волна вертикально поляризована. Как видно из графика множитель ослабления зависит от высоты ведущего УМРД. При высоте потолка равном 3 метра и высоте расположения ведомого УМРД в 1,5 м отраженные волны складывается в фазе.

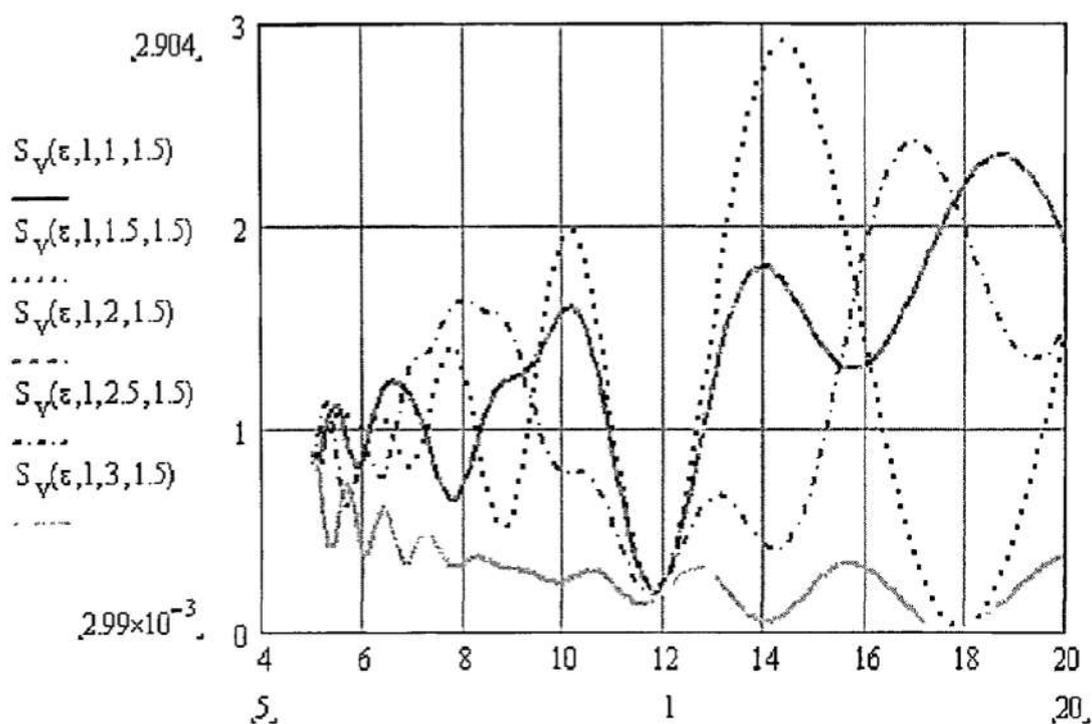


Рисунок 32 – Модуль ослабления суммарной волны с вертикальной поляризацией в зависимости от расстояния между УМРД-устройствами

В соответствии с Рисунком 33 приводятся данные аналогичного расчета для волны, которая поляризована горизонтально.

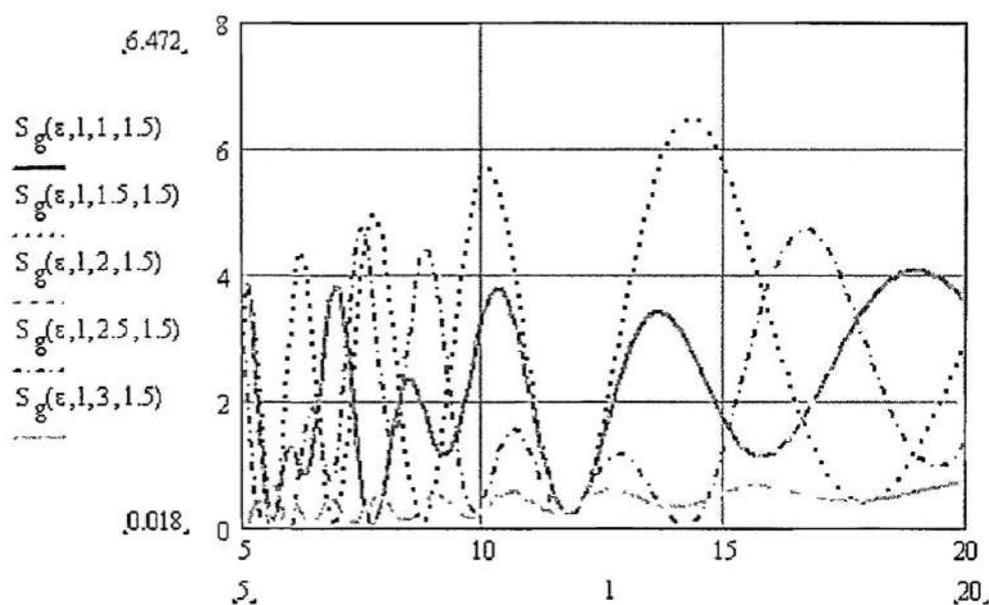


Рисунок 33 – Зависимость модуля S от расстояния между УМРД (волна поляризована горизонтально)

Если волна поляризована произвольно, то параметр S находится по формуле:

$$S(\varepsilon, L, h_1, h_2, \xi) = \{(S(\varepsilon, L, h_1, h_2) \cos(\xi))^2 + (S(\varepsilon, L, h_1, h_2) \sin(\xi))^2\}. \quad (64)$$

На Рисунке 34 приводится зависимость этого модуля от расстояния между устройствами УМРД для разных углов поляризации волны. Высота потолка составляет 3 метра. Из графиков можно заключить, что угол поляризации волны определяет амплитуду множителя ослабления.

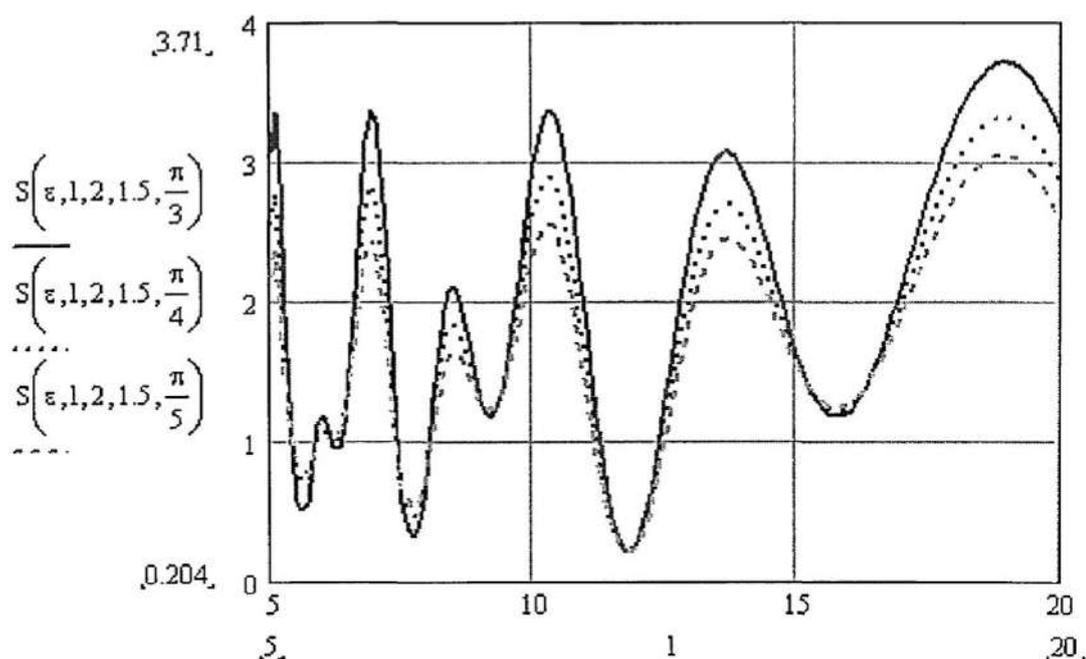


Рисунок 34 – Модуль ослабления суммарной волны с произвольной поляризацией в зависимости от расстояния между УМРД-устройствами

Далее рассмотрим модель пятилучевой аппроксимации, когда учитывается отражение волн от потолка, стен и других предметов. Схема представлена на Рисунке 35. Для упрощения будем считать, что лучи отражаются от пола, потолка и двух стен. Пути распространения радиоволн в этом случае можно определить следующим образом:

$$L = \sqrt{(k_1 - k_2)^2 + L_2^2}; \quad (65)$$

$$L = \sqrt{(k_1 - k_2)^2 + L_2^2}; \quad (66)$$

$$r_1 = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + L^2}; \quad (67)$$

$$r_2 = \sqrt{(k_1 - k_2)^2 + L_2^2}; \quad (68)$$

$$r_3 = \sqrt{(2H - h_1 - h_2)^2 + L^2}; \quad (69)$$

$$k = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + L_2^2}; \quad (70)$$

$$r_4 = \sqrt{(2B - k_1 - k_2)^2 + B}; \quad (71)$$

$$r_5 = \sqrt{(k_1 + k_2)^2 + B}. \quad (72)$$

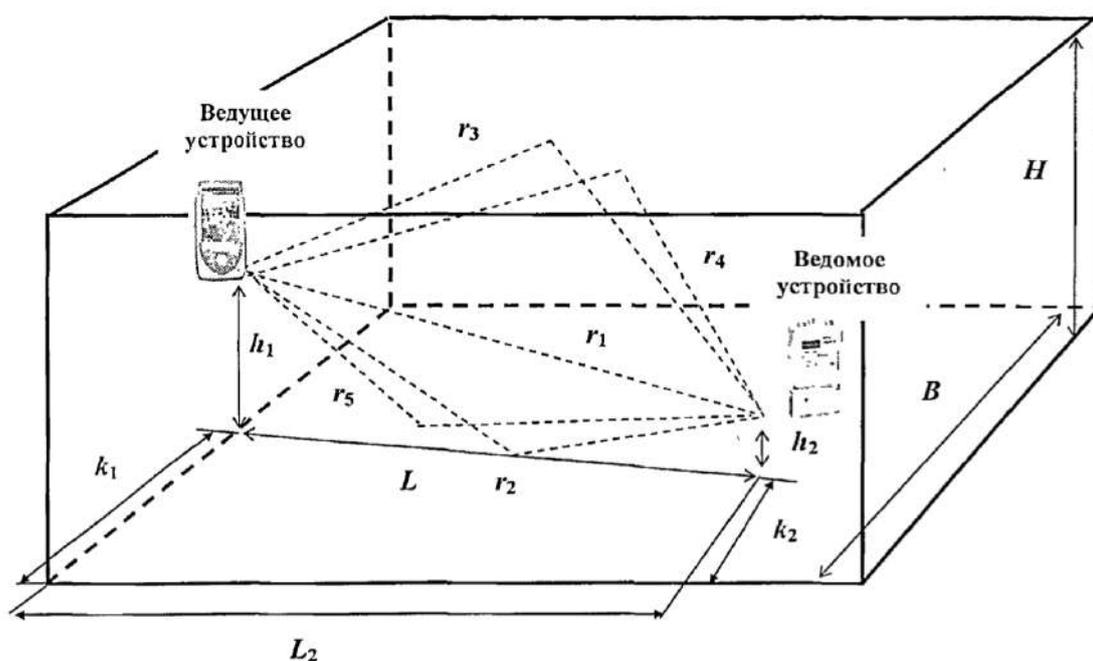


Рисунок 35 – Схема пятилучевая аппроксимация распространения волн

[53]

На рисунке, согласно [53]: H – высота помещения, B – ширина помещения, h_1 – высота расположения ведущего устройства, h_2 – высота расположения ведомого устройства, k_1 – расстояние от боковой стены до ведущего устройства, k_2 – расстояние от боковой стены до ведомого устройства, L_2 – расстояние от стены, на которой расположено ведущее

устройство, до ведомого, L – расстояние между ведущим и ведомым устройством, r_1 – прямой путь распространения, r_2 – путь распространения волны, отраженной от пола, r_3 – путь распространения волны, отраженной от потолка, r_4 – путь распространения волны, отраженной от задней стены, r_5 – путь распространения волны, отраженной от передней стены.

Для параметра L можно записать следующие выражения:

$$L = \sqrt{(k_1 - k_2)^2 + L_2^2}; \quad (73)$$

$$r_1 = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + L_2^2}; \quad (74)$$

$$r_2 = \sqrt{(k_1 - k_2)^2 + L_2^2}; \quad (75)$$

$$r_3 = \sqrt{(2H - h_1 - h_2)^2 + L_2^2}; \quad (76)$$

$$k = \sqrt{(h_1 - h_2)^2 + L_2^2}; \quad (77)$$

$$r_4 = \sqrt{(2B - k_1 - k_2)^2 + B}; \quad (78)$$

$$r_5 = \sqrt{(k_1 + k_2)^2 + B}. \quad (79)$$

Пусть разности определяются как:

$$\Delta r_2 = r_2 - r_1; \quad (80)$$

$$\Delta r_3 = r_3 - r_1; \quad (81)$$

$$\Delta r_4 = r_4 - r_1; \quad (82)$$

$$\Delta r_5 = r_5 - r_1; \quad (83)$$

Результирующая напряженность поля в точке приемника определяется следующей суммой:

$$\dot{E}_c = \dot{E}_{\text{пр}} + \dot{E}_{\text{отр2}} + \dot{E}_{\text{отр3}} + \dot{E}_{\text{отр4}} + \dot{E}_{\text{отр5}}. \quad (84)$$

По аналогии с (22) и (23) комплексный множитель ослабления:

$$\begin{aligned} \dot{W} = & 1 + \frac{r_1}{r_2} \dot{F}_2 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_2 \right] + \frac{r_1}{r_3} \dot{F}_3 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_3 \right] + \\ & \frac{r_1}{r_4} \dot{F}_4 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_4 \right] + 1 + \frac{r_1}{r_5} \dot{F}_5 \exp \left[-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_5 \right] \end{aligned} \quad (85)$$

Углы падения волн поверхности помещения находятся по формулам:

$$\begin{aligned} \Theta_2(L, L_2, k_2, h_1, h_2) &= \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left(\frac{h_1+h_2}{L} \right) \\ \Theta_3(L, L_2, k_2, h_1, h_2) &= \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left(\frac{2H-h_1+h_2}{L} \right) \\ \Theta_4(L, L_2, k_2, h_1, h_2) &= \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left(\frac{2B-h_1-h_2}{L} \right) \\ \Theta_5(L, L_2, k_2, h_1, h_2) &= \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left(\frac{h_1+h_2}{B} \right) \end{aligned} \quad (86)$$

Тогда квадрат S , согласно (85) примет вид:

$$\begin{aligned} S = & 1 + \left(\frac{r_1}{r_2} |\dot{F}_2| \right)^2 + \left(\frac{r_1}{r_3} |\dot{F}_3| \right)^2 + \left(\frac{r_1}{r_4} |\dot{F}_4| \right)^2 + \left(\frac{r_1}{r_5} |\dot{F}_5| \right)^2 + \\ & 2 \frac{r_1}{r_2} |\dot{F}_2| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_2 + \arg \dot{F}_2 \right] + 2 \frac{r_1}{r_3} |\dot{F}_3| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_3 + \arg \dot{F}_3 \right] + \\ & 2 \frac{r_1}{r_4} |\dot{F}_4| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_4 + \arg \dot{F}_4 \right] + 2 \frac{r_1}{r_5} |\dot{F}_5| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \Delta r_5 + \right. \\ & \left. \arg \dot{F}_5 \right] + 2 \frac{r_1^2}{r_2 r_3} |\dot{F}_2| |\dot{F}_3| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_2 - \Delta r_3) + \arg \dot{F}_2 - \arg \dot{F}_3 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_2 r_4} |\dot{F}_2| |\dot{F}_4| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_2 - \Delta r_4) + \arg \dot{F}_2 - \arg \dot{F}_4 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_2 r_5} |\dot{F}_2| |\dot{F}_5| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_2 - \Delta r_5) + \arg \dot{F}_2 - \arg \dot{F}_5 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_3 r_4} |\dot{F}_3| |\dot{F}_4| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_3 - \Delta r_4) + \arg \dot{F}_3 - \arg \dot{F}_4 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_3 r_5} |\dot{F}_3| |\dot{F}_5| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_3 - \Delta r_5) + \arg \dot{F}_3 - \arg \dot{F}_5 \right] + \\ & 2 \frac{r_1^2}{r_4 r_5} |\dot{F}_4| |\dot{F}_5| \cos \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) (\Delta r_4 - \Delta r_5) + \arg \dot{F}_4 - \arg \dot{F}_5 \right] \end{aligned} \quad (87)$$

В соответствии с Рисунком 36 видны кривые зависимости от удаления УМРД параметра S . Волна поляризована вертикально. $h=3\text{м}$.

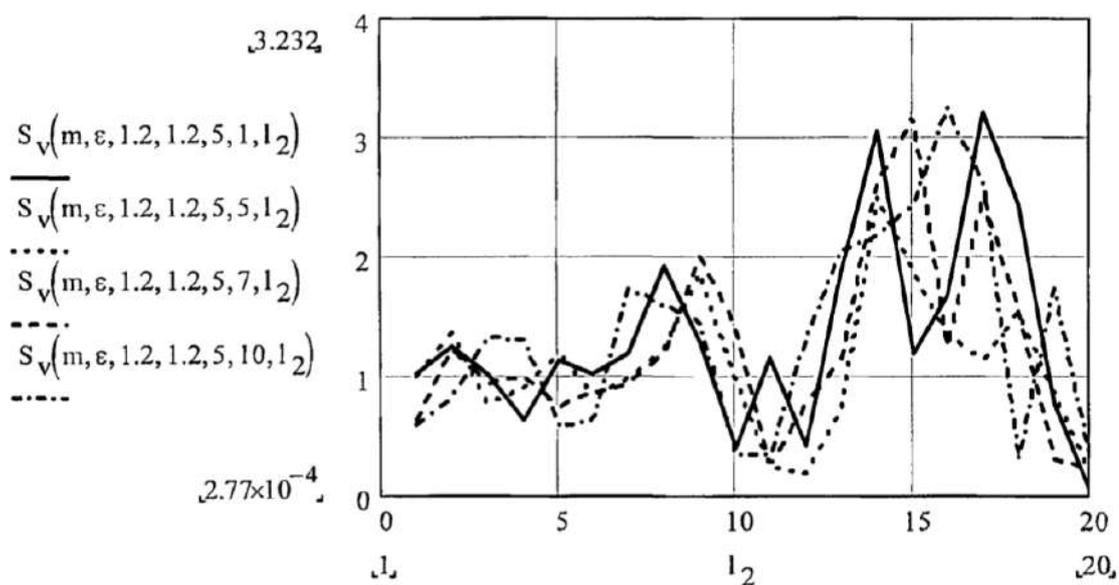


Рисунок 36 – Зависимость модуля S от расстояния между УМРД. Волна поляризована вертикально

В соответствии с Рисунком 37 представлен расчет зависимости от расстояния между УМРД квадрата модуля ослабления S для волны с горизонтальной поляризацией Высота = 3 м. На Рисунке 38 представлена зависимость от удаления УМРД квадрата модуля затухания волны S с произвольной поляризацией. $H=3$ м. Видно, что от угла поляризации значение параметра S практически не зависит.

Можно заключить, что поляризация волны определяет лишь амплитуду колебания напряженности, а характер колебаний зависит от расположения УМРД-устройств.

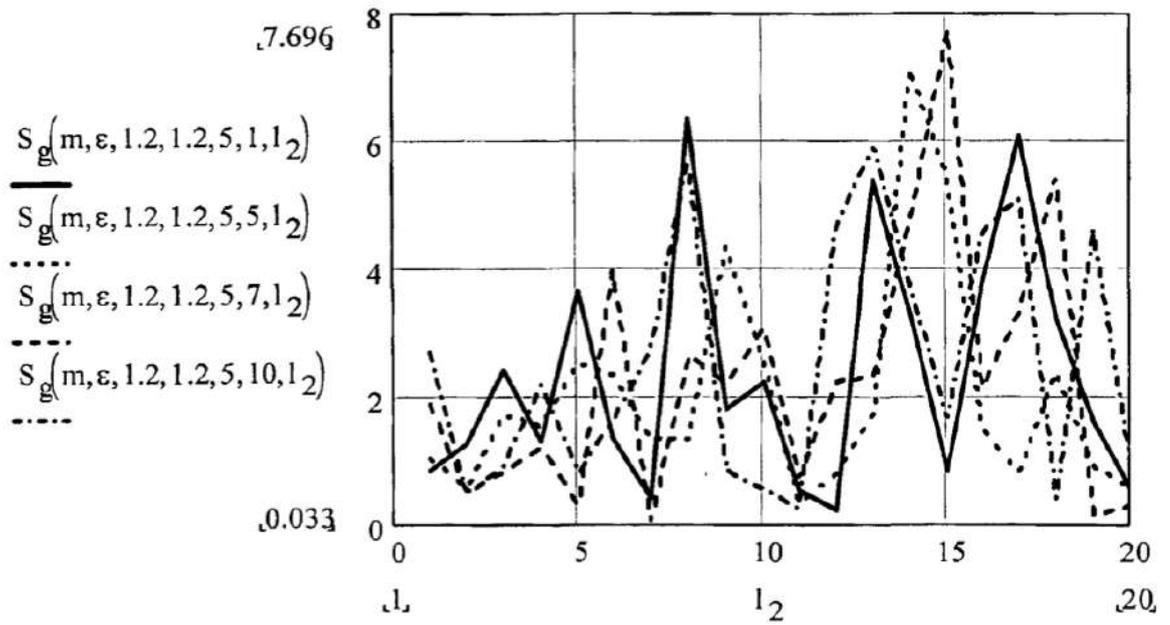


Рисунок 37 – Зависимость модуля S от расстояния между УМРД. Волна поляризована горизонтально

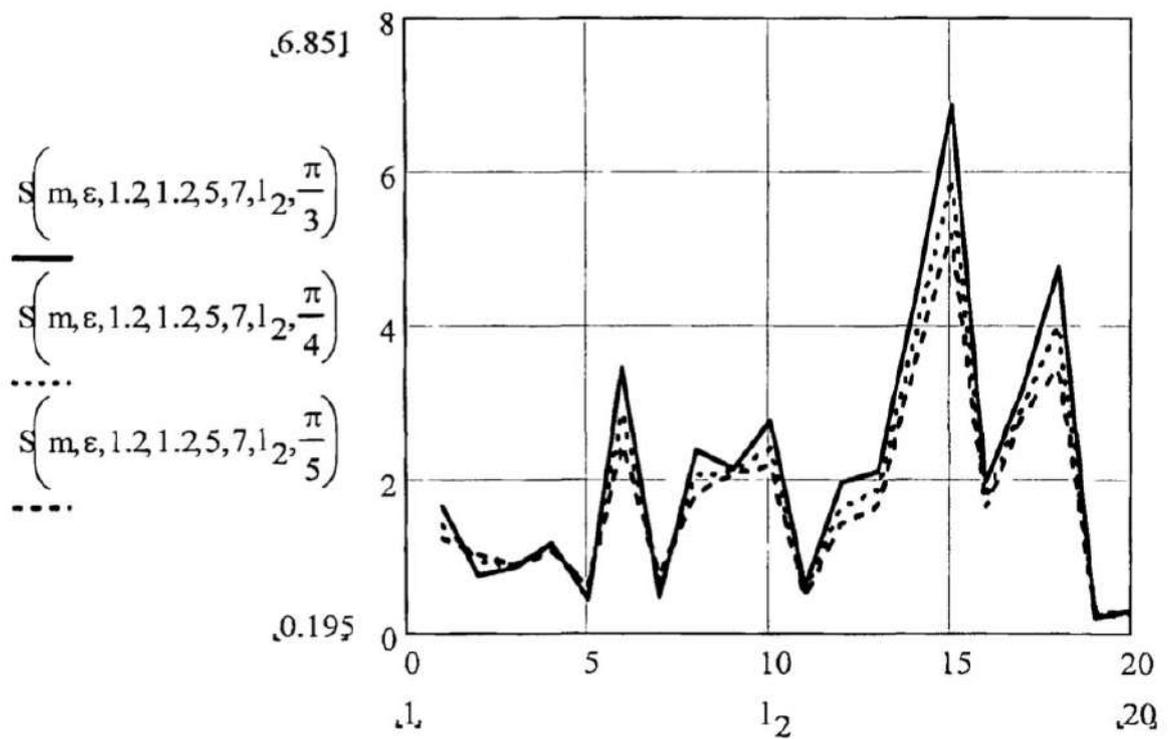


Рисунок 38 – Зависимость модуля S от расстояния между УМРД. Волна поляризована произвольно

2.4 Задачи оптимизации размещения УМРД

Поскольку, как было показано выше, множитель ослабления зависит взаимного расположения устройств малого радиуса действия и направления поляризации определяет лишь амплитуду колебания напряженности, можно поставить задачу нахождения оптимального размещения ведущего УМРД устройства, расположенного внутри помещения. Будем использовать трехлучевую аппроксимацию, когда учитываются прямой луч и отраженные от потолка и от пола. Условие оптимизации может быть сформулировано следующим образом: значение напряженности поля в пределах действия устройства УМРД должно достигать максимального значения:

$$\max\{G(h_1, h_2, n, H)\}, \quad (88)$$

где:

$$G(h_1, h_2, n, H) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n S(L_i, h_1, h_2, H) \quad - \text{функционал критерия оптимизации;}$$

$L_i = i \times d$; d – расстояние между точками.

В соответствии с Рисунком 39 приводится расчет функционала критерия оптимизации, который зависит от высоты расположения источника. На графике показаны изменения функционала для разных высот приемников. Высота помещения равна 3м. Видны три точки, где высота расположения источника УМРД максимальна, соответствующие одинаковым расстояниям от ведущего до ведомого устройства. Около потолка на высоте 2,85...2,9 метров также наблюдается точка максимума, когда происходит сложение в фазе прямой и отраженной от потолка волн. Аналогичные характеристики наблюдаются и при других значениях потолка (в соответствии с Рисунком 40).

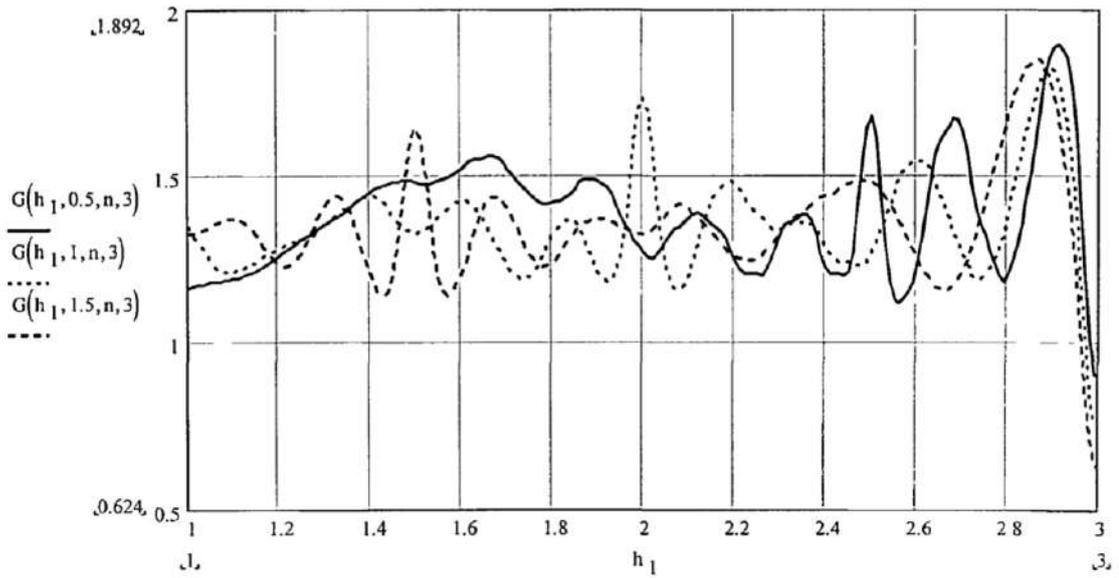
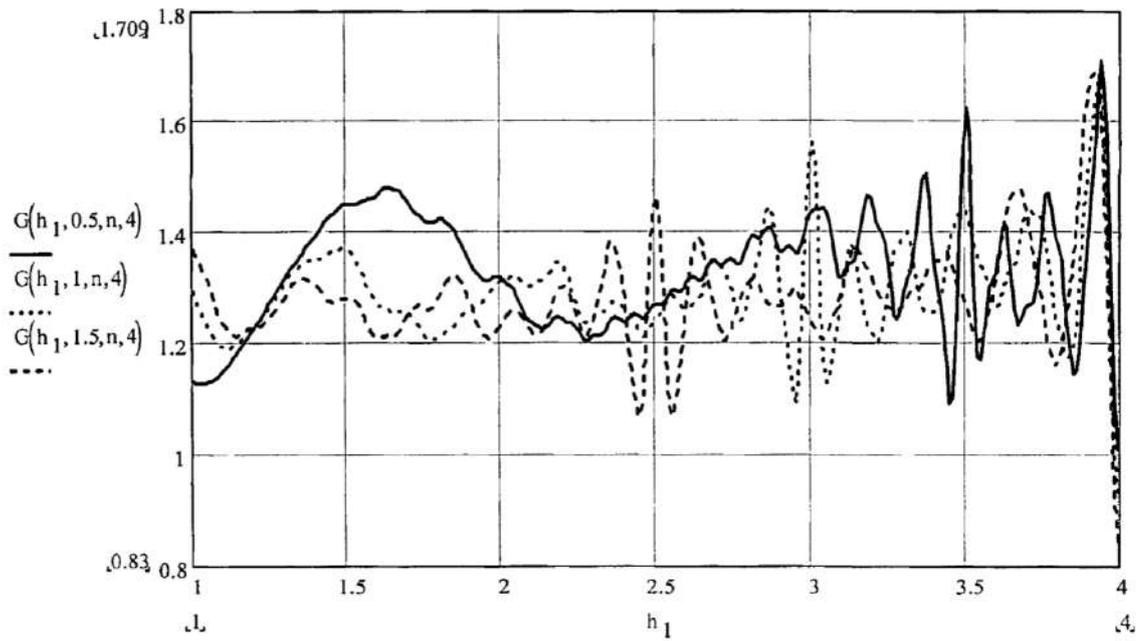
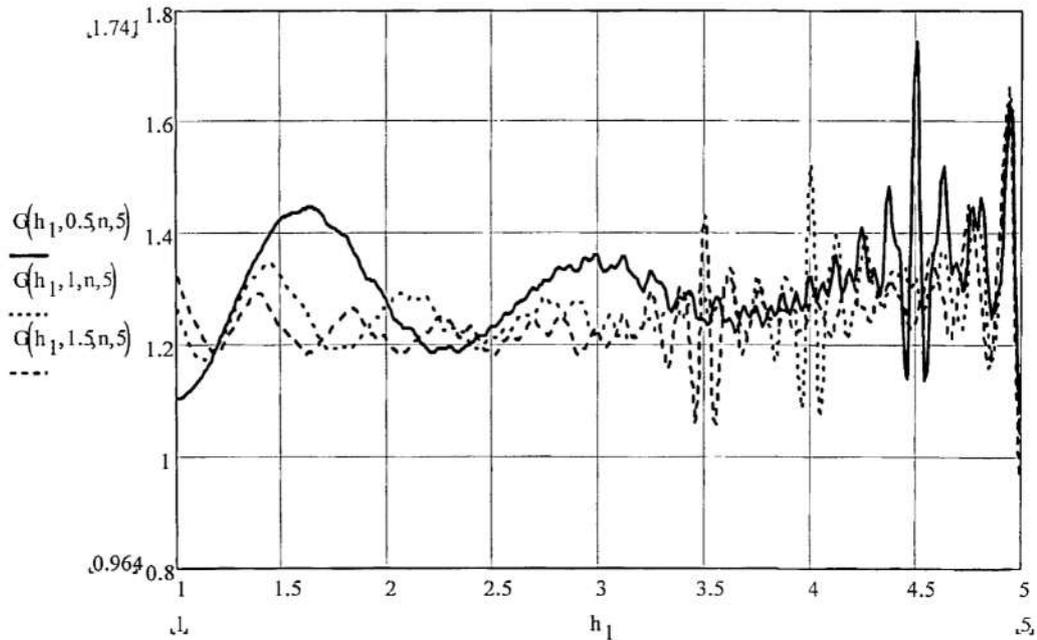


Рисунок 39 – Оценка функционала критерия оптимизации в зависимости от высоты расположения ведущего УМРД-устройства (3м) при различных высотах расположения ведомых УМРД-устройств (0,5м; 1м; 1,5м)



a)



б)

Рисунок 40 – а) – Оценка функционала критерия оптимизации в зависимости от высоты расположения ведущего УМРД-устройства (4м) при различных высотах расположения ведомых УМРД-устройств (0,5м; 1м; 1,5м); б) – Оценка функционала критерия оптимизации в зависимости от высоты расположения ведущего УМРД-устройства (5м) при различных высотах расположения ведомых УМРД-устройств (0,5м; 1м; 1,5м)

Другим критерием оптимизации может служить условие достижения на входе устройств МРД максимальных значений. Тогда функционал критерия можно определить следующим образом:

$$G(h_1, h_2, n, H) = \frac{1}{mn} \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n S(L_i, h_1, h_{2j}, H) \quad (89)$$

где: m — число дискретных значений высот расположения УМРД, h_{2j} — значение высот расположения УМРД.

В соответствии с Рисунком 41 приводятся результаты расчета функционала (89) в помещениях с различной высотой потолка. Из кривых на Рисунке 41 видно, что максимумы функционала достигается на максимальной высоте потолка помещения.

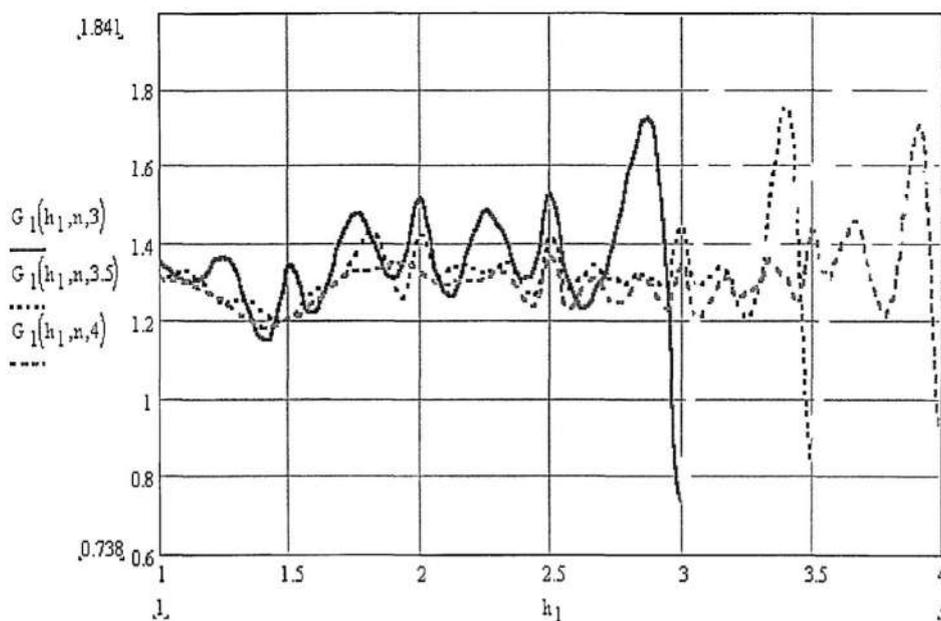


Рисунок 41. Оценка функционала критерия оптимизации в зависимости от высоты расположения ведущего УМРД-устройства (3м; 3,5м; 4м) при различных высотах расположения ведомых УМРД-устройств (0,5м; 1м; 1,5м)

Выводы по 2 главе

1. Получены выражения для оценок коэффициентов отражения и преломления для радиоволн в беспроводных пикосетях.
2. Получены выражения для оценок мощности сигнала на входе УМРД-устройства, а также для отраженного от различных препятствий сигнала. Частота колебаний зависит от высоты, на которой расположены EVNL-устройства и от расстояния между УМРД-устройствами.
3. Получены выражения для оценок напряженности поля в рамках различных моделей аппроксимации: двух-, трех-, пятилучевой. Напряженность также зависит от высоты расположения УМРД.
4. Предложены критерии оптимального расположения УМРД-устройств в пикосети.

ГЛАВА 3. ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ РЭС НА УМРД

3.1. Шумовые помехи РЭС на УМРД

3.1.1. Шумовые помехи на УМРД с ППРЧ и двойной ЧМ

Рассмотрим шумовые помехи, которые представляют собой белый шум, распределенный по нормальному закону. В системе беспроводных устройств малого радиуса действия реализованы методы псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) и двойной частотной манипуляции (МЧ). В случае, если помехи от радиоэлектронных устройств попадают в диапазон частот перескока в УМРД, средняя вероятность ошибки на один информационный канал, может быть оценена (согласно работе [21]) по формуле:

$$G(h_1, h_2, n, H) = \frac{1}{mn} \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n S(L_i, h_1, h_{2j}, H) \quad (90)$$

где $K_{\text{пер}}$ – коэффициент характеризующий перекрытие скачка частот помехой $0 < K_{\text{пер}} < 1$; $P_{\text{Б}}, P_{\text{Б}0}$ – средняя вероятность ошибки на один бит, когда есть помеха и когда она отсутствует соответственно; E_c – энергия сигнала на бит; $G_{\text{ш}}$ – спектральная плотность мощности собственных шумов; $G_{\text{п}}$ – спектральная плотность мощности помехи. Пусть $K_{\text{пер}}=1$. Тогда выражение (90) запишем в виде:

$$P_{\text{Б}} = P_{\text{Б}1} [E_c (G_{\text{ш}} + G_{\text{п}})] \quad (91)$$

Среднюю вероятность ошибки на основной информационный канал можно, рассчитать по следующей формуле (предполагаем, что помеха представляет собой белый шум):

$$P_{\text{Б.осн}} = (2 + \beta)^{-1} \exp\{-[2G_{\text{ш}}/E_c + P_{\text{п}}/P_c]^{-1}\}; \quad (92)$$

Среднюю вероятность ошибки на дополнительный информационный канал можно, рассчитать по следующей формуле (предполагаем, что помеха представляет собой белый шум):

$$P_{\text{Б.доп}} = [(1 + \beta)/(2 + \beta)] \exp\{-[2G_{\text{ш}}/E_c + P_{\text{п}}/P_c]^{-1}\}; \quad (93)$$

Таким образом общее воздействие помехи на основной и дополнительный каналы можно определить следующим выражением:

$$P_{\text{Б.осн+доп}} = 0,5 \exp\{-[2G_{\text{ш}}/E_c + P_{\text{п}}/P_c]^{-1}\}; \quad (94)$$

Из формул (92) и (93) определим среднюю вероятность ошибки в приеме бита информации:

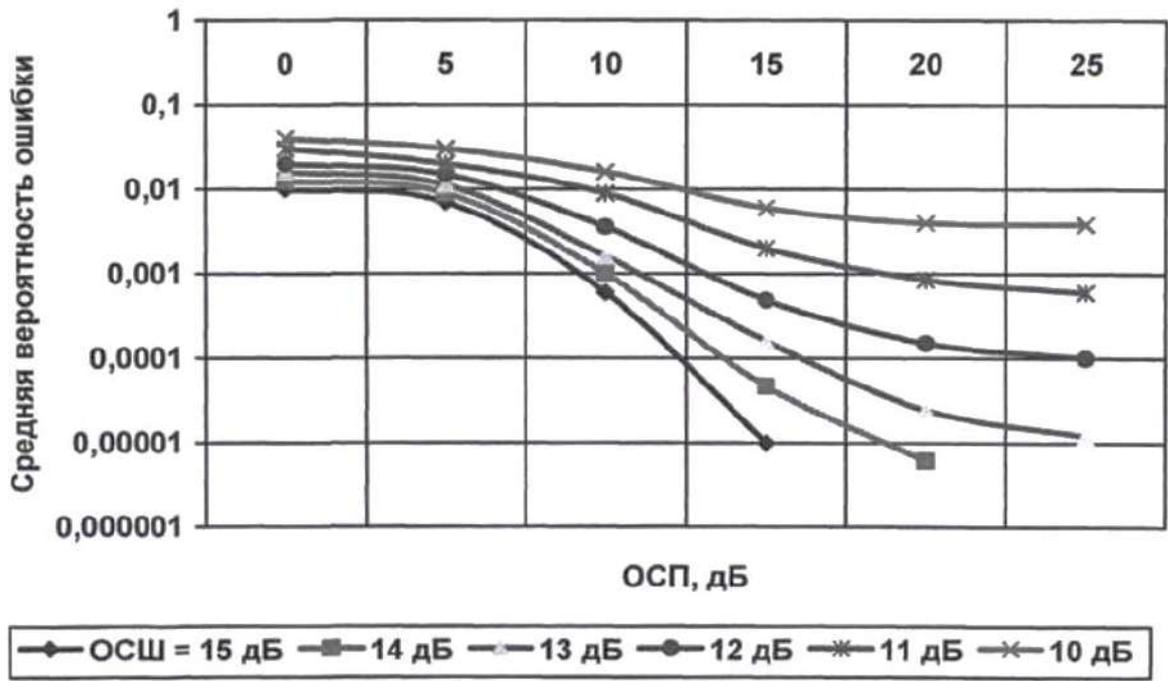
$$P_{\text{Б}} = 0,5(P_{\text{Б.осн}} + P_{\text{Б.доп}}) = 0,5 \exp\{-[2G_{\text{ш}}/E_c + P_{\text{п}}/P_c]^{-1}\}. \quad (95)$$

Обозначим отношения сигнал – шум и сигнал – помеха как:

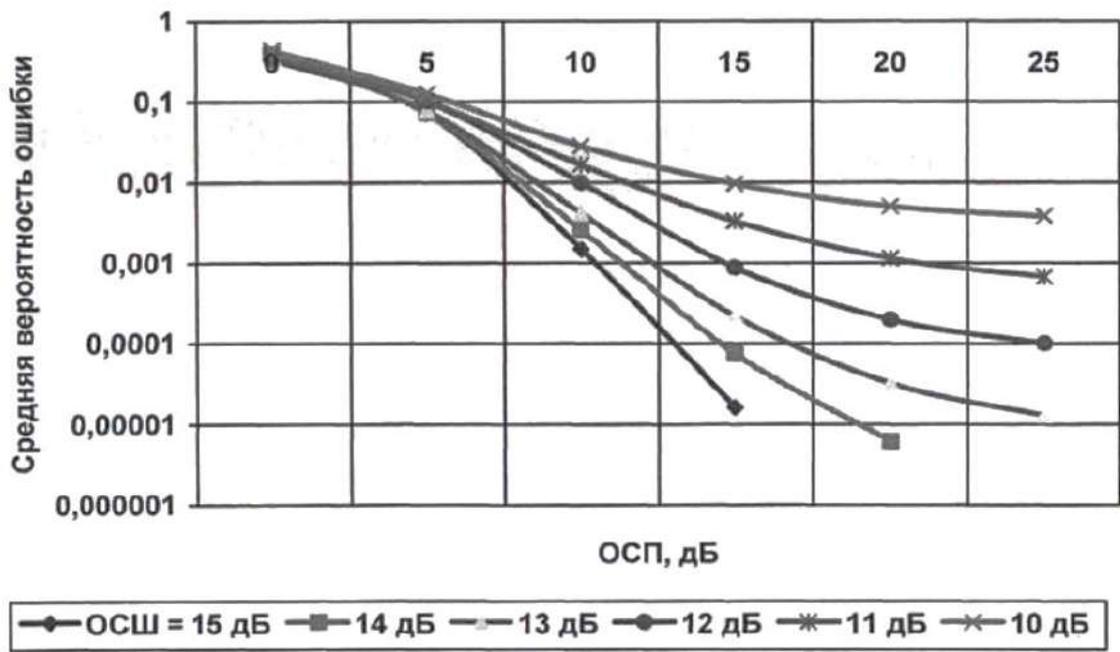
$\rho_{\text{ш}} = E_c/G_{\text{ш}}$ и $\rho_{\text{п}} = E_c/G_{\text{п}}$ Тогда (47) можно переписать в виде:

$$P_{\text{Б}} = 0,5 \exp\{-[2\rho_{\text{ш}}^{-1} + \rho_{\text{п}}^{-1}]^{-1}\}. \quad (96)$$

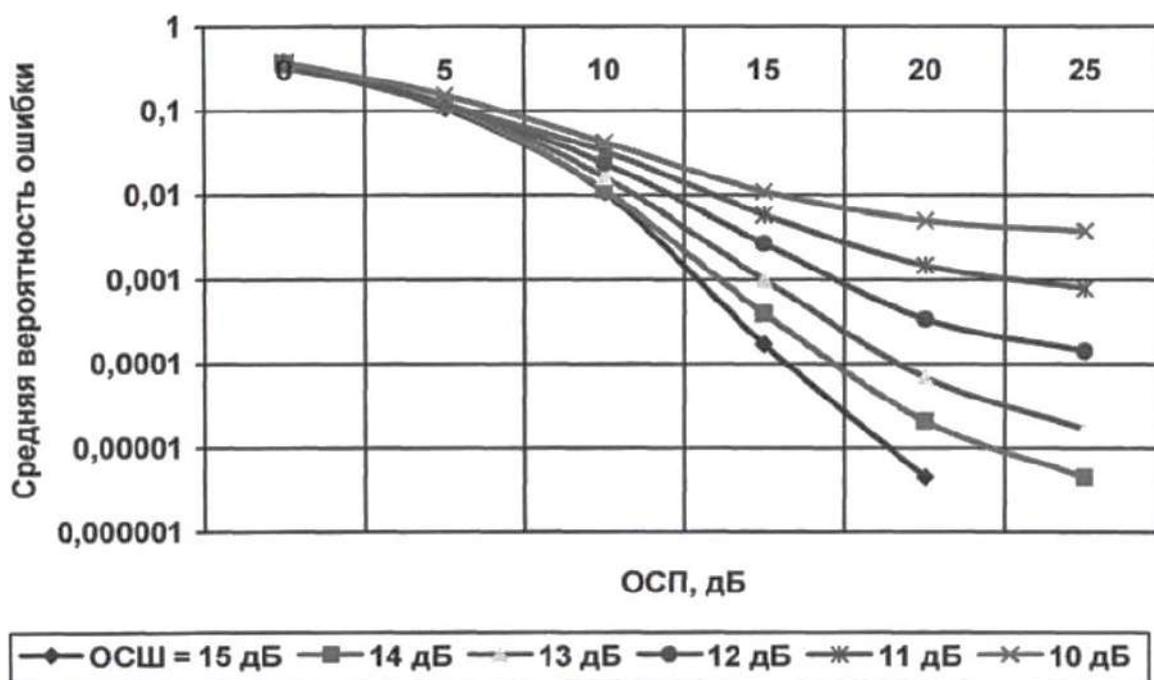
Зависимости средней вероятности ошибки показаны от ОСП для разных отношений сигнал/шум показаны на Рисунке 42. Шумовая помеха воздействует на основной, дополнительный и оба канала одновременно, соответственно. Из Рисунка видно, что средняя вероятность зависит от обоих показателей отношения сигнала/шум и отношения сигнал/помеха. Чем меньше отношение сигнал/шум, тем меньше величина отношения сигнал/помеха влияет на среднюю величину вероятности ошибки.



а)



б)



в)

Рисунок 42 – Зависимость средней вероятности ошибки от отношения СП для разных значениях отношения сигнал/шум (ОСШ) (15дБ, 14 дБ, 13 дБ, 12 дБ, 11дБ, 10 дБ) и различных типах воздействия шумовой помехи на каналы демодуляции УМРД: а) – на основной канал; б) – на дополнительный канал; в) – на основной и дополнительный каналы

Также из графиков видно, на дополнительном канале отрицательное воздействие помех сказывается сильнее. Так как величина максимальной средней вероятности ошибки стремится к $\frac{1}{2}$, то можно заключить, что наиболее помехозащищенными оказываются устройства, для которых постоянно меняется разность частот между каналами. В соответствии с Рисунком 43 изображена модель приемника УМРД с двойной частотной манипуляцией [19]. В соответствии с рисунком 43 изображены основные компоненты такой системы: ГПСК — генератор псевдослучайного кода; ДО - детектор огибающей; РУ - решающее устройство; СЧ - синтезатор частот; ПФ - полосовой фильтр;

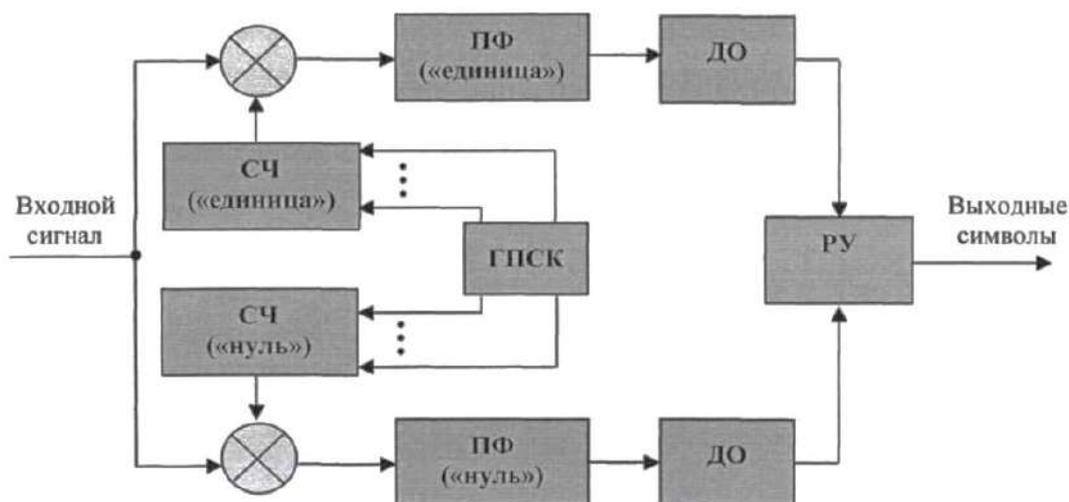


Рисунок 43 – Схема приемника УМРД с двойной ЧМ [19]

Максимум средней вероятности ошибки $\rightarrow 1/2$ при отношении СП $\rightarrow 0$ по формуле (96) для случая, когда воздействие помехи оказывается на основной и дополнительный каналы приемника.

Решая $\frac{dP_B}{dP_{\Pi}} = 0$ в (96), можно найти максимум средней вероятности ошибки при воздействии на основной канал помехи:

$$P_{B.\max.\text{осн}} \approx \begin{cases} \rho_{\text{ш}}^{-1} E^{-1}, & P_{\Pi} = P_c - 2\sigma_{\text{ш}}^2 > 0; \\ 0,5 \exp\{-0,5\rho_{\text{ш}}\}, & P_{\Pi} = P_c - 2\sigma_{\text{ш}}^2 \leq 0; \end{cases} \quad (97)$$

где $\sigma_{\text{ш}}^2$ – мощность собственных шумов П.

Таким образом, даже когда помеха превышает по мощности устройство пренебречь шумами приемника нельзя.

3.1.2. Шумовые помехи на УМРД с ППРЧ и М-ичной ЧМ

Рассмотрим влияние шумовых помех от радиоустройств на УМРД с ППРЧ и М-ичной ЧМ. Типовая структурная схема приемника УМРД с ППРЧ и М-ичной ЧМ, представлена в соответствии с Рисунком 44 [19], отображены ШПФ – широкополосный фильтр и СВМ – схема выбора максимума.

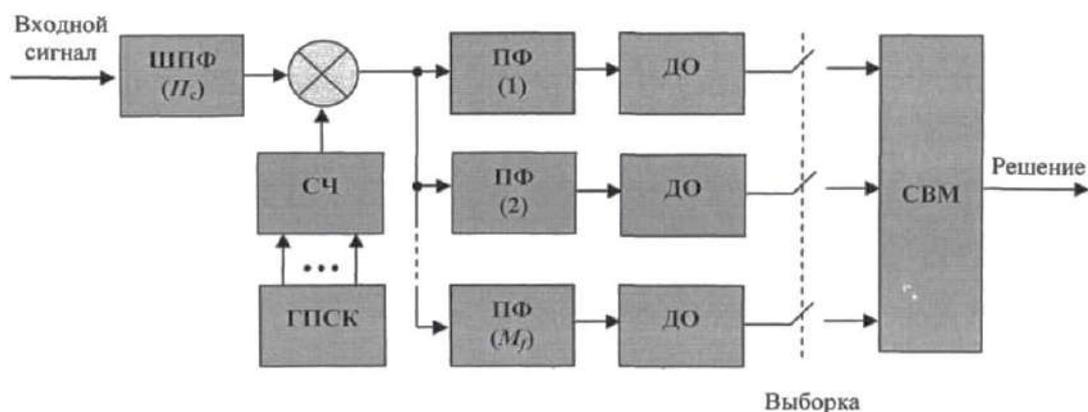


Рисунок 44 – Схема приемника УМРД с M -ичной ЧМ [19]

Средняя вероятность ошибки в приеме бита информации, когда используется M -ичная частотная манипуляция может быть найдена, согласно работе [30], по формуле:

$$P_B = M[2(M - 1)]^{-1}(1 - P_K), \quad (98)$$

где M – размер алфавита сигнала; P_K – условная вероятность того, что напряжение на выходе канала, в котором присутствует сигнал, превышает выходное напряжение остальных $(M-1)$ каналов демодулятора.

Тогда вероятность P_K можно найти по формуле:

$$P_K = \int_0^\infty f_c(z_c) \left[\int_0^{z_c} f_0(z_n) dz_n \right]^{M-1} dz_c, \quad (99)$$

где $f_c(z_c), f_0(z_n)$ – функции плотности вероятности статистики z_c на выходе канала с сигналом и статистики z_n на выходе остальных $(M-1)$ каналов, содержащих только собственные шумы приемника.

Функция $f_c(z_c)$ может быть найдена, согласно работе [19], как:

$$f_c(z_c) = \frac{z_c}{\sigma_n^2 + \sigma_m^2} \exp \left[-\frac{z_c^2 + P_c}{2(\sigma_n^2 + \sigma_m^2)} \right] I_0 \left(\frac{\sqrt{P_c}}{\sigma_n^2 + \sigma_m^2} z_c \right) \quad (100)$$

В случае, если есть только шумы собственные, то функция $f_0(z_n)$ определяется следующим выражением

$$f_0(z_n) = \left[\frac{z_n}{\sigma_m^2} \right] \exp \left\{ -\frac{z_n}{2\sigma_m^2} \right\}. \quad (101)$$

После преобразования получаем выражения для определения средней вероятности ошибки на один бит информации при воздействии шумовой помехи на основной канал УМРД с ППРЧ и M -ичной ЧМ [22, 82]:

$$P_{\text{Б.осн}} = \frac{M}{2^{(M-1)}} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} \frac{1}{1 + \frac{m}{m+1} \beta} \exp \left\{ -k \rho_{\text{п}}^{-1} + \frac{m+1}{m} \rho_{\text{п}}^{-1} \right\}^{-1} \quad (102)$$

где $M = 2^k, k = 1, 2, 3, \dots, k = \log_2 M; m \in [1, M]; \beta = \rho_{\text{ш}} / \rho_{\text{п}}$.

На Рисунке 45 показана зависимость этой величины от ОСШ для разных значений ОСШ и разных M .

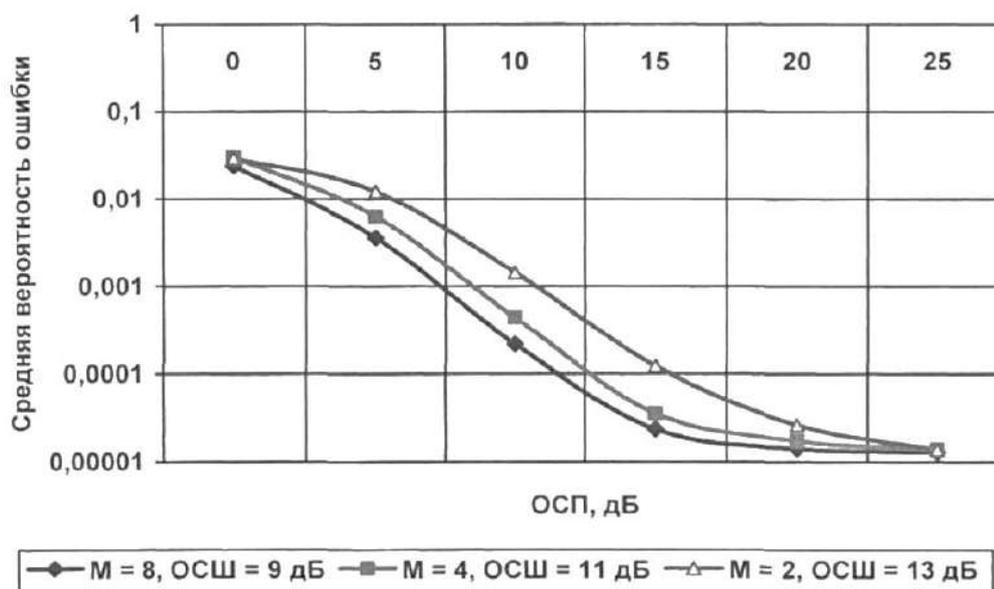


Рисунок 45 – Зависимость средней вероятности ошибки от ОСП для разных ОСШ и M (основной канал)

Из графика видно, что средняя вероятность ошибки $\rightarrow 10^{-5}$ когда растет ОСШ.

При воздействии помехи на основной канал максимум средней вероятности ошибки можно определить, решив уравнение $\frac{dP_{\text{Б.осн}}}{d\rho_{\text{п}}} = 0$ применительно к (102):

$$\rho_{\Pi} = (m/(m+1)\rho_{\text{ш}})/[\frac{m}{m+1\rho_{\text{ш}}k} - 1] \quad (103)$$

Поскольку $m/(m+1)\rho_{\text{ш}}k \gg 1$, то в первом приближении, считаем, что соотношение (102) примет вид $\rho_{\Pi} \approx k^{-1}$, а подставив в (103), получим:

$$P_{\text{Б.махосн}} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^{m+1} \binom{M-1}{m} \frac{e^{-1}}{mk\rho_{\text{ш}}} \quad (104)$$

На Рисунке 46 показаны зависимости $P_{\text{Б.махосн}}$ от ОСШ для разных M и ОСШ. Видно, что при наибольшем значении отношения сигнал/шум для приемника УМРД достигается наименьшее влияние шумовой помехи на основной канал УМРД с ППРЧ и M -ичной ЧМ. Также помехоустойчивость возрастает при увеличении размера алфавита сигнала M .

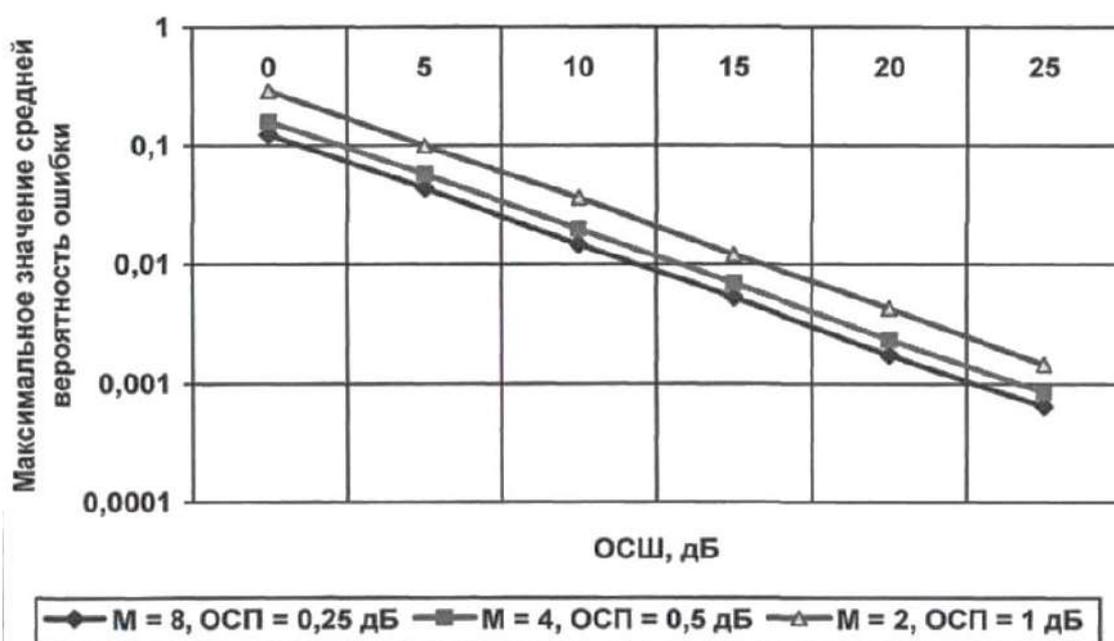


Рисунок 46 – Максимальная средняя вероятность ошибки от ОСП при разных ОСШ и M (основной канал)

Сравнивая выражения (104) и (102), можно заключить, что более помехоустойчивым является УМРД с ППРЧ и M -ичной ЧМ. Если M возрастет до 4, то воздействие шумовых помех станет меньше на 2дБ. Рост до 8 приводит к уменьшению на 3 дБ.

3.2. Гармонические помехи РЭС на УМРД

3.2.1. Гармонические помехи на УМРД с ППРЧ и двойной ЧМ

Рассмотрим гармонические помехи на УМРД. Частота помех равна частоте сигнала. Сигналы помехи имеют равномерное распределение по фазе ну устройства малого радиуса действия. Вероятность ошибки, когда $K_{\text{пер}} = 1$, согласно работе [19], можно рассчитать из следующего выражения:

$$P_{\text{Б.осн}} = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp\{-0,5\rho_{\text{ш}}(1 + \rho_{\text{с}}^{-1} + 2\sqrt{\rho_{\text{с}}^{-1}} \cos \theta)\} d\theta, \quad (105)$$

где θ – разность фаз помеха-сигнал, $\theta \in [-\pi; \pi]$.

Взяв среднее интегральное представление по фазе функции Бесселя нулевого порядка первого рода к формуле (105), получим:

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp[x \cos(u + v)] du \quad (106)$$

$$P_{\text{Б.осн}} = \frac{1}{2} \exp\{-0,5\rho_{\text{ш}}(1 + \rho_{\text{с}}^{-1})\} I_0(\rho_{\text{ш}}\sqrt{\rho_{\text{с}}^{-1}}) \quad (107)$$

В соответствии с Рисунком 47 представлена кривая зависимости средней вероятности ошибки от ОСП для величины отношения сигнал/шум равной 13дБ. Из Рисунка 47 видно, что с ростом отношения СП средняя вероятность ошибки падает.

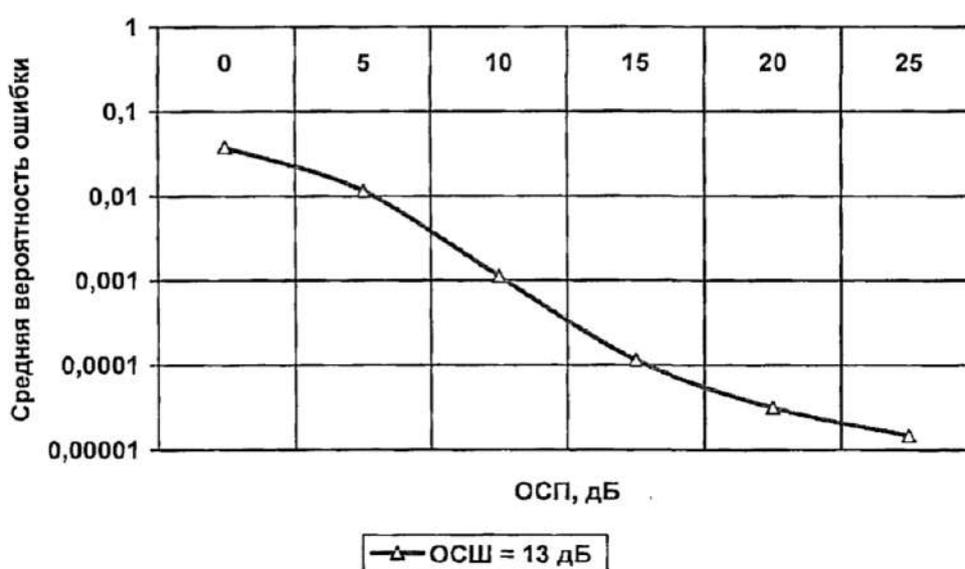


Рисунок 47 – Средняя вероятность ошибки в зависимости от ОСП при ОСШ=3дБ (основной канал)

Используя асимптотическое приближение функции Бесселя:

$$I_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi x}} \exp(x), \quad x \gg 1, \quad (108)$$

запишем формулу (106) в виде:

$$P_{\text{Б.осн}} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{2\pi\sqrt{P_c P_{\text{ш}}}} \right)^{0,5} \exp \left[-\frac{(P_c^{0,5} - P_{\text{ш}}^{0,5})^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2} \right], \quad (P_c P_{\text{ш}})^{0,5} \geq \sigma_{\text{ш}}^2. \quad (109)$$

Решая уравнение $\frac{dP_{\text{Б.осн}}}{dP_{\text{п}}} = 0$, к (108), получим, что в случае, когда $P_{\text{п}} = P_c$ т.е. когда помеха воздействует на основной канал, мощность помехи равна мощности полезного сигнала, максимум средней вероятности можно определить по формуле:

$$P_{\text{Б.максосн}} \approx 0,5(1/2\pi\rho_{\text{ш}})^{0,5}, \quad P_{\text{п}} \approx P_c \gg \sigma_{\text{ш}}^2. \quad (110)$$

Когда помеха воздействует на дополнительный канал, мощность помехи может быть определена, согласно данным работы [121], как:

$$P_{\text{Б.доп}} = Q[(\rho_{\text{ш}}/\rho_{\text{п}})^{0,5}, (\rho_{\text{ш}})^{0,5}] - 0,5 \exp[-0,5\rho_{\text{ш}}(1 + \rho_{\text{п}}^{-1})] I_0[\rho_{\text{ш}}(\rho_{\text{п}}^{-1})^{0,5}]. \quad (111)$$

На Рисунке 48 представлены зависимости средней вероятности от ОСП, для разных ОСШ. Видно, что при воздействии на дополнительный канал, если ОСП < 15 дБ, помеха сильнее оказывает влияние на значение средней вероятности по сравнению с воздействием на основной канал. Максимум средней вероятности $\rightarrow 1$, при $\rho_{\text{п}} \rightarrow 0$.

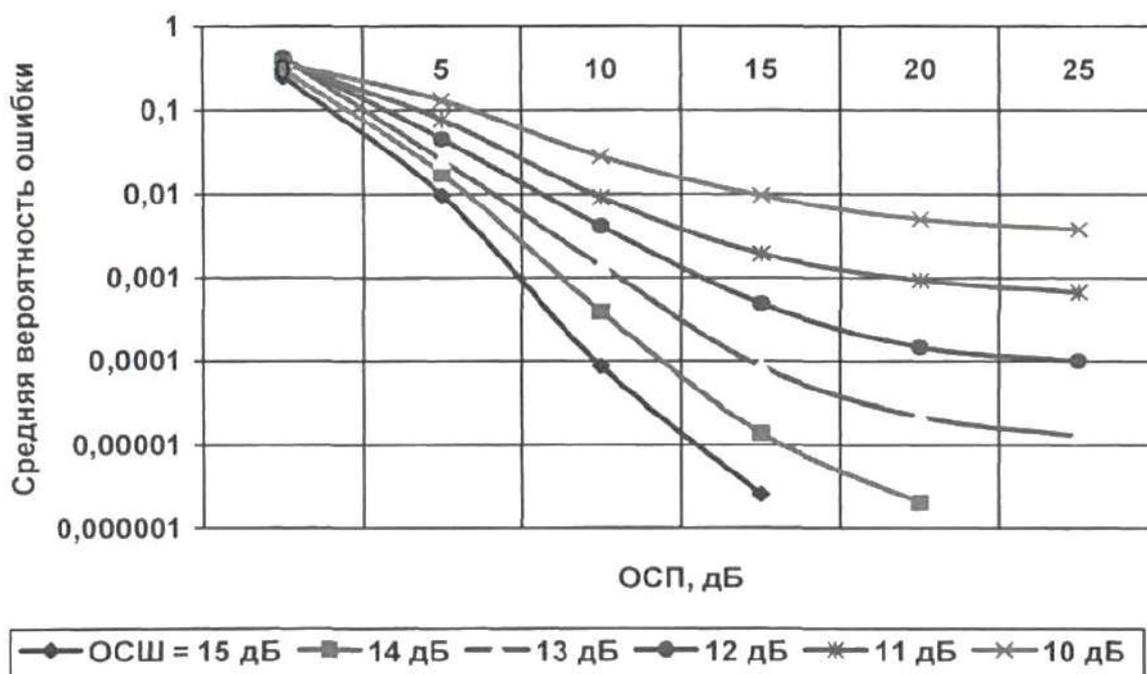


Рисунок 48 – Зависимость средней вероятности ошибки от ОСП при разных ОСШ (дополнительный канал)

Таким образом, при воздействии помехи гармонического типа на один из каналов, по формула (105) и (109) можно определить среднюю вероятность ошибки как:

$$P_B = 0,5(P_{B,осн} + P_{B,доп}) = 0,5Q[(\rho_{ш}/\rho_{п})^{0,5}, (\rho_{ш})^{0,5}]. \quad (112)$$

Если гармоническая помеха воздействует одновременно и на основной, и дополнительный каналы демодулятора, то средняя вероятность ошибки (согласно [19]) может быть рассчитана по формуле:

$$P_{B,осн+доп} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ Q[(\rho_{ш}/\rho_{п})^{0,5}, (\rho_{ш}(1 + \rho_{п}^{-1} + 2\sqrt{\rho_{п}^{-1}} \cos \theta))^{-0,5}] - 0,5 \exp[-\rho_{ш}(0,5 + \rho_{п}^{-1} + \sqrt{\rho_{п}^{-1}} \cos \theta)] \times I_0[\rho_{ш}(\rho_{п}^{-1}(1 + \rho_{п}^{-1} + 2\sqrt{\rho_{п}^{-1}} \cos \theta))^{0,5}] \right\} d\theta \quad (113)$$

На Рисунке 49 приводится зависимость средней вероятности ошибки, когда на основной канал воздействует две помехи гармонического типа. Мощность обеих помех равная. ОСШ= 13дБ. Если сравнить кривые

зависимостей на Рисунках 47 и 49, то можно заключить, что средняя вероятность ошибки больше, когда воздействуют две помехи гармонического типа на основной и дополнительный каналы, по сравнению с воздействием одиночной гармонической помехи на основной канал.

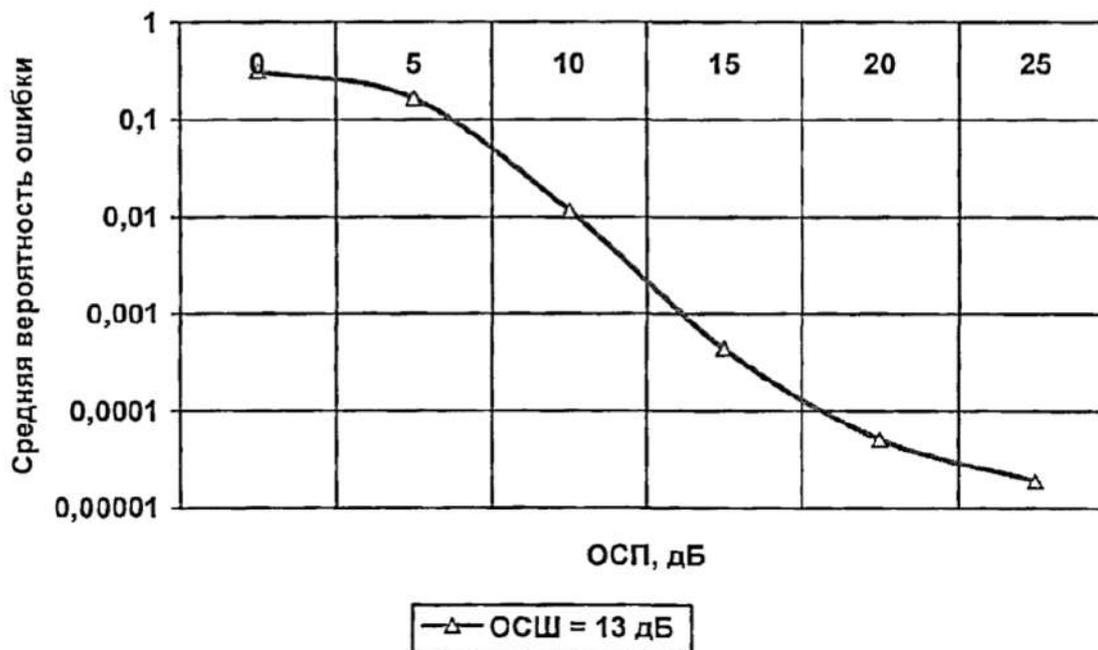


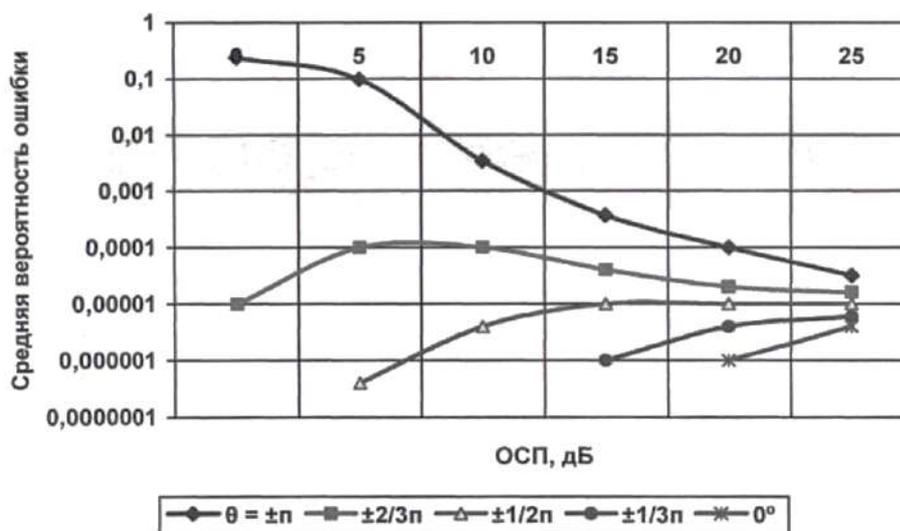
Рисунок 49 – Кривая зависимости средней вероятности ошибки от ОСП. ОСШ = 3дБ (основной и дополнительный каналы)

Рассмотрим случай, когда между сигналом и помехой разность фаз меняется $-\pi$ до π . Это необходимо учитывать при оценке вероятности ошибки при наличии гармонических помех. Мощность результирующего сигнала при фазовом сдвиге между помехой и сигналом θ можно определить по формуле (согласно работе [37]):

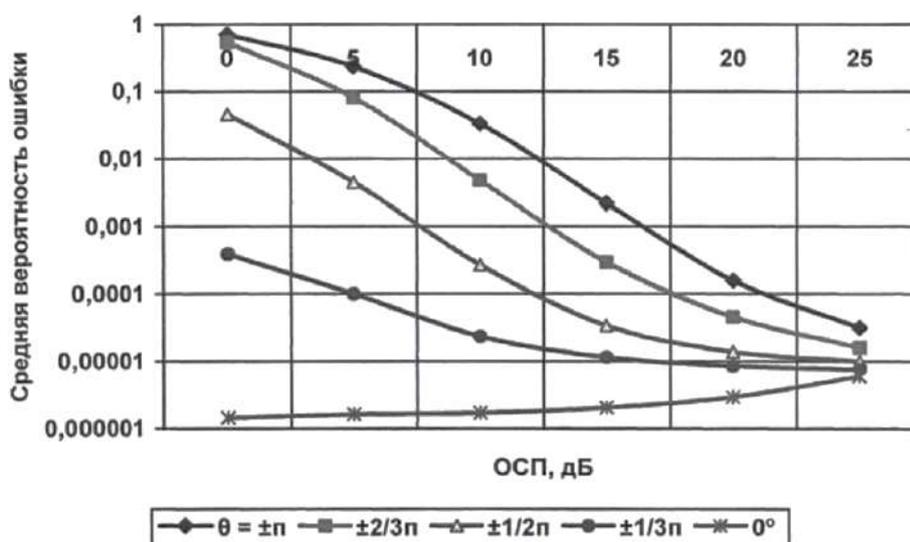
$$P_{\Sigma} = P_c \left(1 + \left(\frac{2}{\rho_{\Pi}^{0,5}} \right) \cos \theta + \rho_{\Pi}^{-1} \right) \quad (114)$$

На Рисунке 50 показаны кривые зависимостей, полученных по формулам (106) и (109) от ОСП. Разность фаз меняется $-\pi$ до π , соответственно $P_{Б.\theta.осн}$ и $P_{Б.\theta.осн+доп}$. Видно, что когда помеха и сигнал находятся в противофазе, то достигается максимум средней вероятности ошибки. Когда разность фаз равна нулю – средняя вероятность ошибки

достигает минимального значения, отличающиеся на несколько порядков по значениям, если отношение сигнал/помеха стремится к единице.



а)



б)

Рисунок 50 – Зависимость средней вероятности ошибки от ОСП для разных сдвигов фазы а) –основной канал; б) –основной и дополнительный каналы

3.2.2. Гармонические помехи на УМРД с ППРЧ и М-ичной ЧМ

Рассмотрим воздействие гармонической помехи на УМРД с ППРЧ, когда используется М-ичная частотная манипуляция. Средняя вероятность ошибки (для основного канала) можно найти по формуле (105). Тогда

величина функции плотности вероятности z_c на выходе основного канала можно представить в виде следующего соотношения (по работе [19]):

$$f_c(z_c) = \frac{z_c}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma_{\text{ш}}^2} (z_c^2 + P_c + P_{\text{п}} + 2(P_c P_{\text{п}})^{0,5} \cos \theta) \right] I_0 \left[\frac{1}{\sigma_{\text{ш}}^2} (z_c^2 + P_c + P_{\text{п}} + 2(P_c P_{\text{п}})^{0,5} \cos \theta) z_c \right] . \quad (115)$$

Тогда согласно формулам, приводимым в работе [82], можно определить среднюю вероятность ошибки следующим выражением:

$$P_{\text{Б.осн}} = \frac{M}{2^{(M-1)}} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} \exp \left\{ -k\rho_{\text{ш}}(1 + \rho_{\text{п}}^{-1}) \frac{m}{m+1} \right\}^{-1} I_0 \left(\frac{2m}{m+1} \right) k\rho_{\text{ш}}(\rho_{\text{п}}^{-1})^{0,5} . \quad (116)$$

На Рисунке 51 показаны зависимости средней вероятности ошибки от ОСП для разных M и ОСШ. Видно, что при уменьшении величины отношения сигнал/шум средняя вероятность ошибки возрастает до максимум при $\rho_{\text{п}} = 1$.

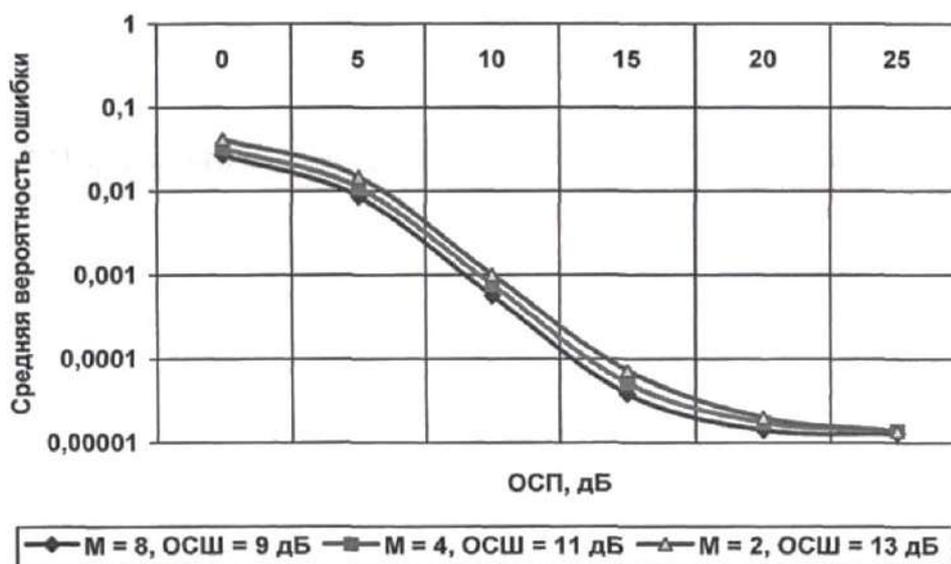


Рисунок 51 – Зависимость средней вероятности ошибки от ОСП для разных M и ОСШ (основной канал)

Взяв среднее интегральное представление по фазе функции Бесселя нулевого порядка первого рода к формуле (106), получим:

$$P_{Б.махосн} = \frac{M}{2^{(M-1)}} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1}}{m+1} \binom{M-1}{m} 0,5 \left[\frac{m+1}{\rho_{ш}} \right]^{0,5}, P_c = P_{ш} \quad (117)$$

В соответствии с Рисунком 52 представлены зависимости максимума средней вероятности ошибки в приеме бита информации когда помеха гармонического типа совпадает по мощности с основным сигналом. Кривые даны для разных M . Видно, что когда воздействует помеха гармонического типа на УМРД с ППРЧ и M -ичной частотной манипуляцией с увеличением M возрастает помехоустойчивость УМРД. При $M=4$ помехоустойчивость увеличивается на 2дБ, а при $M=8$ – на 3 дБ.

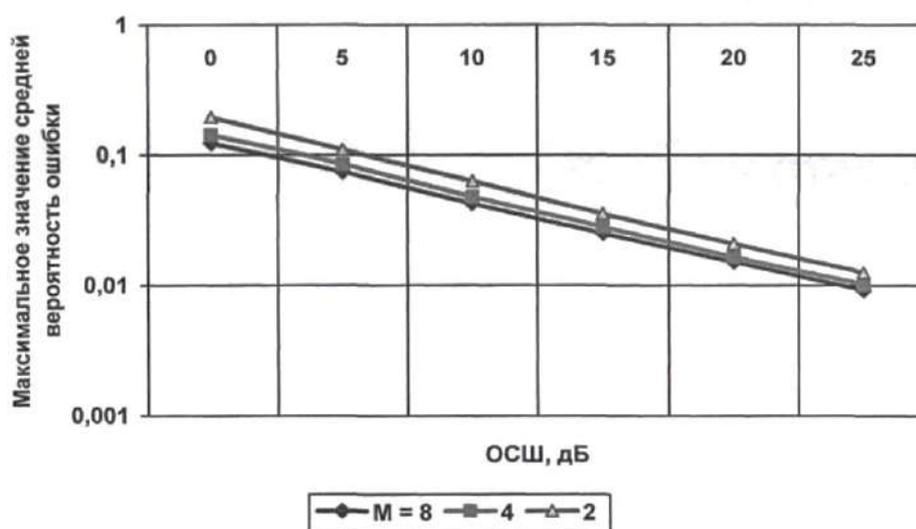


Рисунок 52 – Зависимость максимума средней вероятности ошибки при приеме бита информации в зависимости от отношения сигнал/помеха (ОСП) при разных M и ОСШ (основной канал)

Таким образом, сравнивая кривые зависимостей на Рисунках 46 и 52, можно сделать вывод о том, что помехоустойчивость УМРД становится хуже, когда воздействуют помехи гармонического типа. Отрицательное воздействие помех уменьшается при увеличении значений величин ОСП и ОСШ. В этом случае максимум средней вероятности ошибки снижается.

3.2.3. Комбинированные помехи на УМРД с ППРЧ и двойной ЧМ

Рассмотрим одновременное воздействие гармонической и шумовой помех на УМРД с ППРЧ и двойной частотной манипуляцией. В этом случае среднюю вероятность ошибки можно определить по формуле:

$$P_{\text{Б.осн}} = (2 + \rho_{\text{ш}}/\rho_{\text{п}})^{-1} \exp \left\{ -\frac{1 + \rho_{\text{п}}^{-1}}{\rho_{\text{п}}^{-1} + 2\rho_{\text{ш}}^{-1}} \right\} I_0 \left(\frac{\sqrt{\rho_{\text{п}}^{-1}}}{\rho_{\text{п}}^{-1} + 2\rho_{\text{ш}}^{-1}} \right). \quad (118)$$

На Рисунке 53 представлены кривые зависимости средней вероятности ошибки от величины отношения сигнал/помеха, построенные согласно формуле (118). Величина отношения сигнал/шум составляет 13дБ. Приводятся кривые для трех видов помех: шумовой, гармонической комбинированной. Из графика видно, что при увеличении отношения сигнал/шум разница между помехами стремится к нулю.

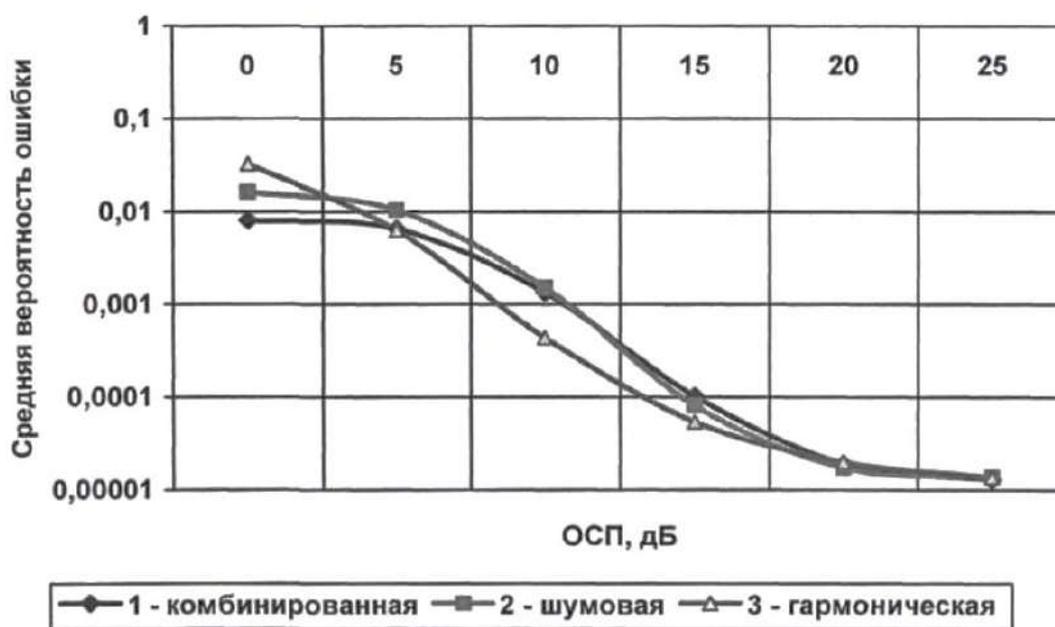


Рисунок 53 – Зависимость средней вероятности ошибки от ОСП.

ОСШ=13дБ (основной канал): а) – комбинированная помеха; б) –шум; в) – гармоническая помеха

3.3. Блочное кодирование

Рассмотрим, как влияет воздействие разных помех на помехоустойчивость УМРД с ППРЧ, двоичной ЧМ и блоковым кодированием. Когда используется блоковое кодирование, это означает, что можно с помощью кода исправлять ошибки и менять параметры УМРД. В соответствии с Рисунком 54 показана структурная схема типового некогерентного обнаружителя максимального правдоподобия [124]. На схеме отображены следующие компоненты: СЧ - синтезатор частот; ГПСК - генератор псевдослучайного кода; ПФ - полосовой фильтр; ДО - детектор огибающей; ДИО - декодер с исправлением ошибок; ШПФ - широкополосный фильтр; РУ — решающее устройство [124].

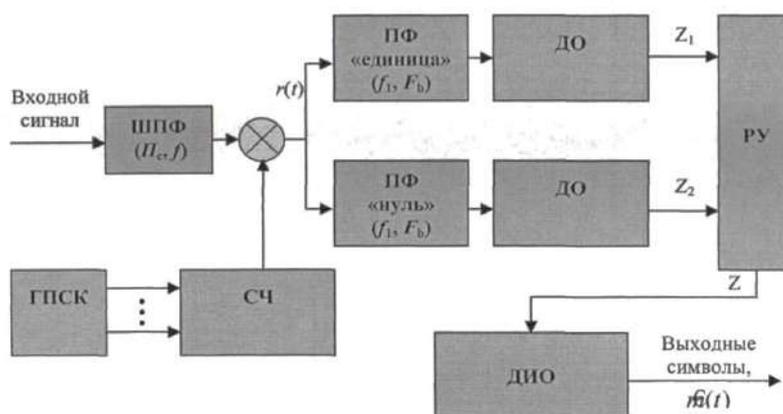


Рисунок 54 – Схема типового некогерентного обнаружителя максимального правдоподобия [124]

Как известно, основными параметрами блоковых кодов являются [113]: k - число информационных бит; n – полное число бит в кодовом слове, длина кода; $V_k=k/n$ – относительная скорость кода; d – минимальное кодовое расстояние, равное наименьшему значению расстояния Хэмминга, то есть число позиций, в которых кодовые комбинации отличаются друг от друга; α - максимальное число исправляемых ошибок на длине кодового слова, $\alpha=[(d-1)/2]$, где $[.]$ – целая часть числа; ε - избыточность кода, под которым

понимается параметр, определяющий долю избыточно передаваемых символов $\varepsilon=r/n=1-V_k$, где $r=n-k$ (согласно [113]).

При помехоустойчивом кодировании наборы из k информационных символов отображаются в кодовые последовательности (кодовые слова), состоящие из n символов ($n>k$), при этом k позиций заполняются символами 1 и 0 по правилам первичного кодирования элементов (букв) алфавита источника сообщения. Оставшиеся позиции $r=n-k$, также заполняются символами 1 и 0, но уже по соответствующим правилам кодирования [123, 113].

Средняя вероятность ошибки при использовании УМРД с ППРЧ и ЧМ двоичным блоковым кодированием может быть найдена по формуле (согласно [21, 123]):

$$P_{Б,k} \approx dn^{-1} \sum_{i=\alpha+1}^d \binom{n}{i} P_b^i(2) [1 - P_b(2)]^{n-i} + n^{-1} \sum_{i=d+1}^n \binom{n}{i} P_b^i(2) [1 - P_b(2)]^{n-i} \quad (119)$$

где: $P_b(2)$ – вероятность ошибки на каналный символ. Энергия каналного символа определяется выражением: $E_k = (k/n)E_c = V_k E_c$, где E_c – энергия сигнала. Тогда при воздействии шумовых помех можно записать:

$$P_{b.осн} = 0,5(1 + 0,5\rho_{ш}\rho_{п}^{-1})^{-1} \exp\{-V_k(2\rho_{ш}^{-1} + \rho_c^{-1})^{-1}\} \quad , \quad (120)$$

а при воздействии гармонических помех

$$P_{b.осн} = 0,5 \exp\{-V_k 0,5\rho_{ш}(1 + \rho_c^{-1})\} I_0[V_k \rho_{ш}(\rho_c^{-1})^{0,5}] \quad , \quad (121)$$

Как следует из выражений (120) и (121), когда $V_k=1$, то вероятность ошибки растет, что связано с применением кодирования.

Найдем максимум средней вероятности ошибки на каналный символ, когда на УМРД оказывают влияние помехи разного типа. Подставив выражение $\frac{dP_b}{d\rho_{п}} = 0$ в (120) и (121), получаем максимальные значения средней вероятности ошибки:

– при воздействии шума:

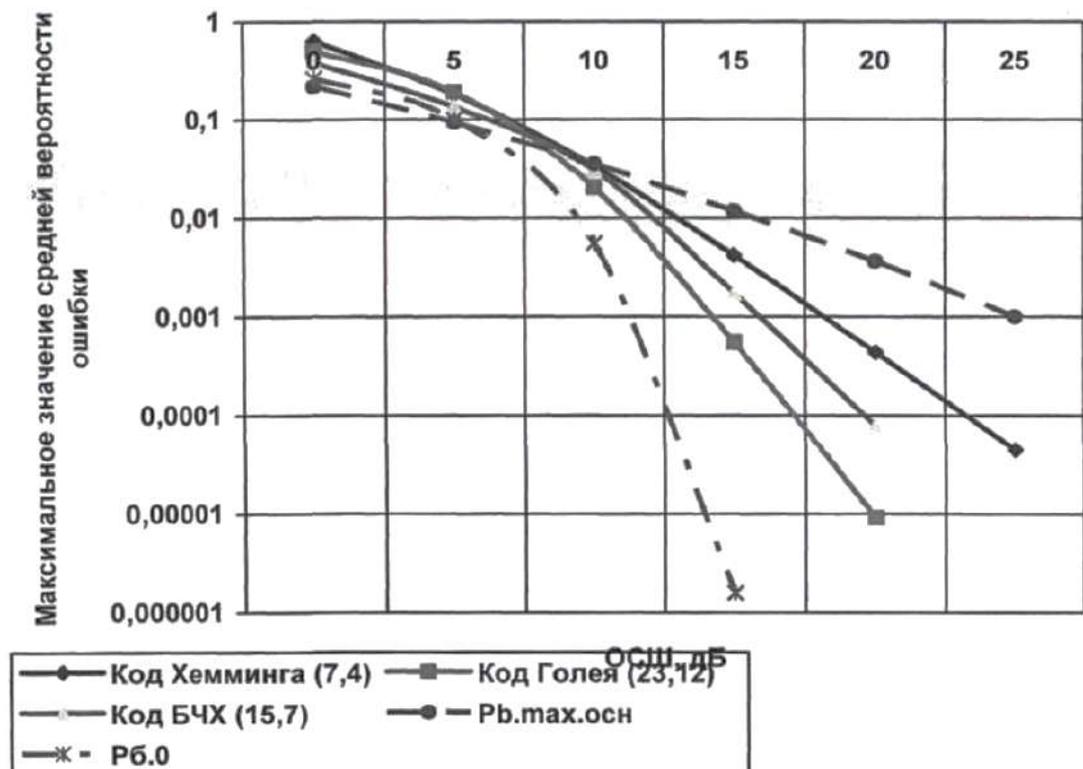
$$P_{b,maxосн} \approx \rho_{ш}^{-1} V_k^{-1} e^{-1}, \rho_{п} = (V_k - 2\rho_{ш}^{-1})^{-1} \approx V_k^{-1} \text{ или } V_k \gg 2\rho_{ш}^{-1}; \quad (122)$$

– при воздействии помехи гармонического типа:

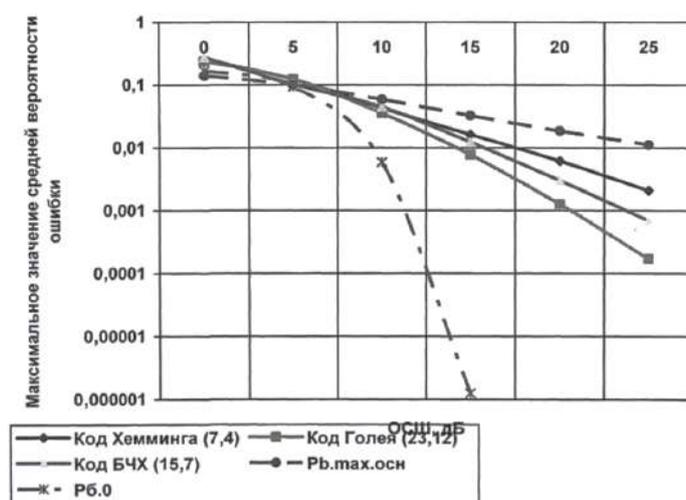
$$P_{b,maxосн} \approx 0,5[(2\pi)^{-1} \rho_{ш}^{-1} V_k^{-1}]^{-1}, \rho_{п} \approx 1 \quad (123)$$

Из выражений (122)-(123) следует, что максимум средней вероятности ошибки больше, когда воздействует шум и в (V_k^{-1}) больше, чем, когда воздействует помеха гармонического типа. В сравнении с аналогичным воздействием на УМРД без кодирования. Подставив выражения (122) и (123) в формулу (106), получим соотношение, которое можно использовать для оценки максимума средней вероятности ошибки.

На Рисунке 55 показаны кривые зависимости максимума средней вероятности ошибки (шум и помеха гармонического типа). Коды $[(n, k)d, \alpha]$, соответственно, равны: код Хэмминга - $[(7,4), 1, 3]$; код Голея - $[(23,12), 3, 7]$; код БЧХ (Боуза–Чоудхури–Хоквингема) — $[(15,7), 2, 5]$.



а)



б)

Рисунок 55 – Максимум средней вероятности ошибки от ОСШ, когда

на УМРД действует: а) шум с $\rho_{\Pi} = V_k^{-1}$; б) – шум с $\rho_{\Pi} = 1$

Таким образом можно заключить, что, используя простые двоичные коды, можно повысить помехоустойчивость УМРД.

Выводы по 3 главе

1. Получена оценка влияния шумовых помех разного типа (гауссовский шум, гармонический сигнал и комбинированная помеха) на УМРД с ППРЧ и ЧМ; зависимость вероятности ошибки от ОСШ и ОСП. Рост значения отношения сигнал/шум приводит к увеличению влияния на помехоустойчивость величины отношения сигнал/помеха, и наоборот. Наиболее помехозащищенными оказываются устройства, для которых частотный размах между каналами непрерывно меняется.

2. Получена оценка влияния шумовых помех разного типа (гауссовский шум, гармонический сигнал и комбинированная помеха) на УМРД с ППРЧ и M -ичной частотной манипуляцией. Показано, что вероятность ошибки стремится к значению 10^{-5} при увеличении значения величины отношения сигнал/помеха. Наиболее помехозащищенными оказываются устройства с наибольшим значением отношения сигнал/шум.

3. Показано, что при увеличении размера алфавита сигнала M приводит к увеличению помехоустойчивости УМРД с ППРЧ и M -ичной частотной манипуляцией. При $M=4$ воздействие шумовых помех уменьшается на 2 дБ, а при $M=8$ – на 3дБ.

4. Получена оценка влияния помех гармонического типа на УМРД. Изменение средней вероятности ошибки связано с влиянием мощности мешающего сигнала и разность фаз между сигналом и приемников. Величина размаха между максимальный и минимальным значениями вероятности ошибки может отличаться на порядок, если отношение сигнал/помеха близко к единице.

5. Получена оценка влияния помех гармонического типа. Рост помехоустойчивости УМРД с увеличением размера алфавита сигнала M .

6. Получена оценка влияния комбинированной помехи на УМРД с ППРЧ и ЧМ, представляющей собой суперпозицию шумового и гармонического сигналов. Показано, что помехоустойчивость УМРД с ППРЧ и двоичной ЧМ при воздействии комбинированной помехи мало отличается от помехоустойчивости УМРД с ППРЧ и двоичной ЧМ при воздействии одной из помех.

7. Получена оценка влияния помех на с блоковым кодированием. Показано, что использование двоичных блоковых кодов повышает помехоустойчивость УМРД.

ГЛАВА 4. ЗАЩИТНОЕ РАССТОЯНИЕ ДЛЯ УМРД

4.1. Защитное расстояние УМРД с ППРЧ

Рассмотрим систему устройств малого радиуса действия, использующей скачкообразную перестройку частоты (ППРЧ), под воздействием помех окружающих радиоэлектронных средств, в которых реализуется аналогичный метод псевдослучайной перестройки рабочей частоты. Предположим, что перестройка частоты приостановлена, тогда можно сделать оценки защитных расстояний $L_{\text{защ}}$ между мешающими радиоэлектронными устройствами и УМРД как для внутриканальных помех (когда помехи возникают в совпадающем канале), так и в случае блокирования (когда усиления полезного сигнала уменьшается на входе приемника, обусловленное интенсивным действием мешающего сигнала, частота которого лежит за пределами приема основного канала). В Таблице 6 приводятся оценки (по данным работы [28]) защитных расстояний для Bluetooth-устройств, при воздействии разных источников помех: CATV - Community Antenna Television; RLAN - Radio Local Area Network; ENG/OB - Electronic News Gathering/Outside Broadcasting; RFID - Radio frequency identification devices. Значение рабочего цикла источников помех, равное 100%, означает, что источники работали непрерывно в течение суток. Однако, как показано в работе [89], рабочий цикл источника помех обычно составляет порядка 15%.

Таблица 6 – Защитные расстояния от разных источников помех для Bluetooth-устройств [28]

Источники помех	Рабочий цикл, %	Характер помех	Защитное расстояние, м
SRD, CATV	100	Внутриканальные	35,7
RLAN, DSSS	100	Внутриканальные	44
Узкополосные SRD	100	Блокирование	1,5
RLAN, FHSS	100	Блокирование	4,9
RFID, FHSS	100	Блокирование	24,3

Вероятность внутриканальной помехи $P_{\text{вн.п}}$ может быть представлена согласно работе [89] в виде следующей формулы:

$$P_{\text{вн.п}} = DN_{\text{ч}}^{-1}, \quad (124)$$

где: D - рабочий цикл устройства; $N_{\text{ч}}$ - число скачков частоты.

На Рисунке 56 показан график зависимости внутриканальной помехи от рабочего цикла, определяющего работу мешающего устройства. При уменьшении рабочего цикла вероятность падает.

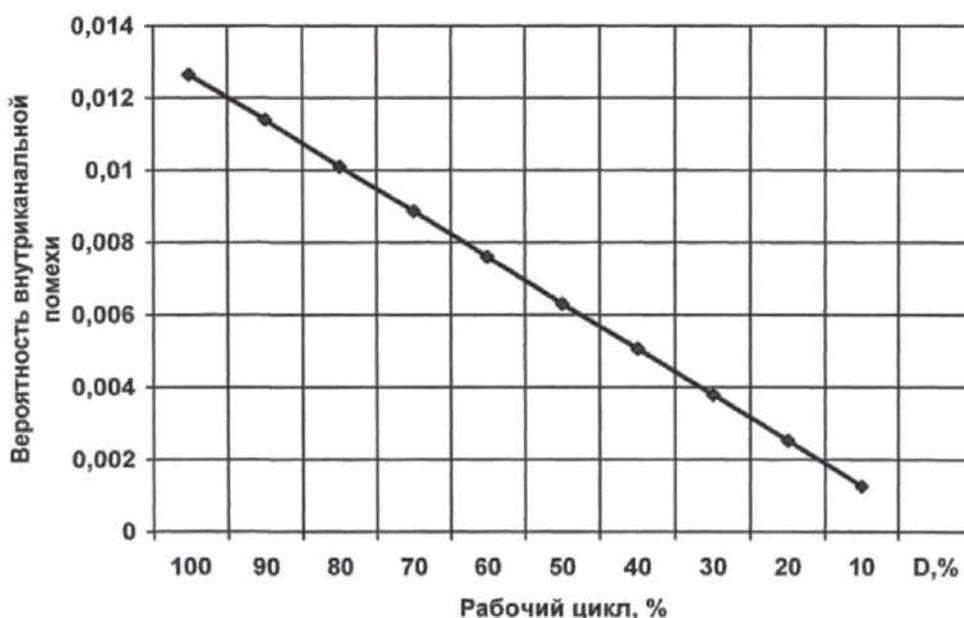


Рисунок 56 – Зависимость вероятности ВП от РЦ

ВВП $P_{\text{вн.п}}$ от нескольких источников может быть представлена согласно работе [89] в виде следующей формулы:

$$P_{\text{вн.п}} = D(1 - [(N_{\text{ч}} - 1)N_{\text{ч}}^{-1}])^{M_{\text{п}}} \quad (125)$$

На Рисунке 57 показана зависимость ВВП от N для разных значений рабочего цикла. Чем больше количество помех, тем больше ВВП.

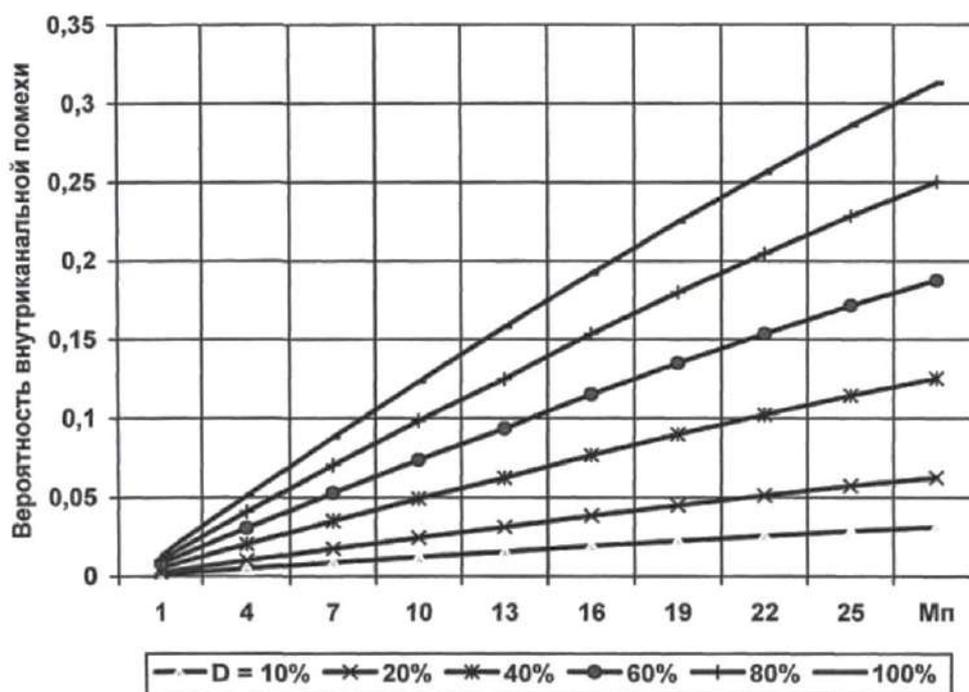


Рисунок 57 – Зависимость ВВП от N для разных значений рабочего цикла

Величина РЦ и мощность РЭС также влияют на значение защитного расстояния для устройств малого радиуса действия с ППРЧ. В соответствии с Рисунком 58 показана математическая модель зависимости защитного расстояния УМРД с ППРЧ от рабочего цикла радиоэлектронных устройств для разных величин их мощности. При этом считается, что внутриканальная помеха отсутствует, т.е. 90% спектра не подвергается воздействию помех. Таким образом пропускная способность РЭС не меняется.

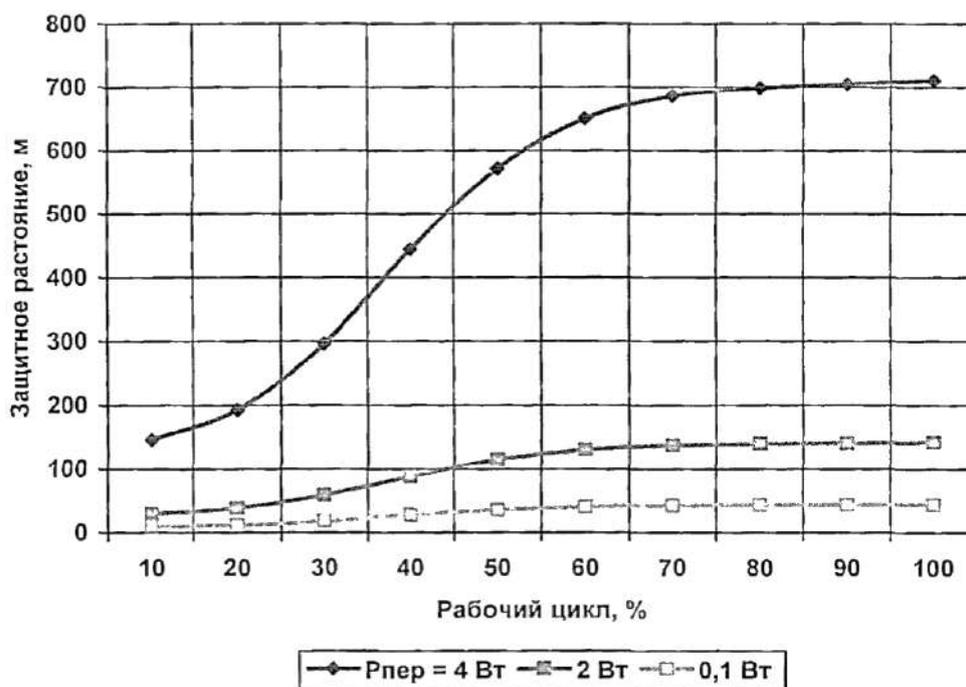
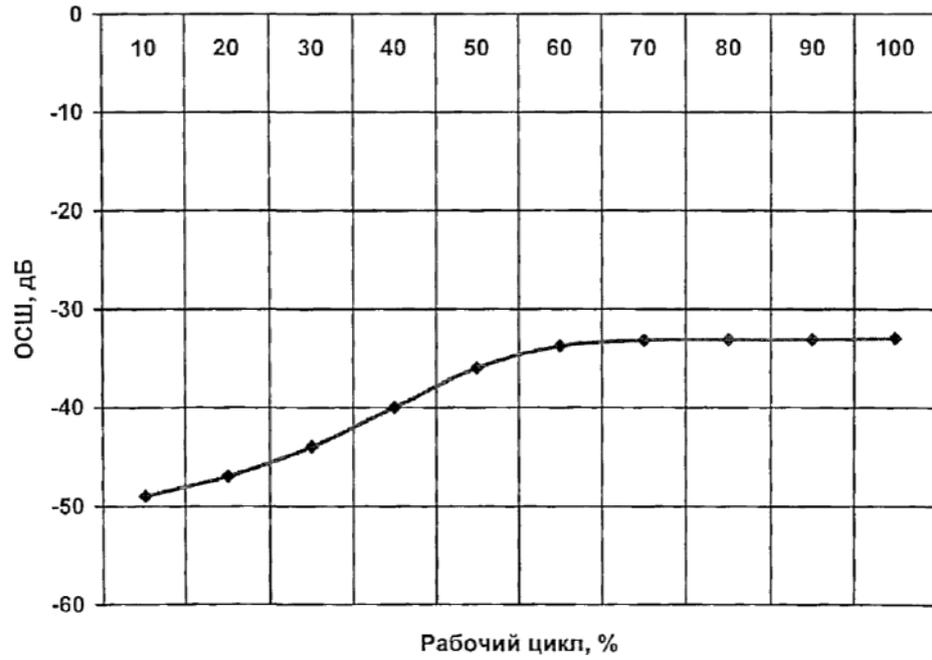


Рисунок 58 – Зависимость защитного расстояния от рабочего цикла

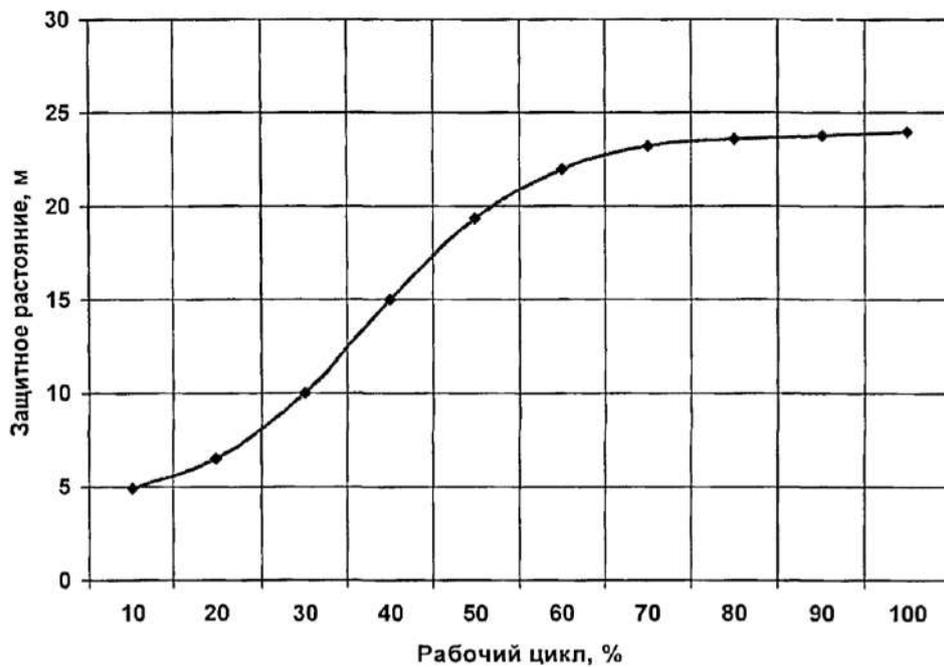
4.2. Защитное расстояние для УМРД с ППРЧ

Обычно УМРД по мощности значительно ниже, чем окружающие РЭС, которые оказывают помехи на работу УМРД. Например, мощность передатчика RFID примерно 4Вт. Поэтому возникает угроза возникновения блокировки для УМРД от помех. Если рабочий цикл RFID-устройств составляет 100%, то, по оценкам, сделанным в работе [42], защитное расстояние для Bluetooth-устройств при отношении сигнал/шум в 33 дБ составляет порядка 24 м.

Так как минимумы значений ОСШ меняются в зависимости от вида передатчика и от величины рабочего цикла, то значит, должно меняться и защитное расстояние для УМРД. Когда увеличивается рабочий цикл устройства, вызывающего помехи, для увеличивается величина отношения сигнал – шум и соответственно увеличивается защитное расстояние для радиоустройств. В соответствии с Рисунком 59 представлены кривые зависимости минимумов ОСШ и величин защитного расстояния УМРД от рабочего цикла. (Мощность устройств составляет порядка 4 Вт) [28; 85]



а)



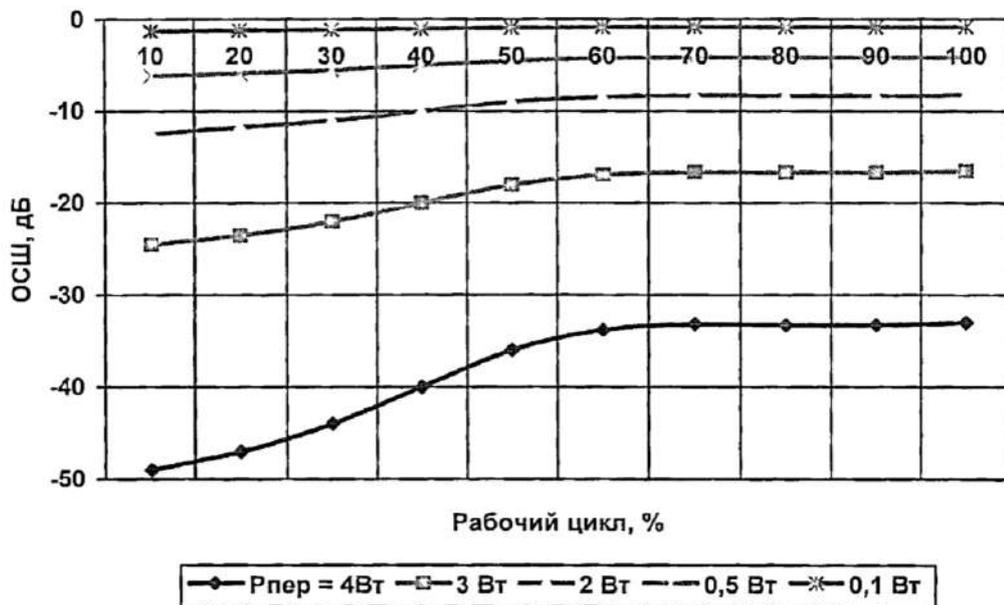
б)

Рисунок 59 – а) – Зависимости минимумов ОСШ от рабочего цикла; б) – зависимости величин защитного расстояния в зависимости от рабочего цикла

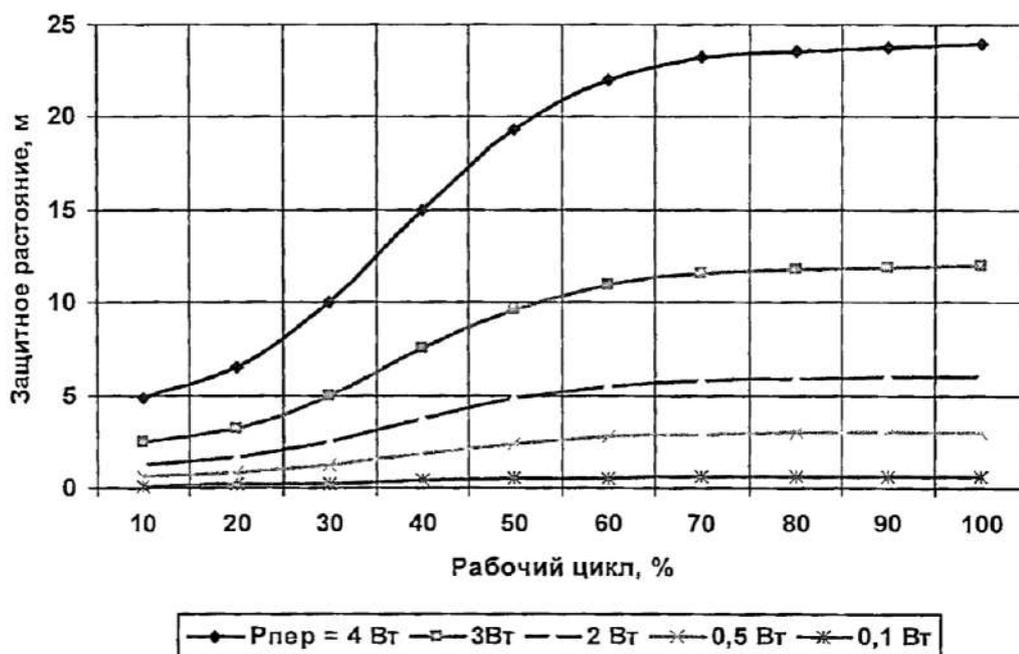
Таким образом, можно сделать вывод, что когда мешающее устройств работает больше чем на 70% от минимум ОСШ, то защитное расстояние

практически остается постоянным и не меняется. Когда рабочий цикл составляет порядка 15% защитное расстояние функционирует при низких ОСШ.

Рассмотрим на примере математического моделирования случай, когда для помех с радиоустройств при воздействии на УМРД нет препятствий. На Рисунке 60 показана зависимость минимум ОСШ от рабочего цикла. Аналогично в соответствии с рисунком 60б показаны аналогичные оценки для УМРД с ППРЧ. Видно, что, когда растет величина рабочего цикла, растут и значения защитного расстояния и ОСН.



а)



б)

Рисунок 60 – а) – Зависимость минимума ОСШ от рабочего цикла; б) – Зависимость величины защитного расстояния от рабочего цикла (разные мощности передатчика)

На защитное расстояние также влияют мощности устройств РЭС, которые оказывают шумовое воздействие. На Рисунке 61 показана зависимость защитного расстояния от рабочего цикла. Когда мощность устройств, вызывающих помехи, растет, то защитное расстояние тоже увеличивается. Для одинаковых значений рабочего цикла.

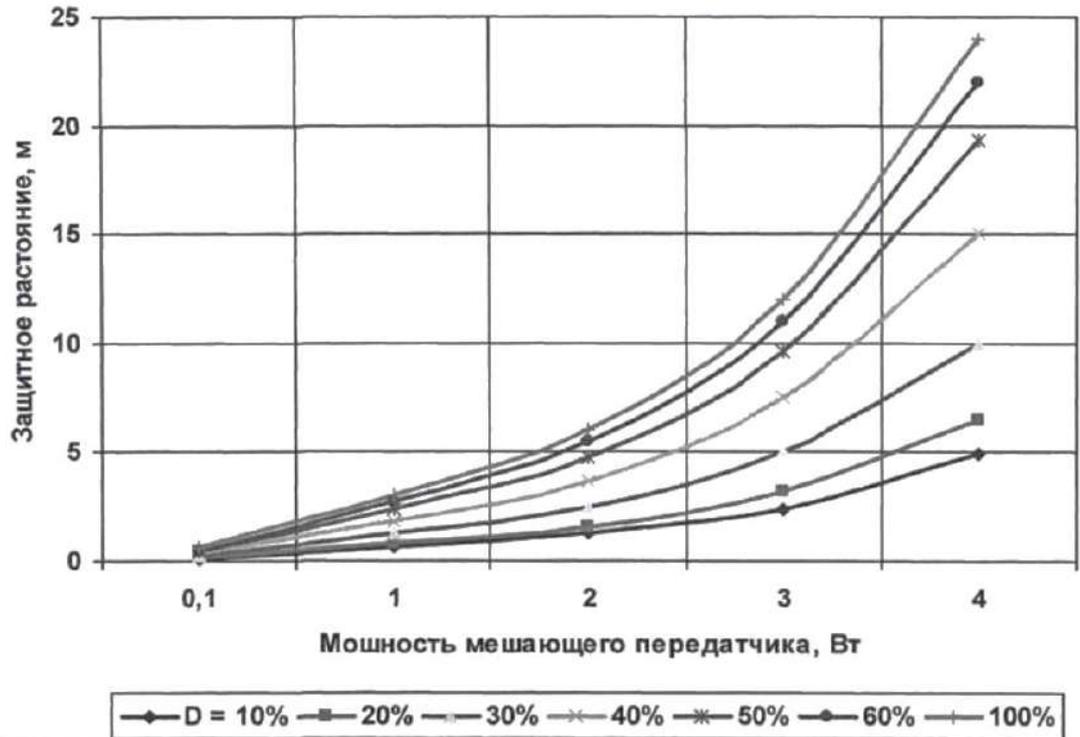


Рисунок 61 – Зависимость защитного расстояния от мощности РЭС

4.3. Учет диаграммы направленности мешающих радиоэлектронных устройств

При наличии препятствий внутри помещения (стен, потолка и пола), нужно рассматривать диаграмму направленности устройств, вызывающих помехи. При этом необходимо рассматривать как главные направления, так и направления боковых лепестков. В соответствии с Рисунком 62 представлена диаграмма направленности.

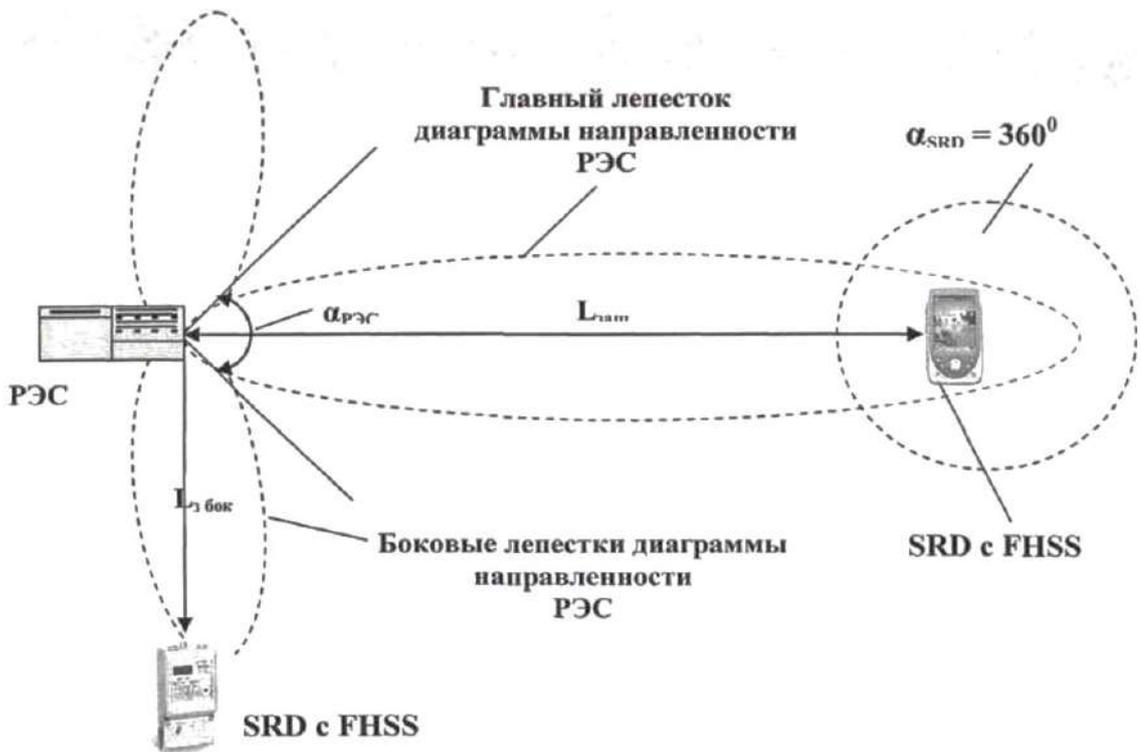
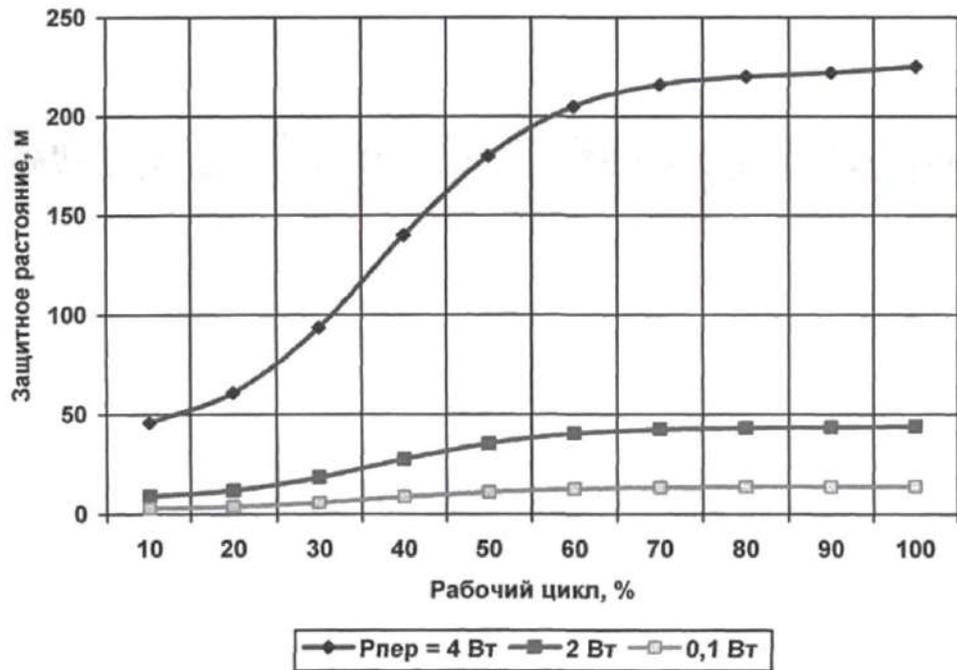


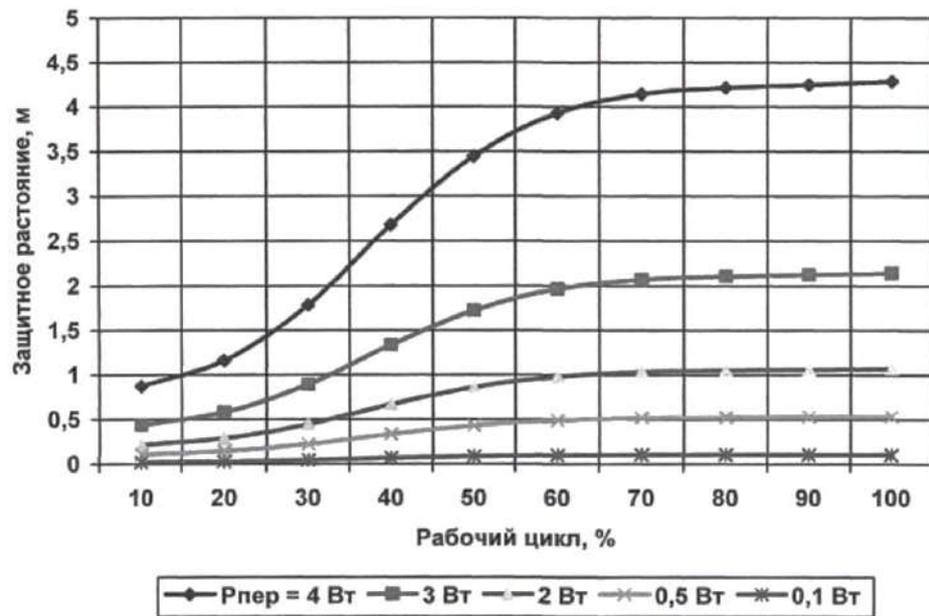
Рисунок 62 – Схема диаграммы направленности при совместном размещении РЭС и УМРД с ППРЧ [42]

Как показывают экспериментальные исследования [42], если рабочий цикл мешающего устройства составляет 100%, то защитное расстояние меньше, если воздействовать не через основной лепесток диаграммы направленности, а через боковые.

На Рисунке 63 показаны оценки математического моделирования для расчета защитного расстояния от величины рабочего цикла, когда возникает блокирование УМРД. Показано воздействие через боковые лепестки диаграммы направленности. Приводится зависимость от рабочего цикла и мощности РЭС.



а)



б)

Рисунок 63 – Зависимость защитного расстояния от рабочего цикла: а) – возникновение вертикальных помех от воздействия на боковой лепесток; б) – блокирования от воздействия на боковой лепесток

Из рассмотренных рисунков видно, что, когда мешающее устройство воздействует через боковые лепестки диаграммы направленности, то это приводит к уменьшению величины защитного расстояния. Так предельно

допустимое расстояние для борьбы с возникновением внутриканальных помех может быть уменьшено более чем в три раза, для борьбы с блокированием УМРД с ППРЧ - более чем в пять раз. Кроме этого, учитывая, что, как правило, рабочий цикл составляет всего 15%, защитные расстояния могут быть уменьшены еще почти в четыре раза [47].

4.4. Вероятность интермодуляционной составляющей помехи в пикосети УМРД с ППРЧ

Оценим вероятность интермодуляционной составляющей помех в пикосети УМРД с ППРЧ, которая может возникнуть при определенной разности частот, поскольку в оборудовании радиоэлектронных устройств одушевляется метод ППРЧ скачкообразной перестройка частот. В качестве примера рассмотрим Bluetooth-устройства. Согласно стандарту протокола Bluetooth, [10], для помехи порядка 39дБ два УМРД могут генерировать помехи такого же уровня для каждого из передатчиков. Для модели потери уровня сигнала защитной расстояние должно быть примерно 35 м, а защитная область 3848 м². Для частот, которые лежат ниже и выше полосы пропускания УМРД можно рассчитать вероятность появления помех по формуле:

$$P_{B2} = 2N_k^{-1} = 2/79 = 2,53 \times 10^{-2}, \quad (126)$$

где N_k - число частотных каналов.

В соответствии с Рисунком 64 показана зависимость вероятности того, что совпадут направления главного луча помехи и диаграммы направленности помех для устройства малого радиуса действия с ППРЧ. Оценка значения вероятности может быть получена по формуле:

$$P_{PЭС} = \alpha_{PЭС} / \alpha_{SRD}. \quad (127)$$

здесь: $\alpha_{PЭС}$ и α_{SRD} – угол диаграммы направленности между приемником и источником помех, равный 360°.

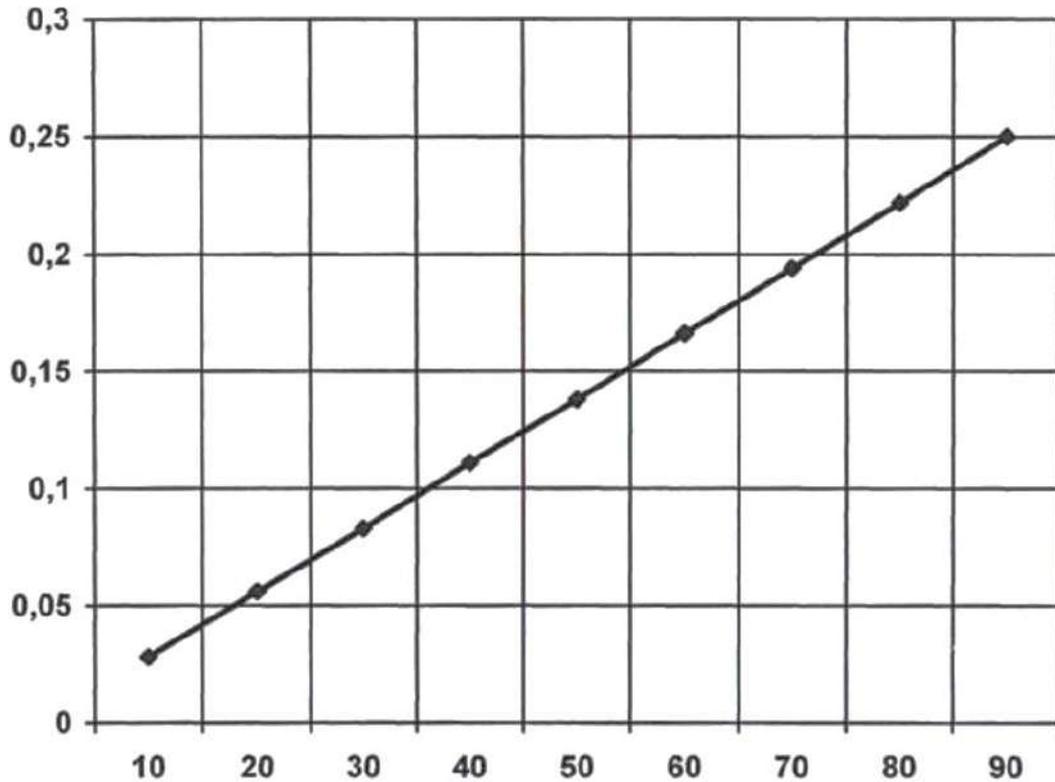


Рисунок 64 – Зависимость вероятности совпадения главного луча от угла диаграммы направленности источника и приемника

Как видно, при возрастании величины угла диаграммы направленности антенны источника вероятность совпадения главного луча возрастает. Вероятность возникновения помех 3-го порядка определяется из выражения:

$$P_{ВЗ} = 1 - (1 - P_{В2} P_{РЭС} P_{Т,РЭС})^{M_{РЭС}}, \quad (128)$$

Где $P_{Т,РЭС}$ – вероятность того, что время действия приемника и источника совпадут; $M_{РЭС}$ – число РЭС, создающих помехи, которые лежат внутри защитного интервала.

В соответствии с Рисунком 65 приводится график зависимости вероятности помех третьего порядка от числа РЭС, которые вызывают эти помехи.

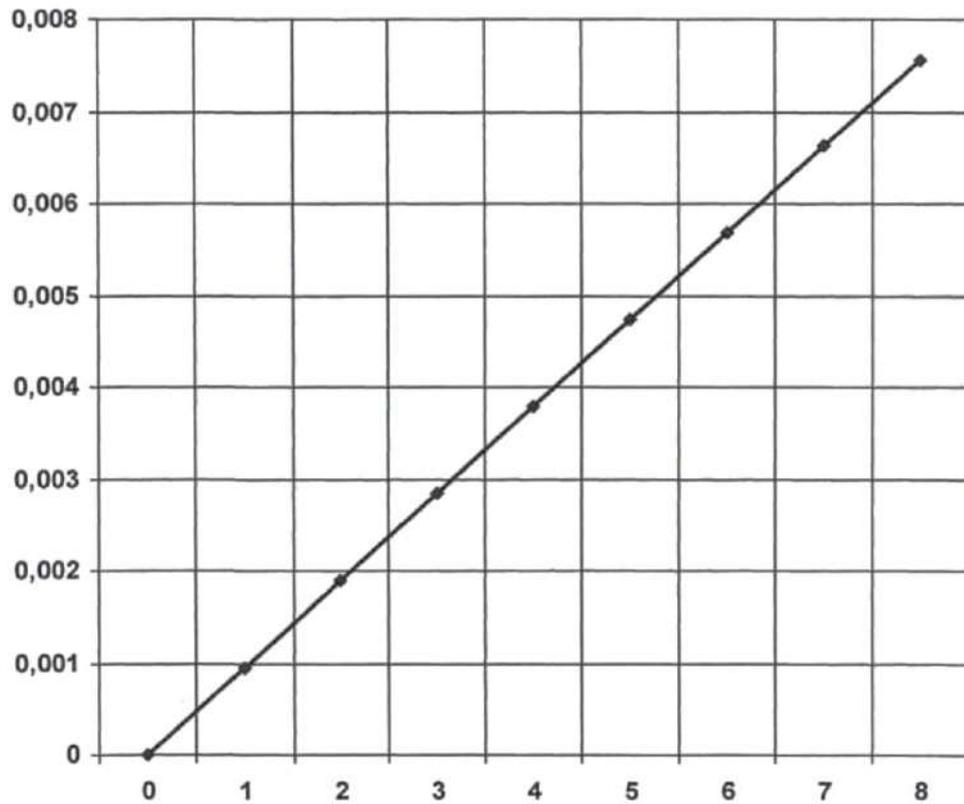


Рисунок 65 – Зависимость вероятности помех от числа РЭС

Как видно, вероятность растет с увеличением числа РЭС, вызывающих помехи в пикосети УМРД.

Для случая «горячей точки», когда на единице площади располагается большое число РЭС, вызывающих помехи в сети УМРД, можно оценить вероятность по формуле [85]:

$$M_{\text{РЭС}} = S_{\text{защ}} \times K_3 = 3848 \times 2 \times 10^{-3} = 7,7 \quad (129)$$

где: $K_3 = 2 \times 10^{-3} \text{ м}^2$ – коэффициент плотности в «горячей точке», максимум вероятности помех 3-го для $P_{\text{Т.РЭС}} = 0,15$ ($D = 0,15$) и $\alpha_{\text{РЭС}} = 90^\circ$, будет определяться выражением:

$$P_{\text{ВЗ}} = 1 - (1 - 2,53 \times 10^{-2} \times 0,25 \times 0,15)^{7,7} = 7,28 \times 10^{-3}. \quad (130)$$

В первом приближении вероятности помех более высокого порядка значительно меньше, поэтому ими можно пренебречь в первом

приближении. Таким образом зависимость общей вероятности помех от числа РЭС, вызывающих эти помехи, можно рассчитать по формуле:

$$P(m_{\text{РЭС}}) = M_{\text{РЭС}}! [m_{\text{РЭС}}! (M_{\text{РЭС}} - m_{\text{РЭС}}!)]^{-1} (P_{\text{РЭС}} P_{\text{Т.РЭС}})^{m_{\text{РЭС}}} \times (1 - P_{\text{РЭС}} P_{\text{Т.РЭС}})^{M_{\text{РЭС}} - m_{\text{РЭС}}} \quad (131)$$

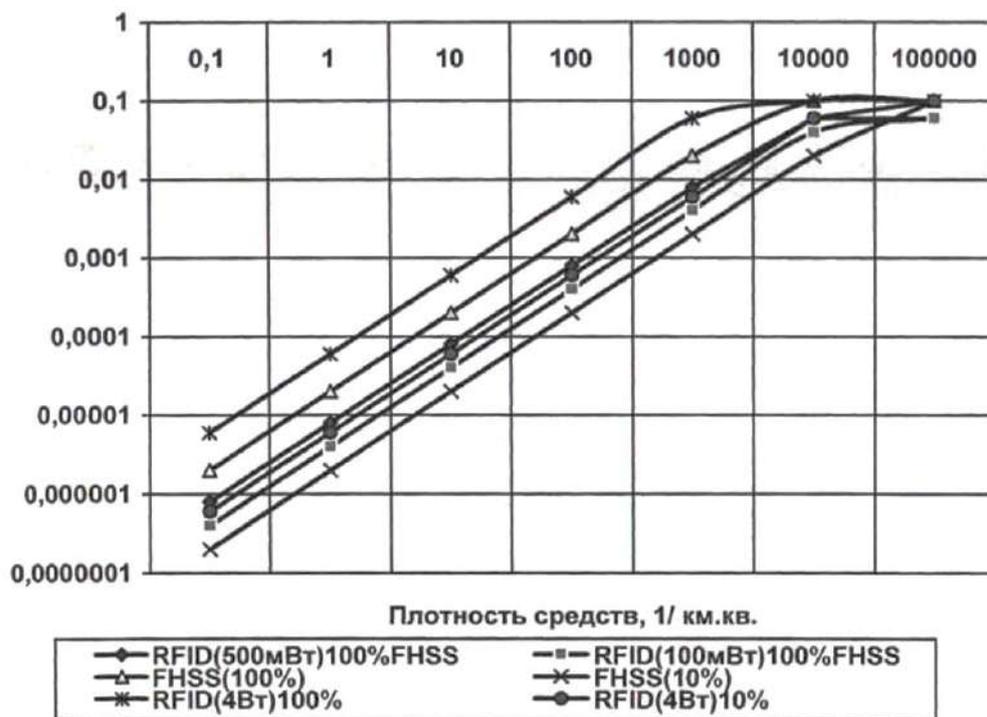
В соответствии с Рисунком 66 показаны кривые зависимости вероятности $P(m_{\text{РЭС}})$ от числа мешающих радиоустройств, которые начинают работать одновременно в пикосети УМРД с ППРЧ на расстоянии, не превышающим величину защитного интервала.



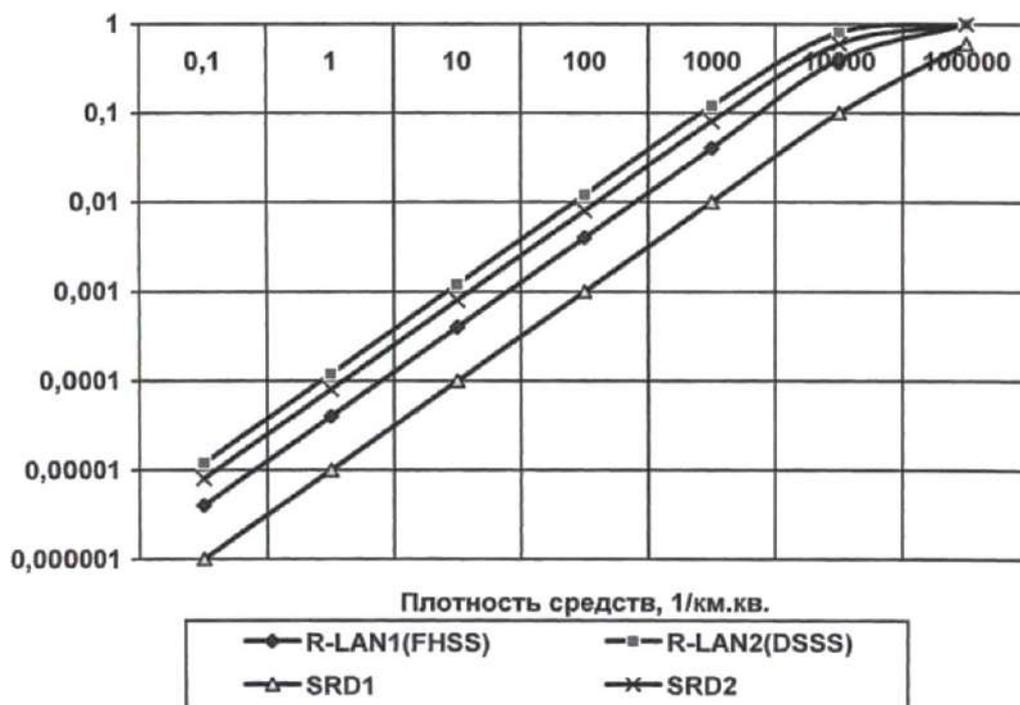
Рисунок 66 – Зависимость вероятности помех от числа РЭС m

Результаты моделирования представлены на Рисунках 66 и 67, где: УМРД 1,2 – устройства УМРД, 10мВт, $D=100\%$, соответственно 1 – узкая полоса, 2 – широкая (аналоговое видео); R-LAN2 (DSSS) – устройства R-LAN2, 100 мВт, DSSS, $D=100\%$; R-LAN2(DSSS) – устройства R-LAN2, 100 мВт, DSSS, $D=100\%$; RFID(500мВт) 100% ППРЧ – устройства RFID, 500мВт,

ППРЧ, $P_c=8\text{МГц}$, $D=100\%$; RFID(100мВт) 100% - устройства RFOD, 100мВт, узкая полоса, $D=100\%$.

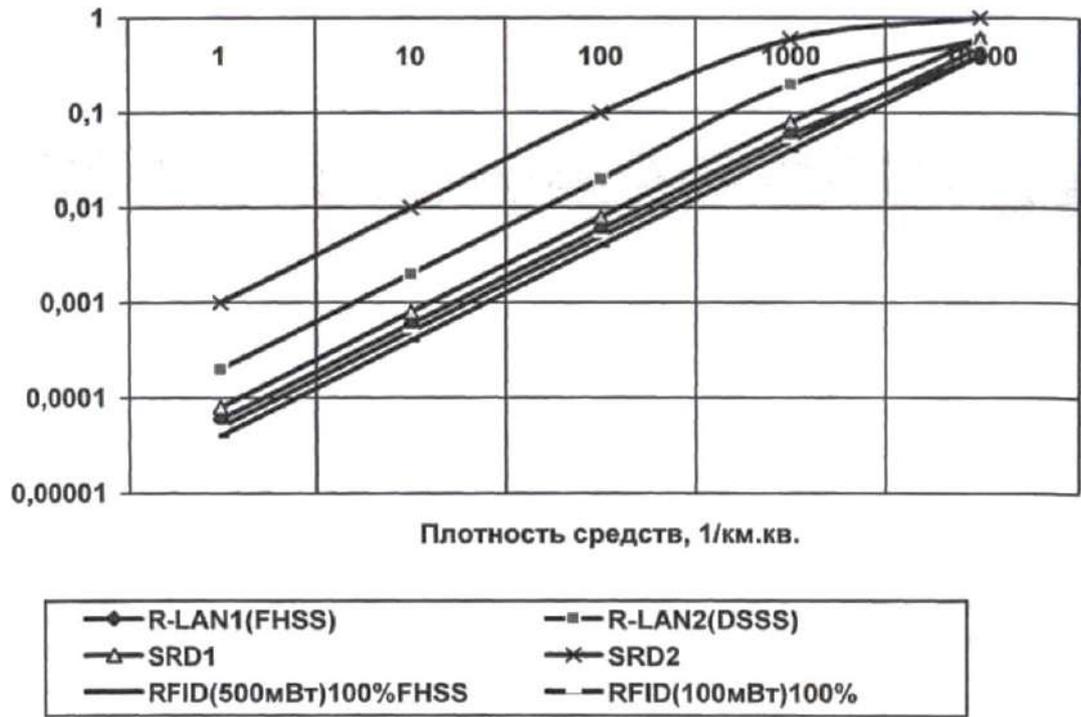


а)

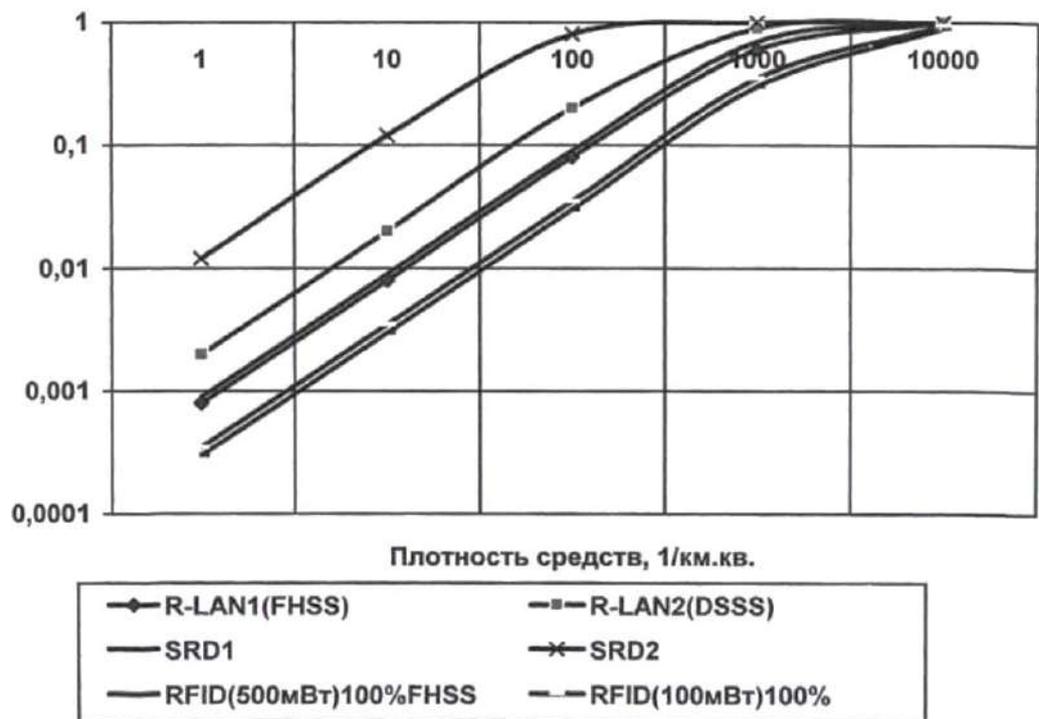


б)

Рисунок 66 – Зависимость вероятности помех от диапазона РЭС 2,45 ГГц: а) –ППРЧ; б) –УМРД



а)



б)

Рисунок 67 – Зависимость вероятности помех от диапазона 2,45 ГГц: а) – 1 мВт; б) – 100 мВт

Таким образом, вероятность помех растет с ростом числа устройств, вызывающих помехи на единицу площади. Диапазон работы устройств 2,45 Гц. При этом растет и вероятность суммарной помехи. Чем больше мощность устройств, вызывающих помехи, тем больше вероятность помех. И чем меньше мощность УМРД устройств, тем вероятность помех тоже больше. Рабочий цикл также оказывает влияние на вероятность помех. Полученные зависимости согласуются с результатами, рассмотренными в работах [28; 85]

Выводы по 4 главе

1. Получены оценки вероятности многоканальной помехи, показан рост вероятности с увеличением числа радиоэлектронных устройств и рабочего цикла мешающих радиоустройств.

2. Предложена методика расчета защитного расстояния для пикосети УМРД с ППРЧ, которая приводит к блокированию приемников. Чтобы не возникало блокировки приемных УМРД с ППРЧ при увеличении рабочего цикла требуется увеличение значений отношения сигнал/шум и защитные расстояния.

3. Показано, что защитный интервал может быть уменьшен в 3 раза в случае бокового лепестка и в 5 раз при блокировке для мешающих устройств, работающих с 100% рабочим циклом.

4. Получены оценки вероятности помех в рабочем диапазоне частот УМРД, которые зависят от мощностей источника и приемника.

5. Показана зависимость суммарных помех от рабочего цикла РЭС, вызывающих помехи и устройств-приемников. Вероятность помех растет с увеличением рабочего цикла РЭС.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При решении поставленных в НИР задач получены результаты, на основании которых можно сделать следующие выводы:

1. Показано, что неравномерность затухания радиоволн для различных моделей расположения УМРД; Получены оценки потерь при распространении радиоволн в условиях открытого пространства и внутри помещения.

2. Получены оценки потерь при распространении радиоволн, рассчитанные по формулам Хата для разных высот размещения УМРД; Получены выражения для оценок коэффициентов отражения и преломления для радиоволн в беспроводных пикосетях.

3. Получены выражения для оценок мощности сигнала на входе УМРД-устройства, а также для отраженного от различных препятствий сигнала. Частота колебаний зависит от высоты, на которой расположены EVNL-устройства и от расстояния между УМРД-устройствами.

4. Получены выражения для оценок напряженности поля в рамках различных моделей аппроксимации: двух-, трех-, пятилучевой. Напряженность также зависит от высоты расположения УМРД.

5. Предложены критерии оптимального расположения УМРД-устройств в пикосети.

6. Получена оценка влияния шумовых помех разного типа (гауссовский шум, гармонический сигнал и комбинированная помеха) на УМРД с ППРЧ и ЧМ. Наиболее помехозащищенными оказываются устройства, для которых частотный размах между каналами непрерывно меняется.

7. Получена оценка влияния шумовых помех разного типа (гауссовский шум, гармонический сигнал и комбинированная помеха) на УМРД с ППРЧ и М-ичной частотной манипуляцией. Показано, что вероятность ошибки стремится к значению 10,5 при увеличении значения величины отношения сигнал/помеха. Наиболее помехозащищенными оказываются устройства с наибольшим значением отношения сигнал/шум.

8. Показано, что при увеличении размера алфавита сигнала M приводит к увеличению помехоустойчивости УМРД с ППРЧ и M -ичной частотной манипуляцией. При $M=4$ воздействие шумовых помех уменьшается на 2 дБ, а при $M=8$ – на 3дБ.

9. Показано, что защитный интервал может быть уменьшен в 3 раза в случае бокового лепестка и в 5 раз при блокировке для мешающих устройств, работающих с 100% рабочим циклом.

10. Получены оценки вероятности помех в рабочем диапазоне частот УМРД, которые зависят от мощностей источника и приемника.

11. Показана зависимость суммарных помех от рабочего цикла РЭС, вызывающих помехи и устройств-приемников. Вероятность помех растет с увеличением рабочего цикла РЭС.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Агафонов, Н. Универсальные интерфейсы пользователя Bluetooth-модулей производства фирмы Bluegiga / Н. Агафонов, В. Алексеев // Компоненты и технологии. – 2014. – № 8. – С. 56.
2. Агафонов, Н. Технологии беспроводной передачи данных ZigBee, Bluetooth, Wi-Fi / Н. Агафонов // Беспроводные технологии. – 2016. – №1. – С. 58-67.
3. Агафонов, Н. OEM-модули Bluetooth на российском рынке / Н. Агафонов // Современная электроника. – 2015. – №1. – С. 42.
4. Алексеев, В. Готовые модули Bluetooth фирмы Bluegiga для системных интеграторов телеметрического оборудования / В. Алексеев // Компоненты и технологии. – 2014. – № 7. – С. 78.
5. Алексеев, В. Проектирование Bluetooth устройств, с использованием модулей BlueGiga // В. Алексеев // Беспроводные технологии. – 2015. – №1. – С. 32-35.
6. Артюшенко, В.М. Анализ особенностей распространения радиоволн в пикосетях беспроводных устройств малого радиуса действия / В.М. Артюшенко, А.В. Корчагин // Теоретические и прикладные проблемы сервиса. – 2019. – №4(31). – С.32 - 37.
7. Артюшенко, В.М. Схемы подключения управляющего и измерительного оборудования в системах автоматизации жизнеобеспечения зданий / В.М. Артюшенко, А.В. Корчагин // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2019. – №3. – С.3 - 11.
8. Артюшенко, В.М. Выбор кабельного оборудования с учетом их электротехнических характеристик / В.М. Артюшенко, А.В. Корчагин, К.А. Енютин // Вестник МГУС. Научный журнал. –2018. – №1. – С.55 - 58.
9. Артюшенко, В.М. Расчет нагрузки кабеля при воздушной подвеске с учетом влияния внешних факторов // В.М. Артюшенко, А.В. Корчагин, А.В. Малёнкин // Теоретические и прикладные проблемы сервиса. – 2018. – №3(28). – С. 18 - 20.

10. Артюшенко, В.М. Med Tayeb Laskri, Григорьян И.В. Организация связи и технические характеристики технологии Bluetooth / В.М. Артюшенко / Информационные технологии в XXI веке. Материалы 5-й Международной научно-практической конференции. – М.: Научный консультант, 2013. – С.109 - 113. (257 с.).

11. Артюшенко, В.М. Разработка новых математических и методологических подходов к созданию информационных технологий в системах управления коммуникационной инфраструктуры «интеллектуальных зданий / В.М. Артюшенко, О.И.Шелухин, А.М.Тенякшев, А.Г. Симонян, В.А. Корчагин, В.А. Коёкин, П.Н. Столяров, И.Н. Чередилин – М.: ФГОУВПО «РГУТиС», 2019 г. – С. 58-65 (159 с.).

12. Байчаров, С. Выбор технологии беспроводного обмена данными для решения задач автоматизации систем жизнеобеспечения офиснопроизводственных помещений / С. Байчаров // Беспроводные технологии. – 2017. – №2. – С.59–61.

13. Баскаков, С.С. Беспроводные системы сбора данных на базе радиочастотных модулей ML-Module-Z / С.С. Баскаков // Беспроводные технологии. – 2019. – № 1. – С. 32-41.

14. Баскаков, С.С. Стандарт ZigBee и платформа MeshLogic: эффективность маршрутизации в режиме «многие к одному» / С.С. Баскаков // Первая миля (приложение к ж-лу Электроника: Наука, Технология, Бизнес). – 2018. – №2-3. – С. 15 - 19.

15. Баскаков, С. Беспроводные сенсорные сети на базе платформы Meshlogic TM / С. Баскаков, В. Оганов // Электронные компоненты. – 2016. – №8. – С.65 - 69.

16. Баскаков, С.И. Электродинамика и распространение радиоволн: Учеб. Пособие для вузов по спец. «Радиотехника» / С.И. Баскаков – М.: Высш. Шк., 1992. – 416 с.

17. Беспроводной модуль ML-Module-Z: модель энергопотребления. [Электронный ресурс]. – 2016. – Режим доступа: http://www.meshlogic.ru/data/EnergyModel_ML-Module-Z.zip (Дата обращения 03.03.2022).
18. Беспроводные сети передачи данных. Радиооборудование. – М.: СОМРТЕК, 2011.– 81 с.
19. Борисов, В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В.И. Борисов, В.М.Зинчук, А.Е. Лимарев – М.: РадиоСофт, 2018. – 512 с.
20. Борисов, В.И. Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станции ответных помех при подавлении систем радиосвязи / В.И.Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев, А.В.Немчилова, А.А. Чаплыгина– М.: РадиоСофт, 2018. – 362 с.
21. Борисов, В.И. Оценка воздействия ответных помех на системы радиосвязи с медленной ППРЧ / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, Н.П. Мухини // Теория и техника радиосвязи. – 1994. – Вып. 1. – С. 3 - 19.
22. Борисов, В.И. Системы радиосвязи с расширением спектра сигналов (аналитический обзор) / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, В.И. Николаев // Теория и техника радиосвязи. – 1998. – Вып. 1. – С. 18-48.
23. Борисов, В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, В.И. Лимарев – М.: Радио и связь, 2000. – 384 с.
24. Бузов, А.Л. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем: Учебное пособие / А.Л. Бузов, М.А.Быховский, Н. В. Васехо, Ю.В. Волкова – М.: Экотрендз, 2016. – 372 с.
25. Бусленко, Н.П. Метод статистического моделирования / Н.П. Бусленко – М.: Статистика, 1999. –112 с.

26. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин – М.: Радио и связь, 1985. – 364 с.
27. Варгаузин, В. Состояние и перспективы сетей Radio Ethernet диапазонов 2.4 и 5 ГГц / В. Варгаузин // ТелеМультиМедиа. – 2012. – №5 (15). – С. 18 - 20.
28. Васехо, Н.В. Особенности использования и проблемы обеспечения ЭМС технологии BLUETOOTH / Н.В.Васехо, С.Н.Дудуки, В.О.Тихвинский // Мобильные системы. – 2012. – №4. – С. 15 – 19.
29. Вентцель, Е.С. Теория вероятностей и ее инженерные приложения / Е.С.Вентцель, Л.А. Овчаров – М.: Наука, 1998. – 480 с.
30. Витерби, А. Принципы когерентной связи / Под ред. Б.Р. Левина / А. Витерби – М.: Сов. Радио, 1970. – 392 с.
31. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М.Вишневский, А.И.Ляхов, С.Л.Портной, И.В. Шахнович – М.: Техносфера, 2015. – 591с.
32. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учебное пособие / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков – М.: Эко-Трендз, 2015. – 392 с.
33. Гайкович, Г.Ф. Беспроводная связь в сетях промышленной автоматике / Г.Ф. Гайкович // Электронные компоненты. – 2017. – №10. – С. 64.
34. Григорьев, В.А. Сети и системы радиодоступа / В.А.Григорьев, О.И.Лагутенко, Ю.А. Распаев – М.: Эко-Трендз, 2015. – 384 с.
35. Григорьян, И.В. Анализ электротехнических особенностей распространения радиоволн в пикосетях / И.В. Григорьян / Наука – сервису: Сб. научных трудов. – Сочи: Оптима. 2014. – С.73 – 75 (246 с.).
36. Диксон, Р.К. Широкополосные системы / Р.К. Диксон; под ред. В.И. Журавлева. – М.: Связь, 1979. – 304 с.

37. Дмитриев, С. А. NanoNET-модуль с интерфейсом USB / С. А. Дмитриев, Е. Д. Жиганов, А. П. Мощевикин // Беспроводные технологии. – 2018. – №1. – С. 23-35.
38. Долуханов, М.П. Распространение радиоволн: Учебник для вузов / М.П. Долуханов– М.: Связь, 1972. – 234 с.
39. Елизаров, М.А. Модель оценки временных характеристик при взаимодействии в сети интернета вещей / М.А. Елизаров // Информационно-управляющие системы. – 2017. – № 2 (87). – С. 44-50.
40. Жиганов, Е. Д. Исследование условий применимости приемопередатчиков стандарта nanoNET в беспроводных сетях датчиков / Е. Д. Жиганов, С. Е. Красков, А. П. Мощевикин // Беспроводные технологии. – 2017. – № 1. – С. 58-71.
41. Зяблов, Д.С. Электротехнический расчет защитного расстояния от блокирования приемных устройств малого радиуса действия / Д.С.Зяблов, И.В. Григорьян / Сборник докладов на международных конференциях МГУС в 2003 году. Научные исследования в области информационных технологий (13 мая 2003 г., г. Москва). – М.: МГУС, 2003. – С.8 - 11.
42. Киселев, В. Прорезался Bluetooth / В. Киселев // Мир ПК. – 2001. – №2.
43. Кларк, Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Под ред. Б.С. Цыбакова / Дж. Кларк, Дж.Кейн – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.
44. Коёкин, В.А. Защита от помех управляющего и измерительного электрооборудования системы автоматизации жизнеобеспечения зданий / В.А.Коёкин, В.А. Корчагин // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2019. – №3. – С. 12 - 18.
45. Коняев, А.К. Обеспечение радиопокрытия в DECT - системах / А.К. Коняев // Мобильные системы. – 1999. – №9. – С.34 - 39.

46. Корчагин, В.А. Электромагнитная совместимость беспроводных устройств малого радиуса действия / В.А.Корчагин // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2010. – №1. С. 12–18.
47. Кривченко, Т.И. Беспроводные сети компании Ember (ZiVee и EmberNet) для систем контроля и сбора данных / Т.И. Кривченко // Беспроводные технологии. – 2015. – №1. – С. 68-75.
48. Кук, К.И. Антенны в DECT – системах / К.И. Кук // Электросвязь. – 1999. – №4. – С. 65-69.
49. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. / Б.Р. Левин – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
50. Майская, В. Беспроводные сенсорные сети / В. Майская // Электроника: НТБ. – 2015. – № 2. – С. 18-22.
51. Маковеева, М.М. Сигналы и помехи в системах подвижной радиосвязи: Учебное пособие / М.М. Маковеева– М.: МТУСИ, 1999. – 35 с.
52. Мейтин, М. Bluetooth: устройство всех стран соединяйтесь! ... без проводов / М.Мейтин // Электроника. – 2009. – №5. – С. 14 - 22.
53. Никольский, В.В. Электродинамика и распространение радиоволн: Учебн. пособие для вузов / В.В.Никольский, Т.Н. Никольская – М.: Наука, 1989. – 544 с.
54. Олифер, В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. 3-е изд / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер – Спб.: Питер, 2016. – 958 с.
55. Опыт построения сети беспроводных датчиков для мониторинга систем ОВК зданий // АВОК. – 2016. – № 1. – 135-148.
56. Пахомов, С. Технологии беспроводных сетей семейства 802.11 / С. Пахомов // КомпьютерПресс. – 2013. – №5. – С.66 - 81.
57. Рисеви, П. Путеводитель по стандартам на беспроводные ЛВС [Электронный ресурс] /П. Рисеви / Сети и системы связи Online. – 2016. – Режим доступа: <http://www.ccc.ru>. (Дата обращения 03.05.2022).

58. Портной, С.А. Корректирующие коды в системах связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / С.А.Портной, А.Е.Тузков, О.И. Щаев // Зарубежная радиоэлектроника, 1988. – №1. – С.26 — 43.
59. Проблемы проектирования и эксплуатации беспроводных устройств функционирующих в нелицензируемом диапазоне ISM 2,4ГГц и пути их решения // Беспроводные технологии. – 2016. – № 3. – С. 12-22.
60. Прохоров, А. Цифровой дом завтрашнего дня / А. Прохоров // КомпьютерПресс. – 2013.–№5. – С.39 - 43.
61. Рошан, П. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11 / П.Рошан, Дж. Лиэри – М.: Вильяме, 2014. – 304 с.
62. Рыбаченков, В.В. Выбор площадок под строительство базовых станций сотовых сетей радиосвязей / В.В. Рыбаченков // Мобильные системы. – 2015. – № 3. – С. 23–26.
63. Соколов, М. Реализация беспроводных сетей на основе технологии ZigBee стандарта 802.15.4 / М.Соколов, О. Воробьев // Компоненты и технологии. – 2005. – №2. – С. 56-65.
64. Столлингс, В. Беспроводные линии связи и сети / В. Столлингс – М.: Вильяме, 2013. – 640 с.
65. Терентьев, М. Н. Беспроводные сенсорные сети: учебное пособие / М. Н. Терентьев – М.: Издательство МАИ, 2017. – 238 с.
66. Тихонов, В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов – М.: Радио и связь, 1999. – 608 с.
67. Тихонов, В.И. Статистический анализ / В.И. Тихонов – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
68. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М.: Советское радио, 1966. – 311 с.
69. Тузов, Г. И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г. И.Тузов, В. А.Сивов, В. И. Прытков – М.: Радио и связь, 1995. – 264 с.

70. Тузов, Г.И. Помехозащищенность радиосистем / Г. И.Тузов, В. А.Сивов – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.
71. Тузов, Г.И. Адресные системы управления и связи. Вопросы оптимизации / Г.И. Тузов, Ю.Ф.Урядников, В.И. Прытков – М.: Радио и связь, 1993. – 384 с.
72. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер – М.: Радио и связь, 2009. – 520 с.
73. Фенберг, Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности / Е.Л. Фенберг – М., 1999. – 76 с.
74. Черникова, Е.Л. Распространение радиоволн: Учебник для вузов связи / Е.Л. Черникова, О.В. Чернышев – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
75. Чернобровцев, А. Ethernet в промышленности. Предприятие / А. Чернобровцев // Computerworld. – 2011. – №32. – С. 65-71.
76. Akyildiz, I.F. A survey on wireless multimedia sensor networks / I.F. Akyildiz // Computer networks. – 2017. – Vol.10. – P.75-84.
77. Atzor, L. The Internet of Things: a survey / L. Atzor A.Iera, G.Morabito // Computer Networks. – 2019. – Vol. 54. – № 15. – P. 2787-2805.
78. Bagnall, A. The great time series classification bake off: a review and experimental evaluation of recent algorithmic advances / A. Bagnall // Data Mining and Knowledge Discovery. – 2020. – Vol. 31.3. – P. 606660.
79. Best, S.R. The Radiation Properties of Electrically Small Folded Spherical Helix Antennas / S.R. Best // Trans IEEE. – 2020. – Vol. AP-52. – P. 953-960.
80. Blanchard, J.E. A slow frequency-hopping technique that is robust to repeat jamming / J.E. Blanchard / IEEE Milconf 82, Conf.Boston (Jan. 6-9, 1982, Orlando). – Standord: Stanford Univ., 1982. – Vol. 1. – P.1 - 19.
81. Bluetooth specification, Version 2.0 + EDR [Electronic resource]. – 2004. – Access mode: [http:// www. blue- tooth.com](http://www.blue-tooth.com) (Access date: 09.03.2022).
82. Culler, D. Overview of Sensor Networks / D.Culler, D.Estrin, M.Srivastava – Berkeley, 2014. 358 p.

83. Ennis, G. Impact of Bluetooth on 802.11 Direct Sequence [Electronic resource]. / G. Ennis / IEEE P802.11 Working Group Contribution, IEEE P802.11-98/319. – 1998. – Access mode: https://grouper.ieee.org/groups/802/11/Documents/DocumentArchives/1998_docs/831947a-Impact-of-Bluetooth-on-80211.pdf (Access date: 09.03.2022)

84. Folmer, E. Linked data viewing as part of the spatial data platform of the future / E.Folmer, W.Beek, L.Rietveld // International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences. – 2018. – Vol.42, №.4. – P. 49-52.

85. IEEE 802.11XX specification [Electronic resource]. – 2015. – Access mode: <http://www.ieee.org/portal/site> (Access date: 01.12.2021).

86. IEEE Standard for Information technology — Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications [Electronic resource] – 2009. – Access mode: https://www.google.com/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=&ved=2ahUKEwinhtuty8D4AhXnS_EDHYnkDvMQFnoECA0QAQ&url=https%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fdocument%2F9363693&usg=AOvVaw1gef0Lww7oMaLweAKI9FIN (Access date: 12.11.2021)

87. Joint Proposal: High throughput extension to the 802.11Standard: PHY doc.: IEEE 802.11-05/1102r4 [Electronic resource] – 2009. – Access mode: <http://www.ieee802.org/11/DocFiles/05/11-05-1102-04-000n-joint-proposal-phy-specification.doc> (Access date: 05.02.2022).

88. Kranz, H.R. Коммуникационные системы для устройств автоматизации жизнеобеспечения зданий / H.R. Kranz // Вентиляция. Отопление. Кондиционирование. – 2009. – №1. – С.88 - 90.

89. Lansford, J. Wi-Fi (802.11b) and Bluetooth Simultaneous Operation [Electronic resource] / J.Lansford, R.Nevo, B. Monello / Characterizing the Problem, Mobilian White Paper. – 2011 – Access mode: <https://>

www.researchgate.net/publication/3282830_Wi-Fi_80211b_and_Bluetooth_Enabling_coexistence (Access date: 08.11.2021).

90. Lansford, J. MEHTA: A method for coexistence between co-located 802.11b and Bluetooth systems [Electronic resource] / J.Lansford, R.Nevo, E. Zehavi – 2018 – Access mode: https://xueshu.baidu.com/usercenter/paper/show?paperid=aab6183248d03327798189baa4349b49&site=xueshu_se (Access date: 08.11.2021).

91. Lee, J.S. Error-correcting codes and nonlinear diversity combining against worst case partial-band noise jamming of frequency-hopping MFSK systems / J.S.Lee, R.H.French, L.E. Miller // Transactions on Computers – 1988. – Vol. 4. – P. 471 -478.

92. Lee, J.S. Probability of error analyses of a BFSK frequency-hopping systems with diversity under partial-band jamming interference / J.S.Lee, R.H.French, L.E. Miller // Transactions on Computers – 1984. – Vol. 6. – P. 645 - 653.

93. Lewis, F. L. Wireless Sensor Networks / F. L. Lewis // Smart Environments: Technologies, Protocols, and Applications. – 2014. – P. 1545-1552.

94. Markovich, N. M. Statistical Analysis and Modeling of Peer-to-Peer Multimedia Traffic / N. M.Markovich, U. R. Krieger // Lecture Notes in Computer Science. – 2019. – Vol. 5233. – P. 70-97.

95. Miller, B. Bluetooth Revealed [Electronic resource] / B.Miller, C. Bisdikian – NJ: Prentice Hall, 2011. – Access mode: <https://vdocuments.mx/bluetooth-revealed.html?page=1> (Access date: 28.12.2021).

96. Namiot, D. Customized check-in procedures / Smart Spaces and Next Generation Wired / D.Namiot, M. Sneps-Sneppe /Wireless Networking. – Berlin: Springer, 2021. – P. 160-164. (368 p.).

97. Panov, P. Representing entities in the OntoDM data mining ontology / P.Panov, S.Dzeroski, L.N. Soldatova / Inductive Databases and Constraint-Based Data Mining. – NY: Springer, 2010. – P. 27-58. (452 p.).

98. Radio Frequency Test Suite Structure (TSS) and Test Purposes (TP) System Specification 1.2/2.0/2.0+EDR [Electronic resource] – 2005. – Access mode: <http://cdn.lairdtech.com/home/brandworld/files/Bluetooth%20SIG%20Qualification-%20Test%20Report%20-%20BT900.pdf> (Access date: 28.12.2021).
99. Ristoski, P. Semantic Web in data mining and knowledge discovery: A comprehensive survey / P.Ristoski, H.Paulheim // Journal of Web Semantics. – 2021. – Vol. 36. – P. 1-22.
100. Robert, M. Bluetooth operation and use / M.Robert. – New-York: McGraw-Hill TELECOM. – 2002. – 567 p.
101. Rodbell, M. Bluetooth: Wireless Local Access, Baseband and RF Interfaces, and Link Management / M. Rodbell – New York: Communications System Design. – 2000. – 523 p.
102. Schleher, D.C. Advanced Electronic Warfare Principles / D.C. Schleher – Artech House Inc., 1998. – 382 p.
103. Shellhammer, S. Packet error rate of an IEEE 802.11 WLAN in the presence of Bluetooth / S.Shellhammer / IEEE P802.15 Working Group Contribution, IEEE P802.15-00/133r0, Seattle, Washington – May, 2000. – 62 p.
104. Simon, M.K. Spread spectrum communications / M.K.Simon, J.K.Omura, R.A.Scholtz, B.K. Levitt– Maryland: Computer Science Press Inc., 1985. – 452 p.
105. Specification of the Bluetooth System. Profiles – Bluetooth Specification Version 1.0 B [Electronic resource] – 2018. – Vol. 2. – Access mode: <https://www.bluetooth.com/specifications/specs/> (Access date: 28.12.2021).
106. Tharini, C. An Energy Efficient Spatial Correlation Base Data Gathering Algorithm for Wireless Sensor Networks / C.Tharini, V.Ranjan // International Journal of Distributed and Parallel Systems (IJDPS). – 2019. – Vol.2. – №3. – P. 658 – 667.
107. Torrieri, D.J. Principles of Military Communication Systems / D.J.Torrieri – MA.: Artech House, Inc., 1981. – 306 p.

108. Torrieri, D.J. Principles of Secure Communication Systems / D.J.Torrieri – Dedham. M.A.: Artech House Inc., 1985. – 286 p.
109. Torrieri, D.J. The Information – Bit Error for Block Codes / D.J. Torrieri // Transactions on Computers – 1984. – Vol. 32. – P.474 - 476.
110. Torrieri, DJ. Principles of Secure Communication Systems / D.J.Torrieri – MA.: Artech House Inc., 1985. – 286 p.
111. Vishnevslciy, V.M. One approach to wireless multimedia sensor network design / V.M. Vishnevslciy / Proceeding, Barcelona, Information and telecommunication's technologies in intelligent systems. – Mallorca Spain, 2017. – P. 8–11 (278 p.).
112. Waltz, E. Introduction to Information Warfare / E.Waltz – Artech House Inc., 1998. – 288 p.
113. WiFi specification. 2006 [Electronic resource]. – 2022. – Access mode: http://www.wifi.com/p_faq.html (Access date: 10.03.2022).
114. Wilson, J. Inside Bluetooth: Part I and Part II / J.Wilson, J. Kronz – NY.: Dr. Dobb's, 2000. – 862 p.
115. Zakova, M. Automating knowledge discovery workflow composition through ontology-based planning / M. Zakova // Transactions on Automation Science and Engineering. – 2021. – Vol. 8.2. – P. 253-264.
116. ZigBee specification. ZigBee Document 053474r06. Version 1.0. 2015 [Electronic resource]. – 2015. – Access mode: <http://www.zigbee.org/> (Access date: 10.01.2022).
117. Zimbelman, E. G. Hazards in motion: Development of mobile geofences for use in logging safety / E. G. Zimbelman // Sensors. – 2021. – Vol.17. – P.822.
118. Zurbes, S. Radionetwork performance of Bluetooth / S.Zurbes, W.Stahl, K.Matheus, J. Haartsen / Proceedings of IEEE International on Communications – New Orleans: ICC, 2000. – Vol. 3. – P. 1563 – 1567 (3506 p.).

119. Zyren, J. Reliability of IEEE 802.11 WLANs / J.Zyren / Presence of Bluetooth Radios, IEEE P802.15. – Santa Rosa, California: Working Group Contribution, 1999. – 956 p.