

Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение высшего образования «МОСКОВСКИЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ И ИНФОРМАТИКИ»

На правах рукописи

Нгуен Ван Кыонг

**Обнаружение СВЧ-сигналов, рассеянных коррозионно-разрушенными
объектами, в условиях ландшафтно-почвенных зон Вьетнама**

Специальность 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

Диссертация

на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
д.т.н., профессор Николаев А.В.

Москва – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
РАЗДЕЛ 1 АКТУАЛЬНОСТЬ ПРОБЛЕМЫ ОЧИСТКИ ЛАНДШАФТНО-ПОЧВЕННЫХ ЗОН ВЬЕТНАМА	14
1.1 Характеристика проблемы	14
1.2 Типы и характеристика небезопасных предметов.....	16
1.3 Обзор радиотехнических средств и ограничения линейных методов.....	21
1.4 Перспективы развития радиоэлектронных средств инженерного обеспечения	30
1.5 Выводы по разделу 1	34
РАЗДЕЛ 2 СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ, УЧИТЫВАЮЩИХ НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ ИХ РАССЕЯНИЯ ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ СКВОЗЬ УКРЫВАЮЩИЕ СРЕДЫ	37
2.1 Совершенствование теоретических основ моделирования радиосигналов, учитывающих нелинейные рассеивающие свойства объекта	37
2.2 Уравнение радиолинии второго рода применительно к нелинейной РТС мониторинга местности.....	46
2.3 Анализ влияния поляризации и факторов среды в нелинейной РТС	57
2.4 Радиотехнический выбор режима и типа сигнала для гармонических каналов обнаружения коррозионно-разрушенных объектов	73
2.5 Принципы адаптивного облучения зоны поиска при различных углах сканирования	80
2.6 Выводы по разделу 2	91
РАЗДЕЛ 3 РАСЧЕТНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МОБИЛЬНОЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА МЕСТНОСТИ.....	94
3.1 Экспериментальное исследование нелинейного рассеивания СВЧ-сигнала коррозионно-разрушенным объектом.....	94

3.2 Выбор антенной конструкции для нелинейной РТС.....	103
3.3 Техническое предложение по реализации мобильного варианта нелинейной РТС мониторинга местности.....	108
3.4 Выводы по разделу 3	115
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	117
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	121
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	122
ПРИЛОЖЕНИЕ А	132
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	133
ПРИЛОЖЕНИЕ В	134
ПРИЛОЖЕНИЕ Г.....	135

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования.

В последние годы наблюдается устойчивый рост интереса к разработке и внедрению аппаратуры нелинейных радиотехнических систем (РТС), предназначенных для мониторинга окружающей среды, состояния дорожных покрытий, мостов, зданий и других инженерных сооружений. Такие системы обеспечивают обнаружение и анализ радиосигналов, рассеянных объектами с нелинейными электромагнитными характеристиками, такими как коррозионно-разрушенные объекты (КРО) и электронные изделия. В целях повышения эффективности и безопасности проведения обследований данные системы все чаще интегрируются в мобильные робототехнические комплексы (РТК).

Формирование большого числа опасных объектов на территории Вьетнама связано с военными конфликтами XX века, включая войну против Франции, период японской оккупации, войну против США и их союзников, приграничный конфликт с Китаем, а также вооруженное противостояние в Камбодже. В результате в стране сохранилось значительное количество небезопасных предметов, среди которых заметную долю составляют объекты сферической, цилиндрической и прямоугольной формы с коррозионно измененной металлической оболочкой. Для технических служб, выполняющих мониторинг ландшафтно-почвенных зон Вьетнама, такие объекты представляют серьезную проблему. Традиционные методы локализации КРО в подобных условиях работают недостаточно устойчиво. Изменение формы конструкций КРО и уменьшение его металлоемкости усложняет процесс анализа и обработки электрических сигналов, регистрируемых приемником в процессе взаимодействия электромагнитных колебаний (ЭМК) с деформированной поверхностью.

По данным технических служб мониторинга (Источник: VNMAC, 2024), большинство ПРК имеют металлические оболочки, покрытые оксидными слоями, и характеризуются наличием множества мелких контактов вида «металл–оксид–металл» (МОМ). Технически, такие объекты являются слабо контрастными электрическими неоднородностями с кубической вольтамперной характеристикой (ВАХ), часто проявляющими ярко выраженные нелинейные электромагнитные свойства при взаимодействии с СВЧ-полем излучения нелинейной РТС.

Существующие подходы к описанию принципа работы нелинейных РТС преимущественно основываются на применении моделей обнаружения слабоконтрастных электрических неоднородностей с квадратичной ВАХ в радиолиниях второго рода путем решения уравнений классической электросвязи. Между тем, модели обнаружения аналогичных неоднородностей с кубической ВАХ в тех же условиях остаются недостаточно исследованными и детально не изложены в современной научной литературе, основанной на традиционных методах описания процессов передачи СВЧ-сигналов. Кроме того, существующие модели требуют учета дополнительных потерь при передаче СВЧ-сигнала через различные среды распространения, поскольку в них зачастую недооцениваются влияние интерференционных явлений, поверхностных и поляризационных эффектов, негативно сказывающихся на качестве обработки второй и третьей гармоник сигнала.

В связи с этим актуальной является разработка усовершенствованной модели слабоконтрастной электрической неоднородности с кубической ВАХ, методов расчета дальности ее обнаружения на третьей гармонике с учетом основных и дополнительных потерь передачи СВЧ-сигнала вдоль поверхности Земли в типичных ландшафтно-почвенных зонах Вьетнама, а также установление закономерностей, определяющих устойчивую локализацию КРО в грунтах с различной степени влажности. Не менее важной задачей является обоснование импульсного режима излучения в нелинейной РТС при мониторинге местности, разработка схем управления облучением и экспериментальная верификация моделей на основе сопоставления численных и измеренных характеристик

эффективной площади рассеяния (ЭПР) КРО различной формы. Решение указанных практических задач создаст научную основу проектирования нелинейных РТС мониторинга местности для мобильных РТК и обладает высокой научно-технической и социально-экономической значимостью для Вьетнама.

Степень разработанности темы.

Исследованию процессов нелинейного рассеяния радиоволн и созданию нелинейных РТС посвящен значительный круг работ российских и зарубежных авторов. Сформированы базовые представления о механизмах возникновения гармоник в спектре рассеянного СВЧ-сигнала, предложены модели нелинейных рассеивателей и методы расчета энергетических параметров радиолиний, преимущественно для систем, работающих по второй гармонике. Основы теории нелинейных РТС для связи и обнаружения были заложены в трудах российских ученых В.Б. Штейншлейгера, А.С. Кузнецова, С.Н. Разинькова, Г.Н. Щербакова, А.А. Горбачева [1-5] и др. Важный вклад в развитие математических моделей и методов учета свойств среды распространения радиосигналов и конструктивных особенностей НО внесли работы С.В. Ларцова, Н.Ю. Бабанова, Д.В. Семенихиной, А.В. Николаева, А.И. Панычева [6-10] и др. Среди зарубежных исследований следует отметить труды R.O. Harger, G.J. Mazzaro, K.A. Gallagher, V. Perez, Duong Duc Thien [11-15] и их соавторов.

Вместе с тем ряд ключевых вопросов остается недостаточно изученным. В существующих работах отсутствует уравнения электросвязи, описывающие радиолинии второго рода на частоте третьей гармоники, для обнаружения слабоконтрастных электрических неоднородностей с кубической ВАХ в укрывающих средах (грунт, растительность). Практически не проработаны технические решения, ориентированные на интеграцию нелинейных РТС, работающих по третьей гармонике, в мобильные РТК. Недостаточно изучены вопросы применения радиоимпульсных методов сканирования поверхности грунта обычными либо фазированными антенными системами.

Таким образом, теория нелинейного рассеяния радиоволн и методики проектирования аппаратуры нелинейных РТС, основанных на обработке сигналов

второй гармоники, уже получили широкое распространение и детализированное изучение. Вместе с тем, разработка подходов к описанию радиолинии второго рода на частоте третьей гармоники применительно к обнаружению КРО не получила достаточного освещения в научной литературе.

Объектом исследования выступает слабоконтрастная электрическая неоднородность с кубической ВАХ, представленная в виде множества мелких контактов вида МОМ на поверхности КРО, создающих эффект вторичного радиоизлучения на частоте третьей гармоники.

Предметом исследования является процесс обнаружения третьей гармоники, возникающей при рассеянии радиоволн на поверхности КРО с сферической, цилиндрической и прямоугольной формами металлических оболочек, а также пространственный анализ характеристик создаваемого такой поверхностью радиоизлучения на частоте третьей гармоники.

Цель работы. Разработать усовершенствованный метод расчета дальности обнаружения слабоконтрастных электрических неоднородностей радиоприемным устройством на частоте третьей гармоники, учитывающий коэффициент заполнения импульсов и угол наклона ЭМК в нелинейной РТС для повышения отношения сигнал-шум и уменьшения потерь передачи СВЧ-сигнала вдоль поверхности Земли в типичных ландшафтно-почвенных зонах Вьетнама.

Для достижения цели работы поставлены **научные задачи**:

- усовершенствовать математическую модель слабоконтрастной электрической неоднородности с кубической ВАХ и разработать метод расчета дальности радиообнаружения на частоте третьей гармоники, учитывающий потери СВЧ-сигнала при его распространении через растительность и отражении от грунта с различной степенью влажности;

- исследовать влияние коэффициента заполнения импульсного радиосигнала на распределение плотности потока мощности СВЧ-излучения при различных углах визирования КРО и разработать практические рекомендации по повышению однородности СВЧ-поля излучения нелинейной РТС;

- исследовать влияние эффекта от возбуждения поверхностной радиоволны на интегральный коэффициент передачи СВЧ-сигнала в нелинейной РТС мониторинга местности при обнаружении слабоконтрастных электрических неоднородностей, укрытых растительным слоем и грунтом, и выявить зависимость этого коэффициента от угла поляризации ЭМК и насыщенности водой грунта на дистанциях, характерных для нелинейной РТС;

- выполнить экспериментальные исследования, направленные на изучение закономерностей рассеяния СВЧ-сигнала КРО с сферической, цилиндрической и прямоугольной формами металлических оболочек, а также выявление количественных зависимостей интенсивности рассеянного сигнала на третьей гармонике от угла падения радиоволны и формы поверхности исследуемого КРО.

Решение поставленных научных задач позволит установить фундаментальную связь между основными техническими характеристиками нелинейной РТС, условиями распространения радиоволн и электрическими характеристиками грунтов Вьетнама. Полученные результаты позволят усовершенствовать методы радиообнаружения слабоконтрастных электрических неоднородностей с кубической ВАХ, провести инженерные расчеты технических параметров нелинейных РТС применительно к мобильным РТК, а также обеспечить повышение уровня безопасности выявления потенциально опасных КРО техническими службами мониторинга ландшафтно-почвенных зон Вьетнама.

Научная новизна диссертационной работы заключается в том, что в ней впервые:

1. Усовершенствованы модель и метод радиообнаружения КРО по третьей гармонике СВЧ-сигнала, впервые получены инженерные формулы расчета дальности радиообнаружения рукотворного объекта, учитывающие как основные, так и дополнительные потери передачи при прохождении радиосигнала сквозь растительность, вдоль влажной и сухой поверхности грунта.

2. Теоретически установлена ранее не описанная зависимость интегрального коэффициента передачи СВЧ-сигнала в нелинейной РТС обнаружения рукотворных объектов, укрытых слоем растительности, от

эффективности возбуждения поверхностной радиоволны; показано, что при углах эллиптической поляризации радиоволн $\theta_p = 15\text{--}20^\circ$ обеспечивается надежное выявление КРО на дистанциях до 20 м вне зависимости от степени насыщенности грунта влагой.

3. Теоретически доказано энергетическое преимущество импульсного режима работы нелинейной РТС с переменным коэффициентом заполнения $D(i) \in [0,001; 0,1]$: показано, что такой режим позволяет увеличить отношение «сигнал–шум» на входе радиоприемного устройства примерно на 10 дБ по сравнению с РТС, излучающей непрерывный радиосигнал, а регулирование длительности радиоимпульсов обеспечивает формирование практически равномерной плотности потока мощности СВЧ-сигнала на поверхности грунта при различных углах падения радиоволны, что скажется на эффективности мониторинга типичных ландшафтно почвенных зон Вьетнама.

4. Получена количественная зависимость интенсивности рассеяния третьей гармоники монохроматического СВЧ-сигнала от угла падения радиоволны и геометрии КРО, металлическая оболочка которого состоит из множества мелких контактов вида МОМ; показано, что значения коэффициента нелинейного рассеяния КРО (КНРО) лежат в диапазоне $10^{-10}\text{--}10^{-12} \text{ м}^6/\text{Вт}^2$, что обеспечивает надежное обнаружение рукотворных объектов на расстояниях до 20 м.

Теоретическая значимость работы диссертационной работы определяется рядом оригинальных результатов в области теории нелинейного рассеяния радиоволн на объектах с кубической ВАХ и подходов к моделированию электромагнитных полей и волн (ЭМП и В) в нелинейных РТС, а именно:

- разработка и обоснование математических моделей, описывающих нелинейное рассеяние радиоволн КРО различной формы, металлическая оболочка которого равномерно покрыта локальными электрическими неоднородностями с кубической ВАХ;

- выявление и количественное описание закономерностей влияния параметров поляризации и радиоимпульсных методов сканирования поверхности грунта на энергетические характеристики нелинейной РТС и отношение

«сигнал-шум», в том числе обоснованием энергетического преимущества импульсного режима для работы бортовой нелинейной РТС мобильного РТК на третьей гармонике.

Практическая значимость работы заключается в следующем:

- разработаны рекомендации по созданию нелинейных РТС мониторинга местности для мобильных РТК, позволяющих осуществлять дистанционное обнаружение и угловую локализацию слабоконтрастных электрических неоднородностей с кубической ВАХ по СВЧ-сигналу на третьей гармонике;

- получены инженерные расчетные формулы для радиолинии второго рода на частоте третьей гармоники, необходимые для оценки дальности обнаружения, энергетического потенциала системы и оптимизации параметров импульсного режима и поляризации СВЧ-сигнала, излучаемого нелинейной РТС с борта мобильного РТК;

- создана математическая модель радиолинии второго рода на частоте третьей гармоники, реализованная в компьютерной программе «Программа для исследования радиолиний с нелинейным объектом вторичного излучения»;

- научные разработки внедрены в учебный процесс кафедры «Техническая электродинамика и антенны» для изучения механизмов распространения радиоволн вдоль земной поверхности в рамках учебной дисциплины «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства» студентами бакалавриата по направлению подготовки 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Методология и методы исследования. В работе использованы методы математического и компьютерного моделирования, а также сравнительный анализ результатов моделирования с экспериментальными данными. Теоретические зависимости для радиолинии второго рода и нелинейного рассеяния на третьей гармонике выводились аналитически и проверялись с помощью компьютерного моделирования и измерений амплитуды гармонических откликов, соотнесенных с ЭПР КРО различной формы.

Достоверность результатов и выводов подтверждается совпадением, как количественном, так и на качественном уровне, с результатами, опубликованными в научных публикациях и полученными другими авторами при изучении эффекта нелинейного рассеяния радиоволн и вопросов моделирования процесса обработки СВЧ-сигналов в нелинейных РТС.

Апробация результатов.

Полученные результаты были опубликованы в различных научных изданиях в области теории и практики электросвязи, осуществляемой с помощью радиоволн. Основные результаты диссертационной работы неоднократно докладывались на всероссийских и международных научно-технических конференциях по проблемам создания радиоимпульсных методов сканирования поверхности грунта, распространения радиоволн и безопасных машин, а также обсуждались на научных семинарах и заседаниях кафедры «Техническая электродинамика и антенны» Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ).

Основные результаты диссертационной работы обсуждались и получили одобрение на следующих научных конференциях: XXXV Международная инновационная конференция молодых ученых и студентов (МИКМУС - 2023), г. Москва, Институт машиноведения им. А.А. Благонравова РАН, 2023; XVI Всероссийская научно-практическая конференция «ИНФОКОМ 2023», г. Ростов на-дону, Северо-Кавказский филиал МТУСИ, 2023; XV Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокационные системы малой и сверхмалой дальности» (РМД-2024), г. Москва, Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н.В. Пушкова Российской Академии Наук, 2024; Международная инновационная конференция молодых ученых и студентов по современным проблемам машиноведения (МИКМУС-2024), г. Москва, Институт машиноведения им. А.А. Благонравова РАН, 2024; Научно-техническая конференция «Радиолокация в геофизике и радиофизике» РГР-2025, г. Москва, Троицкий Дом ученых, 2025; Научно-технической конференции

«Радиозондирование на Земле и в космосе» РЗК-2025, г. Москва, Троицкий Дом ученых, 2025.

Реализация и внедрение результатов.

Новые инженерные формулы используются при чтении лекций и проведении практических занятий согласно рабочей программе дисциплины «Распространения радиоволн и антенно-фидерные устройства» для бакалавров направления подготовки 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Публикация результатов.

По теме диссертации было опубликовано 12 работ. Из них 6 опубликованы в журналах из списка ВАК, 1 работа проиндексирована в базах данных Web of Science и Scopus. Получены 2 патента на изобретение и 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

Структура работы.

Диссертация состоит из введения, трех разделов, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и четырех приложений. Основная часть изложена на 131 странице машинописного текста, содержит 39 рисунков и 2 таблицы; список литературы состоит из 71 наименования.

Соответствие паспорту специальности.

Проведенное автором исследование соответствует п. 1. «Исследование процессов и явлений в радиотехнике, позволяющих повысить эффективность радиотехнических устройств и систем», п. 2 «Исследование методов и алгоритмов обработки радиосигналов, учитывающих эффекты их рассеяния и отражения при прохождении через различные среды распространения», п. 3 «Разработка и исследование радиотехнических устройств и систем, обеспечивающих улучшение характеристик точности, быстродействия и помехоустойчивости» паспорта специальности 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Усовершенствованная модель слабоконтрастной электрической неоднородности с кубической ВАХ и методы расчета дальности ее радиообнаружения на третьей гармонике излучаемого монохроматического СВЧ сигнала учитывают основные и дополнительные потери передачи при прохождении сигнала сквозь растительность, вдоль влажной и сухой поверхности грунта.

2. Установленная зависимость интегрального коэффициента передачи СВЧ сигнала в нелинейной РТС обнаружения КРО, укрытого растительностью и находящегося на поверхности грунта, от эффективности возбуждения поверхностной радиоволны показывает, что при углах эллиптической поляризации радиоволн $\theta_p = 15-20^\circ$ обеспечивается надежное выявление КРО на дистанциях до 20 м вне зависимости от того, влажная или сухая почва.

3. Обоснован импульсный режим работы в нелинейной РТС с переменным коэффициентом заполнения $D(i) \in [0,001; 0,1]$ при котором отношение «сигнал–шум» на входе радиоприемного устройства увеличивается примерно на 10 дБ. Регулируя длительность радиоимпульсов, удается добиться равномерной плотности потока мощности СВЧ-сигнала на поверхности грунта при различных углах наклона антенны.

4. Экспериментально установлена количественная зависимость интенсивности рассеяния третьей гармоники монохроматического СВЧ-сигнала от угла падения радиоволны и геометрических характеристик исследуемых КРО сферической, цилиндрической и прямоугольной формы, поверхность которого состоит из множества мелких контактов вида МОМ. Установленные значения коэффициента нелинейного рассеяния находятся в диапазоне $10^{-10}-10^{-12} \text{ м}^6/\text{Вт}^2$, что обеспечивает надежное обнаружение рукотворных объектов на расстояниях до 20 м.

РАЗДЕЛ 1 АКТУАЛЬНОСТЬ ПРОБЛЕМЫ ОЧИСТКИ ЛАНДШАФТНО-ПОЧВЕННЫХ ЗОН ВЬЕТНАМА

1.1 Характеристика проблемы

Проблема полной очистки ландшафтно-почвенных зон Социалистической Республики Вьетнам (СРВ) от небезопасных предметов, сохранившихся со времен Вьетнамской войны, включая объекты с коррозионно-разрушенными корпусами, является одной из приоритетных задач как с точки зрения общественной безопасности, так и устойчивого социально-экономического развития страны. В течение XX века Вьетнам пережил серию широкомасштабных военных конфликтов: колониальную войну против Франции (1858–1954 гг.), борьбу с японской оккупацией (1940–1945 гг.), длительную войну против США и их союзников (1955–1975 гг.), краткосрочную приграничную войну с Китайской Народной Республикой (1979 г.), а также продолжительное военное противостояние с режимом Красных кхмеров в Камбодже (1978–1989 гг.) [16].

Вследствие этих событий на территории Вьетнама скопилось значительное количество потенциально опасных объектов, среди которых немало составляют изделия с разрушенной коррозией металлической оболочкой [16, 17]. Наличие большого числа металлических деталей, подвергшихся интенсивной коррозии, создает особые трудности для традиционных способов их обнаружения техническими службами, такими как радиоволновые, магнитометрические, индукционные и газоаналитические методы.

Эффективность существующих технологий ограничена сложными условиями распространения радиоволн, влиянием растительного покрова и почвы, низкой скоростью испарения небезопасных веществ, а также малыми размерами электронных компонентов в составе корпуса предмета. Наиболее перспективными методами обнаружения таких предметов являются РТС,

способные выявлять электрические неоднородности с линейной и нелинейной вольтамперной характеристикой, используя широкополосные и узкополосные сигналы соответственно. Особенно эффективным представляется использование нелинейных РТС, которые позволяют надежно выявлять на местности электрические неоднородности с кубической ВАХ путем радиобнаружения третьей гармоники СВЧ-сигнала, рассеиваемой разрушенной коррозией металлической оболочкой небезопасного предмета.

Согласно данным Национальной программы по ликвидации последствий войны с минами и боеприпасами (VNMAC), по состоянию на 2024 год, около 5,6 миллиона гектаров земли остаются загрязненными небезопасными предметами, которые регулярно обнаруживаются повсеместно – в большинстве провинций и городов страны, как в сельских районах, так и в городах, в лесных массивах и густых зарослях джунглей, на дне водоемов и даже в морской акватории (см. рисунок 1.1) [18, 19, 20].

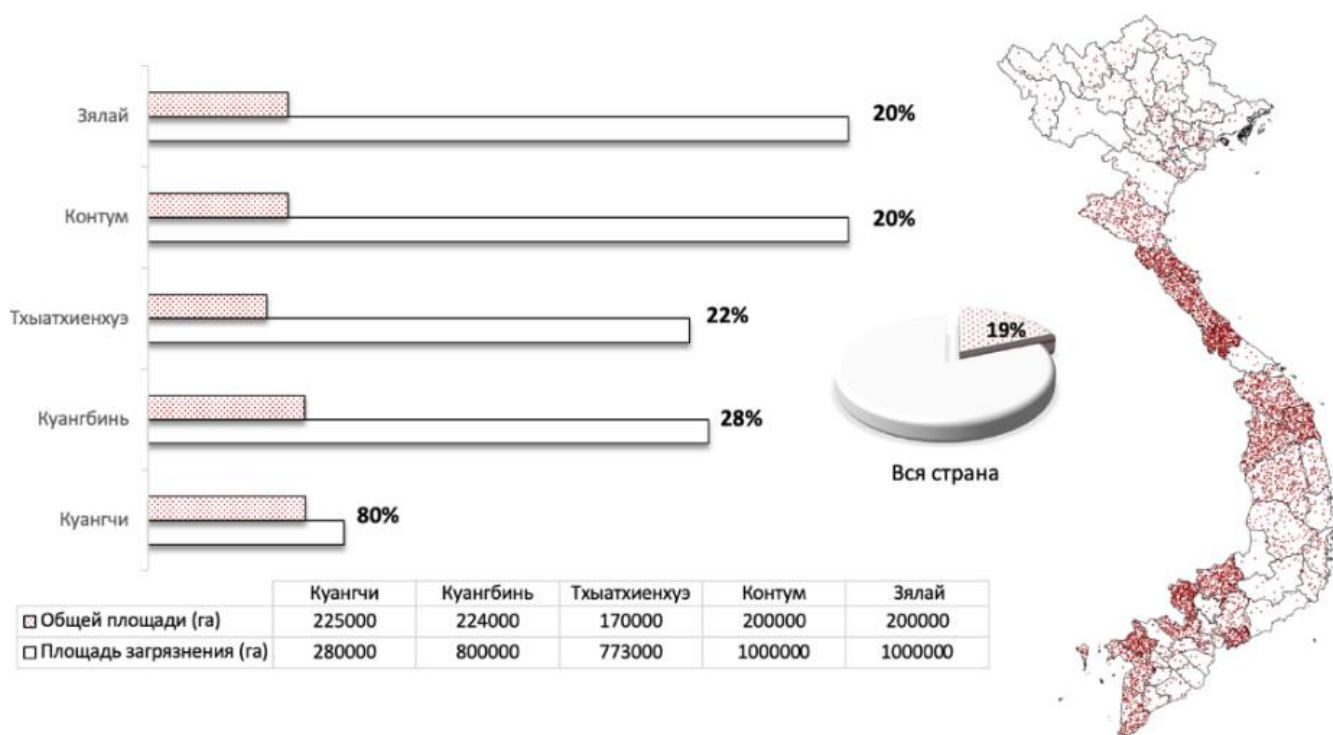


Рисунок 1.1 – Общая доля и соотношения неочищенной площади республики и ключевых провинций Вьетнама(источник: VNMAC, 2024)

Небезопасные предметы оказывают негативное влияние на экономику Вьетнама, безопасность гражданского населения, экологическое состояние регионов и развитие туризма. Постоянно возникающие инциденты, вызванные случайными взрывами небезопасных предметов, приводят к человеческим потерям, повреждению инфраструктуры и препятствуют рациональному использованию природных ресурсов. Для преодоления сложившейся проблемной ситуации необходимы новые современные дистанционные технологии обнаружения, позволяющие быстро и безопасно находить КРО. Только внедрение таких методов сможет предотвратить дальнейшие техногенные катастрофы и снизить риск негативных последствий для экологии и общества.

1.2 Типы и характеристика небезопасных предметов

Небезопасные предметы представляют собой широкий класс объектов с сильно варьирующимися геометрией, свойствами материалами, состоянием токсичных веществ и разрушенной коррозией металлической оболочки. В настоящей работе используются нейтральные обозначения изделий с разрушенной коррозией металлической оболочкой: взрывоопасные остатки войны (ERW – англ. «Explosive Remnants of War»), объекты, не сработавшие по назначению (UXO, англ. «Unexploded Ordnance»), а также объекты, оставленные без применения (AXO, англ. «Abandoned Explosive Ordnance») [18]. Под ERW понимаются взрывоопасные остатки войны, сохранившие опасные свойства после завершения боевых действий. Термин UXO относится к боеприпасам, не сработавшим по назначению, а AXO – к опасным предметам, оставленным без применения. Поскольку для задач радиотехнического анализа различие между этими категориями не всегда принципиально, далее при необходимости применяется обобщенное обозначение ERW/UXO/AXO.

Для условий Вьетнама наибольший практический интерес представляют прежде всего ERW, сохраняющиеся в ряде провинций после длительного мирного периода. В рамках настоящего исследования основное внимание уделяется не

общей номенклатуре таких объектов, а тем их признакам, которые влияют на формирование электромагнитного отклика: металлоемкости, геометрии корпуса и вероятному наличию локальных электрических неоднородностей.

Объекты с низкой металлоемкостью хуже выявляются традиционными средствами поиска, в том числе металлодетекторами и индукционными приборами. Их чувствительность снижается в тех случаях, когда информативный признак определяется небольшим числом металлических элементов или тонкостенной оболочкой. В результате такие объекты чаще остаются незамеченными при стандартном обследовании местности. Кроме того, контактные процедуры поиска неизбежно повышают риск для персонала, поскольку требуют работы в непосредственной близости от потенциально опасного предмета. По этой причине для рассматриваемой задачи оправдано применение РТС дистанционного действия.

Большинство актуальных угроз во Вьетнаме связано с ERW, рассредоточенными в различных природно-ландшафтных зонах страны. Это требует радиотехнически ориентированной классификации объектов: по размеру, материалу корпуса и вероятной структуре электрических неоднородностей. Такой подход позволяет обоснованно выбирать каналы обнаружения и алгоритмы обработки сигналов для разных типов ERW. Несмотря на разнообразие конструкций, объекты с металлическими корпусами сохраняют признаки, пригодные для первичного выявления линейными методами.

Исторически крупные и массивные типы ERW во Вьетнаме достаточно уверенно определялись специалистами технических служб мониторинга с помощью магнитометрических и индукционных приборов. Однако по мере очистки территорий возрастает доля труднообнаруживаемых объектов: малогабаритных, низкометаллоемких, с тонкой оболочкой и неопределенной ориентацией в пространстве. Именно такие цели создают наибольшие трудности для современных систем поиска и обработки электромагнитных сигналов, применяемых во Вьетнаме.

Согласно статистическим данным (подраздел 1.1) и результатам полевых исследований 2024 года, в ряде регионов Вьетнама выделены три основные группы типичных геометрических конфигураций ERW, которые рекомендуется учитывать при дальнейших исследованиях и анализе исследуемых объектов (ИО):

ИО-П (прямоугольная форма) – объект (группа моделей ERW) с преимущественно неметаллическим (композитным/полимерным) корпусом и локальными металлическими вставками (узлами). Характеризуется низкой металлоемкостью; информативные радиотехнические признаки в значительной степени локализуются в областях металлических элементов и зон их коррозионного изменения. По габаритам объект относится к средним (порядка 0,32 м по основной размерности; высота порядка 0,075–0,094 м) (см. рис. 1.2а).

ИО-Ц (цилиндрическая форма) – продолговатый осесимметричный объект или группа моделей ERW малого диаметра с металлической оболочкой и выраженными коррозионными изменениями поверхности. Характеризуется повышенной металлоемкостью и вытянутой геометрией (порядка 0,31 м по длине при диаметре порядка 0,06 м), что отражается на угловых особенностях вторичного излучения (см. рис. 1.2б).

ИО-С (сферическая форма) – компактный малогабаритный объект с тонкостенной металлической оболочкой; характерная размерность порядка 0,06 м. Для данного группы моделей ERW типа типична близкая к сферической геометрия, что, как правило, способствует более равномерному характеру рассеяния при всеракурсном обзоре, при условии наличия поверхностных электрических неоднородностей с нелинейными ВАХ. (см. рис. 1.2в).

В условиях типичных ландшафтно-почвенных зон Вьетнама (сельхозугодья с переменной глубиной залегания данного типа ERW, зоны густой растительности, аллювиальные/прибрежные участки с сезонным переувлажнением и периодическим затоплением, холмистые и минерализованные почвы Центрального нагорья) линейные каналы обнаружения испытывают дополнительные потери и помехи: повышение проводимости и влажности усиливает затухание и экранирование, растительность вносит объемное рассеяние

радиосигнала, минерализованные грунты обладают высокой линейной отражаемостью радиоволн от границы раздела воздух-грунт. Перечисленные условия окружающего пространства отрицательно сказываются на соотношении сигнал-шум в диапазоне рабочих частот линейных РТС, осложняя надежное выявление типовых моделей ERW. Несмотря на ухудшение качества СВЧ-сигнала, эти факторы не вызывают появления паразитных высших гармоник в спектре СВЧ-диапазона, что дает возможность применить нелинейный метод гармонической селекции для успешного выделения полезного сигнала от трех исследуемых групп моделей ERW: ИО-П, ИО-Ц и ИО-С.

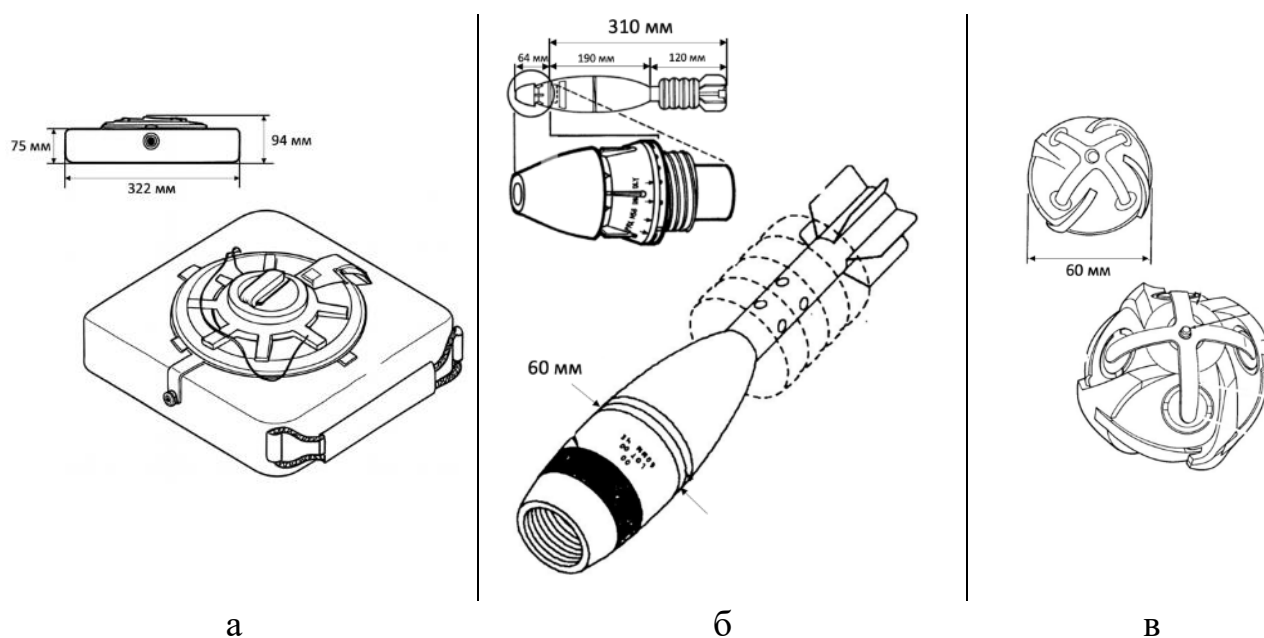


Рисунок 1.2 – Типовые эталонные группы ERW, встречающиеся в типичных ландшафтно-почвенных зонах Вьетнама

Ключевое свойство, принципиально важное для выбора метода, связано с коррозионной эволюцией металлических частей ERW в теплом и влажном климате. Длительное воздействие кислорода и влаги приводит к формированию на границах металлических элементов оксидных пленок и множественных локальных узлов (контактов) контактов типа MOM. Такие микроконтакты образуют совокупность нелинейных переходов с симметричной ВАХ (см. рисунок 1.3) [1] при облучении радиоволной они переизлучают энергию СВЧ-поля

радиопередающей станции на паразитных высших гармониках, причем для МОМ-структур характерно доминирование третьей гармоники над второй.

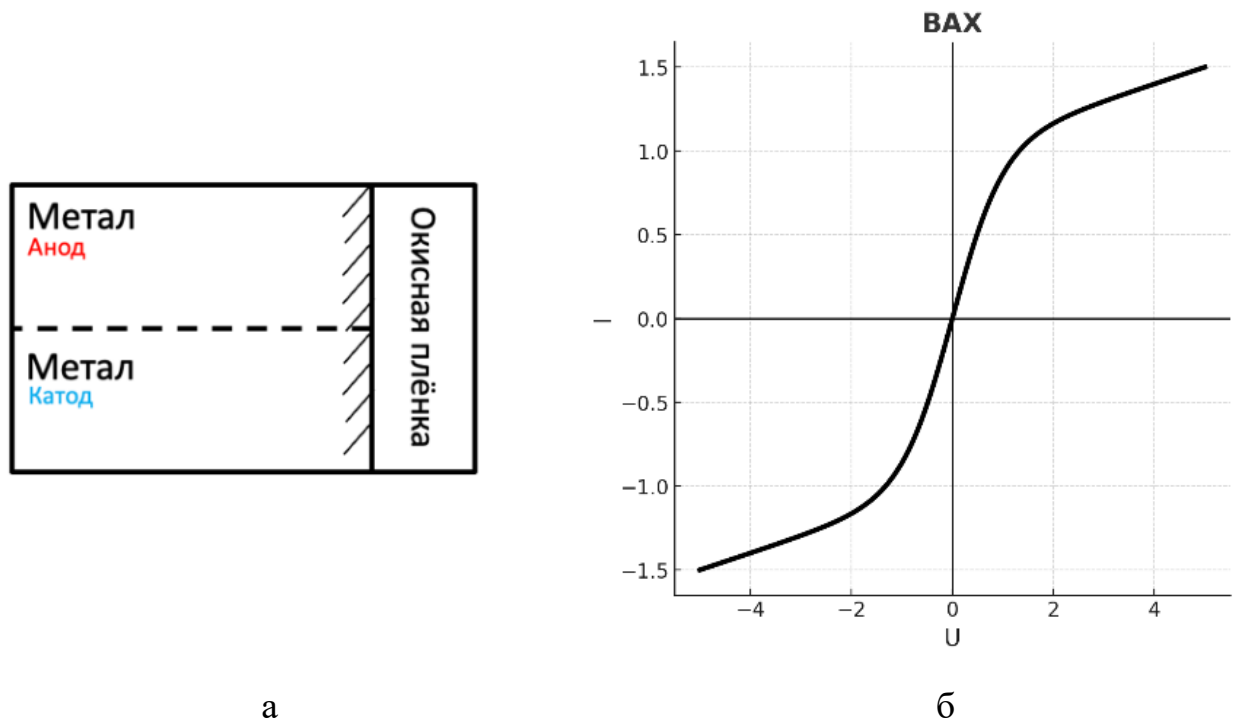


Рисунок 1.3 – Структура МОМ на срезе анода и катода (а), и ее ВАХ

С радиотехнической точки зрения это означает, что у осесимметричных металлических КРО (тип ИО-Ц) со временем формируется на поверхности «нелинейная корка» из множества МОМ-контактов, генерирующая выраженную компоненту третьей гармоники; у компактных тонкостенных металлических объектов (ИО-С) окисление идет быстро, создавая более слабые, но массово накапливаемые гармонические отклики; у стационарных низкометаллоемких объектов (ИО-П) признак локализуется в областях металлических вставок/узлов и проявляется в виде анизотропных максимумов на 3-й гармонике при углах наблюдения ИО.

Введенный в [1, 6, 15] показатель нелинейной эффективной площади рассеяния на второй и третьей гармониках (НЭПР) характеризует интенсивность нелинейного отклика сигнала по различным направлениям наблюдения и позволяет определять профиль всплесков сигнала, обусловленных взаимодействием радиоволн с электрическими неоднородностями. Так, например:

- для объекта типа ИО-П: при широкоугольном обзоре пространства наблюдаются множественные пики нелинейного отклика;

- для объекта типа ИО-Ц: при изменении поляризации ЭМК наблюдается единственный ярко выраженный пик сигнала;

- для объекта типа ИО-С: при круговом (всеракурсном) сканировании фиксируется равнозначный уровень сигнала независимо от угла наблюдения.

Рассмотренный критерий обладает высоким уровнем избирательной способности: естественный фон обследуемых ландшафтов и почв характеризуется преобладанием линейных откликов, тогда как оксиды металлов образуют стабильно распознаваемые гармонические составляющие сигнала на высших гармониках спектра СВЧ-волн радиопередающего устройства [21]. Такой выборочный отклик свидетельствует о наличии объектов в зоне обзора и позволяет отделить реальные ERW от природного фонового шума.

Далее перейдем к рассмотрению линейных РТС обнаружения ERW и проанализируем их возможности применительно к условиям мониторинга ландшафтно-почвенных зон Вьетнама.

1.3 Обзор радиотехнических средств и ограничения линейных методов

Проблема наличия ERW, сохраняет актуальность в ряде регионов мира и во Вьетнаме в частности, где укрывающие среды (почвы различной влажности и минерализации, густой растительный покров, сложный рельеф и застройка) существенно влияют на распространение радиоволн и формируют помеховую обстановку. В практике технических служб, осуществляющих мониторинг ландшафтно-почвенных зон Вьетнама, до сих пор применяются следующие методы обнаружения ERW: механическое зондирование и газоаналитический поиск (в т.ч. с использованием служебных собак) [17]. Однако их возможности ограничены. Для механического зондирования характерны низкий темп и малая дальность поиска, невозможность обследования под твердыми покрытиями, а также субъективность интерпретации акустических ощущений оператором.

Работоспособность служебной собаки определяется совокупностью объективных факторов (температура, ветер свыше ~ 10 м/с, дождь/снег, насыщенность посторонними запахами) и субъективных (уровень натренированности, способность работать в городском шуме и при большом скоплении людей, восприимчивость к внезапным аудиовизуальным эффектам), что неизбежно ведет к нестабильности качества детектирования. Однако длительное воздействие природных факторов на ERW, включая глубокое залегание, зарастание плотной растительностью и прогрессирующую коррозию, заметно снизило результативность традиционных методов обнаружения сигналов от ERW. В этих условиях акцент неизбежно смещается к дистанционным радиотехнологиям.

Радиочастотные методы дистанционного поиска получают все более широкое распространение благодаря способности выявлять как прямые, так и косвенные признаки ERW по их конструктивным особенностям. К таким особенностям относятся наличие металлических или неметаллических корпусов, электронных компонентов, а также аномальных магнитных и тепловых полей. В мировой практике и во Вьетнаме активно внедряются современные технологии поиска ERW, среди которых можно выделить электромагнитные, магнитометрические и индукционные методы обнаружения прямых и косвенных признаков ERW, а также новые направления, включая линейные и нелинейные РТС мониторинга местности. Эти подходы позволяют существенно повысить надежность идентификации отдельных групп моделей ERW. При поиске ERW, начиная от крупногабаритных металлических корпусов и заканчивая компактными тонкостенными элементами и малыми неметаллическими образцами, каждая из технологий проявляет свои специфические преимущества в отношении отдельных типов ERW, что отражено в таблице 1.1.

Таблица 1.1 - Специфические преимущества методов обнаружения ERW в зависимости от по типа конструкции его корпуса и узлов

Метод	Конструкции корпуса или узла ERW		
	Ферромагнитные	Металлические немагнитные	Неметаллические
Магнитометрический	✓	х	х
Индукционный	✓	✓	х
Линейная РТС	✓	✓	✓
Нелинейная РТС	✓	✓	✓

Далее проводится поэлементный анализ ключевых методов обнаружения с точки зрения их работоспособности в типичных для Вьетнама условиях. Во Вьетнаме наибольшее распространение получили магнитометрические и индукционные методы обнаружения ERW, реализованные в радиоэлектронных средствах инженерной разведки, рассмотренных ниже.

Магнитометрический метод обнаружения ERW основан на электромагнитном явлении, а именно намагничивании ферромагнитных элементов ИО магнитным полем Земли и регистрации магнитной аномалии в месте неоднородности. Например, под воздействием магнитного поля Земли ERW с ферромагнитными элементами создают свое аномальное магнитное поле, искажающее магнитное поле Земли, детектируя указанную аномалию решается задача обнаружения ERW по разности электродинамических потенциалов в двух, а иногда и более, точках наблюдения за электродинамическим потенциалом ИО. Для обнаружения групп ERW с ферромагнитными элементами используют магнитометрические приборы [22, 23]. Основной частью приборов является измерительный блок, который представляет собой 2 расположенных соосно идентичных феррозондов и находящихся на базовом расстоянии друг от друга. Искажение линий магнитного поля Земли ферромагнитным ИО определяется по изменению положения стрелки на измерительном приборе или экране

ЖК-дисплея. При превышении порога обнаружения, наличие ERW обозначается звуковым сигналом, который можно слышать через динамики или наушники оператора.

В настоящее время гуманитарные организации при правительстве СРВ используют для мониторинга магнитометрические приборы FEREX 4032 - API, GA – 72 CD (см. рис. 1.4).



Магнитометр (регистратор магнитных аномалий, модель FEREX 4032 - API, Германия)



Магнитометр (регистратор магнитных аномалий, модель GA - 72 CD, США)

Рисунок 1.4 – Магнитометрические приборы для мониторинга местности при поиске ERW, используемые в международной практике

На рис. 1.5 изображена зависимость глубины обнаружения ферромагнитных ERW от их радиуса, при условии, что поверхность каждого ERW рассматривается как окружность. Дополнительно приведены возможные глубины обнаружения изделий ИО-С, ИО-Ц и ИО-П различными типами магнитометров, используемых техническими службами для мониторинга территории в ряде провинций Вьетнама.

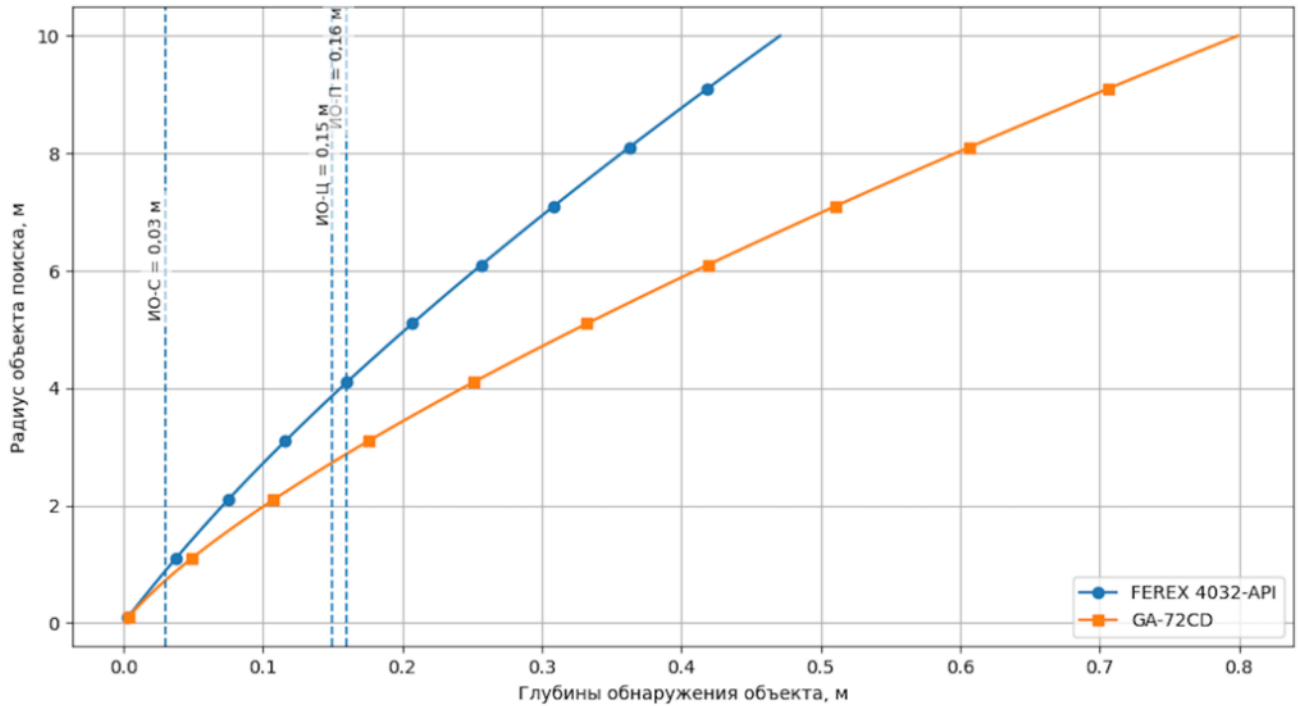


Рисунок 1.5 – Предельная глубина обнаружения ферромагнитной сферы в зависимости от переменного радиуса сферы объекта поиска приборами:

FEREX 4032 - API ($\Delta H_{\text{ВН}}^{1-2} = 0.003 \text{ А/м}$; $l = 1.6 \text{ м}$);

GA - 72 CD ($\Delta H_{\text{ВН}}^{1-2} = 0.004 \text{ А/м}$; $l = 0.35 \text{ м}$).

Анализ данных графиков говорит о том, что магнитометрический метод позволяет выявлять широкий спектр ERW – от крупно- до малогабаритных КРО. Прибор FEREX 4032-API отличается высокой чувствительностью и способен обнаруживать крупные ферромагнитные ERW на значительных глубинах: до 10 м для крупных осесимметричных металлических КРО (типа ИО-Ц увеличенного радиуса), примерно 5 м для средних КРО и около 4 м для малогабаритных КРО с низкой металлоемкостью (тип ИО-П). При этом возможности более компактного прибора GA-72 CD по глубине регистрации неоднородности лишь незначительно уступают, что делает его удобным для мобильного применения. Следует учитывать, что для компактных рассеиваемых субэлементов (тип ИО-С) с тонкостенным корпусом и малым радиусом сферы уверенное обнаружение ограничивается меньшими глубинами (1–2 м), но при высокой остаточной плотности таких КРО на местности интегральный сигнал от неоднородности

также может быть зафиксирован обоими приборами. Таким образом, FEREX 4032-API целесообразно использовать при глубинном поиске крупногабаритных ферромагнитных КРО для всего спектра ERW, тогда как GA-72 CD обеспечивает сравнимые характеристики в приповерхностной слое грунта при большей мобильности и простоте эксплуатации. Магнитометрический метод способен эффективно выявлять ферромагнитные КРО в различных условиях, характерных для всех климатических зон Вьетнама: в сухих и влажных почвах, а также в среде, не обладающей собственной намагниченностью, включая морскую и пресную воду. Большинство ERW в ряде провинций Вьетнама представляют собой именно ферромагнитные КРО с воображаемым радиусом сферы до 0,5 м, что делает использование магнитометра вполне оправданным и результативным. При этом следует учитывать ограничения: метод не позволяет обнаруживать диамагнитные и парамагнитные КРО, а также может давать ложные сигналы в зонах с высоким уровнем техногенных или природных магнитных включений. Для компенсации этих недостатков целесообразно применять индукционный метод, который обеспечивает регистрацию любых электропроводящих элементов и тем самым расширяет спектр обнаруживаемых типов КРО.

Индукционный метод обнаружения ERW основан на принципе электромагнитной индукции, возникающей при взаимодействии внешнего электромагнитного поля и электропроводящих элементов, содержащихся в конструкции укрытого слоем грунта КРО. В отличие от магнитометрического, индукционный прибор позволяет обнаружить любой электропроводящий элемент КРО, как ферромагнитный, так и диамагнитный [17, 24]. В таких металлоискателях используются катушки индуктивности. К ним подается переменный электрический ток, который создает переменное первичное магнитное поле с частотой ЭМК единицы кГц вокруг излучающей катушки и, если металлический КРО находится в этом магнитном поле, возникает вихревый ток (ток проводимости), циркулирующий на тонком поверхностном слое металлической части (скин-слое) КРО. Вихревый ток создает вторичное электромагнитное излучение в окружающем пространстве, которое детектируется

измерительным блоком металлоискателя, состоящим из катушки индуктивности и радиоприемного блока. Поэтому вихревые токи являются ключевым параметром метода индукционного обнаружения ERW, поскольку их наличие позволяет обнаружить металлические элементы КРО [24].

Индукционный прибор получил широкое распространение в гуманитарных миссиях, в том числе и во Вьетнаме. Количество индукционных приборов поиска ERW, находящихся в эксплуатации технических служб мониторинга Вьетнама, примерно в 3 раза больше, чем количество магнитометрических. Такое положение дел в СРВ связано с тем, что индукционные приборы дешевле и могут обнаружить ERW из любых металлов.

В настоящее время технические службы мониторинга местности в СРВ используют следующие основные индукционные приборы: Guitan TC-91, Vallon VMH3cs (рисунок 1.6).



Индукционный прибор (регистратор вихревых токов, модель Guitan TC-91, Китай)



Индукционный прибор (регистратор вихревых токов, модель Vallon VMH3cs, Германия)

Рисунок 1.6 – Аппаратура поиска ERW с использованием принципа электромагнитной индукции

Для более наглядного представления возможностей индукционных приборов можно рассмотреть рисунок 1.7, на котором показана зависимость глубины обнаружения ERW от их радиуса, а также возможные глубины обнаружения изделий ИО-С, ИО-Ц и ИО-П приборами Guitan TC-91 и Vallon VMH3cs.

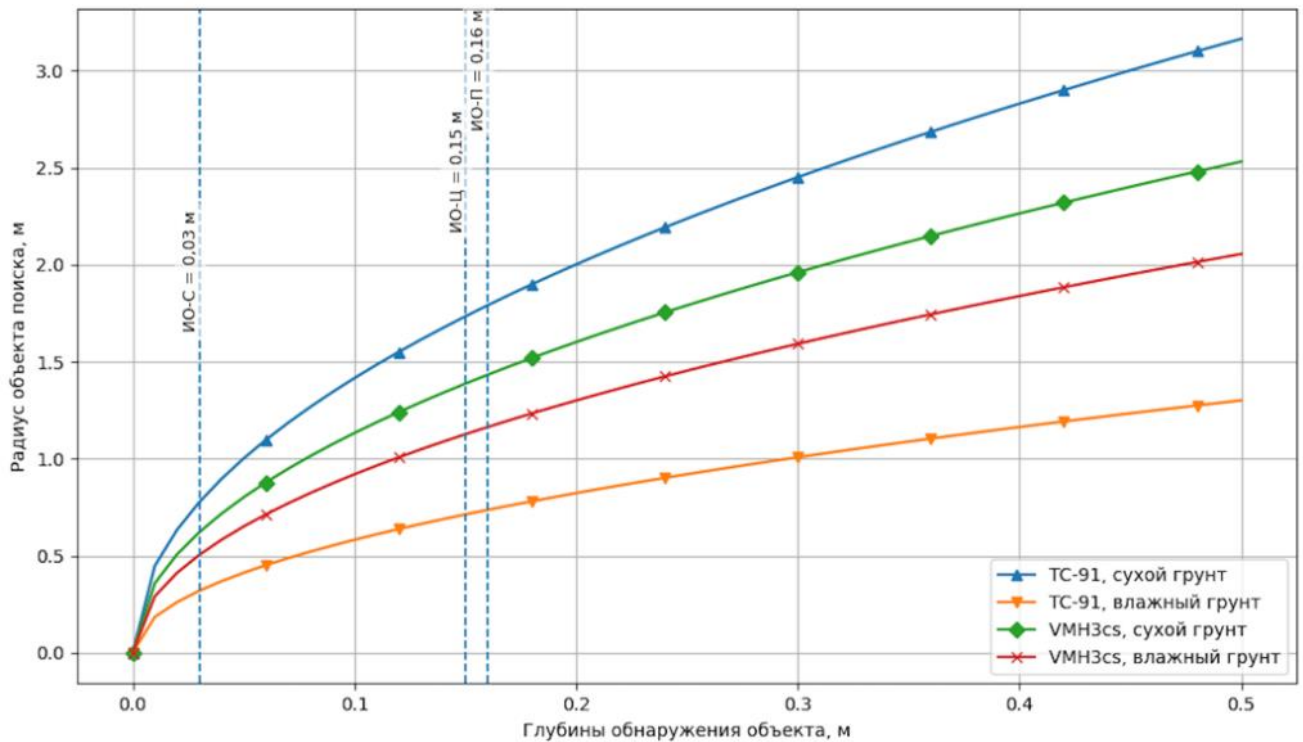


Рисунок 1.7 – Зависимости предельной глубины обнаружения различных ERW индукционными приборами Guitan TC-91 и Vallon VMH3cs от радиуса ПРК в разных укрывающих средах: сухой грунт ($\gamma_{yc} = 0.0001$ См/м); влажный грунт ($\gamma_{yc} = 0.1$ См/м).

Анализ данных на рисунке 1.7 показывает, что при одинаковом радиусе объекта поиска ($R_{оп} = 0,1$ м), магнитометрический метод обеспечивает глубину обнаружения порядка 2–3 м практически во всех укрывающих средах. Для индукционного метода аналогичные значения достигаются только во влажном грунте ($\gamma_{вг} = 0.1$ См/м), глубина резко снижается и составляет менее 1 м. Это подтверждает, что данный метод ограничен по дальности и чувствителен к электропроводности среды.

Сопоставление эталонных моделей ERW показывает, что результативность традиционных методов обнаружения определяется прежде всего металлоемкостью объекта, геометрией его корпуса и свойствами укрывающей среды. Наибольшие затруднения возникают при поиске объектов типа ИО-П, обладающих низкой металлоемкостью, особенно в электропроводящих грунтах. Для ИО-Ц с массивным металлическим корпусом магнитометрический и индукционный каналы сохраняют приемлемую дальность обнаружения. Объекты типа ИО-С выявляются хуже: из-за малых размеров и тонкостенной оболочки глубина их уверенного обнаружения обычно не превышает 1–2 м и дополнительно уменьшается во влажных и минерализованных почвах.

Рассмотрение традиционных средств поиска показывает, что механическое зондирование и газоаналитические методы, включая использование служебных собак, применимы лишь в ограниченном числе ситуаций. Их возможности недостаточны в тех случаях, когда требуется высокий темп обследования и исключение опасного сближения с объектом. Магнитометрический метод наиболее полезен при поиске крупных ферромагнитных целей типа ИО-Ц, однако его эффективность заметно снижается для низкометаллоемких ИО-П и компактных ИО-С, особенно в минерализованных грунтах Центрального нагорья Вьетнама. Индукционный метод менее чувствителен к типу металла, но его рабочая глубина также быстро уменьшается во влажных и аллювиальных почвах.

Следовательно, даже совместное применение магнитометрического и индукционного каналов не снимает двух принципиальных ограничений: недостаточной селективности и слабой чувствительности к низкометаллоемким либо корродированным объектам в сложной среде. Для условий Вьетнама это особенно важно из-за сочетания высокой влажности, минерализации грунтов и плотного растительного покрова, а также из-за сохраняющейся плотности мелких объектов типа ИО-С. По этой причине дальнейшее совершенствование поисковых средств целесообразно связывать с радиочастотными технологиями. Линейные методы дают информацию о глубине залегания и структуре среды, тогда как нелинейные позволяют выделять КРО и электронные устройства по

гармоническому отклику. Именно сочетание этих подходов представляется наиболее перспективным для повышения надежности и безопасности поиска ERW во Вьетнаме.

1.4 Перспективы развития радиоэлектронных средств инженерного обеспечения

Ограничения традиционных методов поиска делают целесообразным переход к радиочастотным методам мониторинга. Линейные радиочастотные подходы, включая георадары и широкополосные РТС, применяются в задачах обследования местности с 1970–1980-х годов; специализированные нелинейные устройства начали использоваться позднее [16].

Во Вьетнаме применение радиотехнологий пока ограничено, однако данное направление представляется перспективным для дистанционного обнаружения труднообнаруживаемых ERW, в том числе КРО с малой металлоемкостью. Радиочастотные методы могут частично преодолеть ограничения биологических, контактных и квазиконтактных способов поиска, прежде всего за счет снижения риска для персонала и повышения эффективности обследования.

Для условий Вьетнама линейный и нелинейный каналы следует рассматривать как взаимодополняющие. Линейная РТС дает информацию о структуре среды: позволяет оценивать глубину залегания объекта, выявлять слоистость грунта и обнаруживать крупные цели типа ИО-П и ИО-Ц. Однако во влажных и минерализованных почвах, характерных для центральных и прибрежных районов страны, ее эффективность заметно снижается. Сигнал сильнее затухает, а рост фоновых отражений затрудняет выделение компактных КРО типа ИО-С и низкометаллоемких ИО-П.

Нелинейная РТС, в свою очередь, характеризуется более высокой селективностью. Природный фон, включая растительность, влажные почвы и минерализованные грунты, формирует преимущественно линейный отклик, тогда как объекты с коррозионными контактами МОМ или другими нелинейными

включениями создают высшие гармоники. Для рассматриваемой задачи наибольший интерес представляет третья гармоника. Это открывает возможность надежного выделения ИО-П с металлическими вставками, корродированных корпусов ИО-Ц, а также массовых скоплений компактных ИО-С, даже в сложных укрывающих средах. Вместе с тем следует учитывать ограничения: дальность нелинейного метода обычно меньше, а интенсивность гармонического отклика зависит от расположения в пространстве антенн, свойств среды распространения и внутренней структуры объекта.

Для наглядного сравнения различий между линейной и нелинейной РТС рассмотрим упрощенные модели ослабления сигнала, основанные на базовых физических соотношениях, опубликованных в [25]. В линейном канале отраженная мощность СВЧ-сигнала уменьшается в соответствии с законом пространственного ослабления и поглощения в укрывающей среде:

$$P_{PLC}(R) \approx \frac{\sigma}{R^4} e^{-2\alpha R} \quad (1.1)$$

где: σ - ЭПР объекта, м²;

R - дальность до объекта, м;

α - коэффициент затухания, определяемый свойствами среды (влажностью, минерализацией и структурой почвы).

Для нелинейного канала, функционирующего на третьей гармонике, отраженная мощность определяется как произведение эффекта геометрического ослабления, поглощения и степени нелинейности объекта [25]. Приблизительно это можно записать в виде:

$$P_{HPLC}(R) \approx \frac{\sigma_3}{R^7} e^{-5\alpha R} \quad (1.2)$$

где: σ_3 - НЭПР на третьей гармонике, характеризующая способность объекта генерировать гармонический отклик вследствие наличия МОМ-контактов, полупроводниковых включений или коррозионных структур.

Для сопоставления поведения двух каналов введем относительный уровень отклика, характеризующий нормированное значение отраженного сигнала на заданной дальности. После нормировки по максимальному значению получаем:

$$A_{РЛС} = \frac{P_{РЛС}(R)}{\max(P_{РЛС}(R))}, A_{НРЛС} = \frac{P_{НРЛС}(R)}{\max(P_{НРЛС}(R))} \quad (1.3)$$

Такая нормировка позволяет сопоставлять линейный и нелинейный каналы в единой шкале независимо от абсолютной мощности передатчика и характеристик среды. На рисунке 1.8 представлены типовые зависимости от требуемой дальности обнаружения с указанием характерных областей для эталонных моделей объектов ИО-П, ИО-Ц и ИО-С.

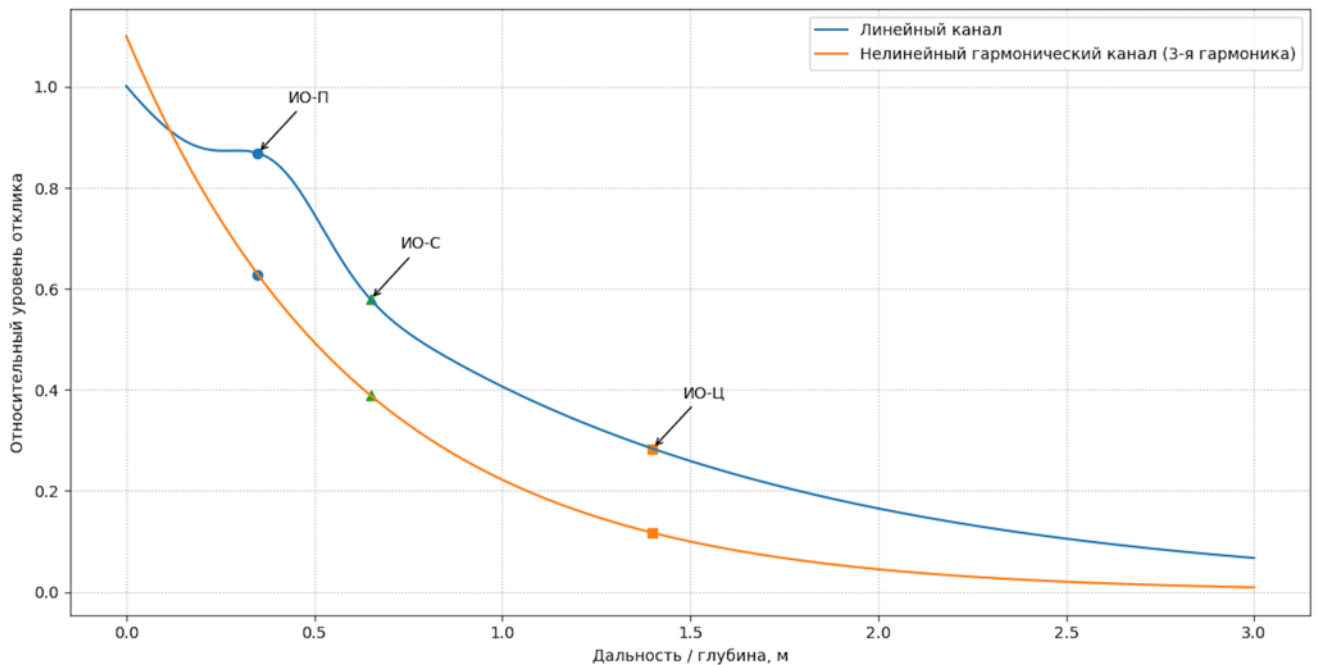


Рисунок 1.8 – Сравнение нормированного уровня отклика линейного и нелинейного каналов в зависимости от требуемой дальности обнаружения.

На рисунке 1.8 показана зависимость уровня отклика (ось Y) от глубины или дальности обнаружения (ось X) для двух каналов. Для крупных металлических объектов типа ИО-Ц линейная РТС обеспечивает большую дальность обнаружения и более выраженный отклик. В области малых глубин чувствительность линейного канала заметно снижается, особенно при наличии фонового рассеяния. Нелинейный канал имеет меньшую дальность действия,

однако на третьей гармонике дает более устойчивый отклик от объектов с коррозией и структурной неоднородностью. В этом состоит различие их функций при поиске. Линейный канал обеспечивает грубую локализацию, оценку глубины залегания и стратификацию среды распространения, тогда как нелинейный канал позволяет надежно выделить объекты типа ИО-П, ИО-Ц и ИО-С с коррозией, т.е. КРО, на фоне помех. Совместное использование этих каналов делает возможным построение мультисенсорной РТС, в которой сочетаются обзорные возможности линейного метода и селективность нелинейного.

Для условий Вьетнама, где высокая влажность, минерализация почвы и плотный растительный покров существенно снижают эффективность линейных методов, такая интеграция приобретает особую значимость. Объекты типа ИО-П с низкой металлоемкостью и компактные субэлементы ИО-С трудны для линейного обнаружения, но благодаря процессам коррозии проявляют выраженные нелинейные признаки. Следует подчеркнуть, что в настоящее время как линейные, так и нелинейные радиочастотные технологии еще не получили широкого распространения в практике поиска ERW во Вьетнаме. До сих пор основные работы проводятся с опорой на традиционные методы – ручные металлодетекторы, щупы, обученных собак, а также визуальный контроль местности. В этих условиях целесообразно рассматривать разработку и практическое применение РТС обнаружения ERW как одно из приоритетных направлений совершенствования средств мониторинга местности. Использование линейных и нелинейных радиотехнических каналов может повысить результативность обследования и уменьшить риск для персонала при работе в потенциально опасных ландшафтно почвенных зонах Вьетнама. Дополнительное значение имеет и возможность создания таких средств внутри страны, поскольку это позволяет адаптировать аппаратуру к местным условиям эксплуатации и снизить зависимость от внешних поставок.

Таким образом, дальнейшее развитие РТС мониторинга местности связано прежде всего с более детальным изучением нелинейных радиочастотных эффектов, в частности особенностей формирования и приема третьей гармоники.

Для рассматриваемой задачи это важно потому, что именно гармонический отклик может служить информативным признаком слабоконтрастных объектов с коррозионно измененной поверхностью.

В последующих разделах основное внимание уделяется физической природе нелинейного отклика и особенностям формирования СВЧ-сигнала на третьей гармонической частоте при взаимодействии с КРО. Полученные результаты далее используются для обоснования инженерных решений, связанных с построением мультисенсорной РТС, в которой линейный и нелинейный каналы дополняют друг друга при обнаружении слабоконтрастных объектов.

1.5 Выводы по разделу 1

Проведенный в разделе анализ позволил уточнить постановку задачи, определить используемый понятийный аппарат, выбрать эталонные модели исследуемых объектов и оценить возможности существующих средств мониторинга местности применительно к условиям Вьетнама. На этой основе было также обосновано направление дальнейшего совершенствования поисковой аппаратуры.

1. Проблема обнаружения объектов типа ERW/UXO/AXO сохраняет актуальность как в международной практике, так и для Вьетнама. Ее решение связано не только с вопросами безопасности населения, но и с возможностью использования земель, развития инфраструктуры и проведения хозяйственных работ. При длительном нахождении в природной среде такие объекты подвергаются коррозионному разрушению, зарастают растительностью и постепенно утрачивают выраженные внешние признаки. Во влажном тропическом климате эти процессы протекают особенно интенсивно, что затрудняет своевременное выявление опасных объектов и снижает темпы обследования и расчистки территорий.

В этих условиях возрастает значение более совершенных методов идентификации и поиска, включая дистанционные и роботизированные решения, позволяющие уменьшить риск для персонала и повысить эффективность работ в сложных географических и почвенно-климатических условиях Вьетнама.

2. Введены условные обозначения и эталонные группы исследуемых объектов (ИО-П, ИО-Ц, ИО-С), представляющие типичные формы труднообнаруживаемых ERW в полевых условиях, встречающихся во Вьетнаме:

ИО-П – низкометаллизированный предмет прямоугольной формы с локальными металлическими элементами и участками поверхностной коррозии;

ИО-Ц – удлиненное цилиндрическое тело с металлическим покрытием и визуально выраженными следами коррозии;

ИО-С – компактное сферическое изделие с тонкостенной металлической оболочкой и коррозионными дефектами.

Наряду с этим были учтены характерные для Вьетнама ландшафтно почвенные условия: повышенная влажность, минерализация грунтов и наличие плотного растительного покрова. Для рассматриваемой задачи это важно, поскольку электрическая нелинейность объектов может проявляться в дополнительных составляющих отклика, наиболее заметных на третьей гармонике. Именно этот признак представляет интерес при избирательном мониторинге КРО.

3. Сопоставление традиционных методов обнаружения показывает, что магнитометрический и индукционный каналы имеют ограниченную область эффективного применения. Магнитометрический метод наиболее пригоден для глубоко залегающих ферромагнитных объектов типа ИО-Ц, тогда как его возможности заметно уже при поиске немагнитных и низкометаллоемких целей. Индукционный метод способен реагировать на металлические элементы различного типа, однако его рабочая глубина уменьшается в средах с высокой проводимостью, включая влажные почвы, участки с густой растительностью и водонасыщенные зоны.

Для Вьетнама это имеет особое значение. Повышенная влажность, минерализация грунтов, сложный рельеф и плотный растительный покров ухудшают условия распространения электромагнитного сигнала, усиливают влияние внешних помех и ослабляют полезный отклик от компактных объектов типа ИО-С и малометаллоемких ИО-П. По этой причине дальнейшее развитие поисковых средств целесообразно связывать с мультисенсорными и радиочастотными методами, более устойчивыми к воздействию сложной среды.

4. Рассмотренные отечественные и зарубежные работы позволяют считать нелинейные радиотехнические методы перспективными для дистанционного выявления слабоконтрастных электрически неоднородных объектов в верхнем слое почвы и растительности. Речь идет о методах, основанных на регистрации гармонических составляющих сигнала, включая третий гармонический отклик. Применение соответствующих датчиков на мобильных роботизированных платформах открывает возможность построения нелинейных РТС мониторинга местности, ориентированных на работу в сложных климатических условиях Вьетнама.

Таким образом, в первом разделе обоснована актуальность задачи очистки ландшафтно-почвенных зон Вьетнама от слабоконтрастных ERW и показана ограниченность традиционных подходов при решении этой задачи. Проведенный анализ указывает на целесообразность применения радиочастотных технологий мониторинга, основанных на использовании гармонического отклика и мультисенсорной интеграции.

Во втором разделе рассматривается математическая модель нелинейной радиотехнической системы и анализируются параметры, определяющие ее работу, включая характеристики среды распространения, параметры излучаемого сигнала и степень нелинейности объектов.

В третьем разделе предполагается экспериментальная верификация моделей путем сравнения расчетных и измеренных НЭПР для моделей КРО разной геометрической формы. Основной задачей эксперимента станет подтверждение адекватности вычисляемых значений НЭПР и оценка их влияния на интенсивность принимаемого сигнала от слабоконтрастных ERW.

РАЗДЕЛ 2 СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ, УЧИТЫВАЮЩИХ НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ ИХ РАССЕЙЯНИЯ ПРИ ПРОХОЖДЕНИИ СКВОЗЬ УКРЫВАЮЩИЕ СРЕДЫ

2.1 Совершенствование теоретических основ моделирования радиосигналов, учитывающих нелинейные рассеивающие свойства объекта

В начале 40-х годов на кораблях ВМС США были зафиксированы нелинейные эффекты, известные как эффект «ржавого болта», вызывавшие помехи в работе мощных коротковолновых радиостанций [26]. Позднее было установлено, что данные эффекты обусловлены возникновением вторичного излучения на гармониках и комбинационных частотах при облучении радиоволнами различных металлических и полупроводниковых соединений. Выявленный феномен положил начало формированию нового научного направления в радиотехнике – нелинейных РТС, предназначенных для обнаружения и классификации объектов, содержащих механические или электронные узлы сопряжения с электрической нелинейностью.

Начиная с 1970-х годов в СССР и США активно развивались научные исследования, посвященные моделированию процессов нелинейного рассеяния ЭМП в радиочастотного диапазона. Цель исследований заключалась в создании обобщенных инженерных методов для приближенного расчета дальности обнаружения нелинейных объектов (НО), принимая во внимание порядок нелинейности радиолокационной отражаемости [26]. Впоследствии стало очевидно, что традиционно используемое основное уравнение радиолокации, которое долгие годы успешно применялось в классических радиолокационных системах, для проектирования нелинейных РТС мониторинга местности оказывается неприменимым. Использование уравнения радиолокации нарушает физическую размерность основных радиотехнических характеристик в

инженерных расчетах, вызывая сомнения в обоснованности существующих теоретических моделей и затрудняя развитие СВЧ-технологий нелинейного мониторинга местности. Причина указанного несоответствия заключается в фундаментальных различиях физических механизмов рассеяния СВЧ-излучения в нелинейных радиоэлектронных устройствах по сравнению с классическими механизмами отражения СВЧ-сигналов, используемыми в радиолокационной технике. Понимание указанных особенностей привело к выводу, что оценка энергетических и сигнальных характеристик радиосигналов в нелинейных системах должна проводиться другим способом, отличным от стандартных подходов.

В литературе [4, 27, 28] рассматриваются два основных класса физических объектов, для которых характерно проявление эффекта нелинейного рассеяния ЭМК радиочастотного диапазона. Во-первых, это контакты металлических элементов облучаемого объекта. К таким объектам относятся контакты металлических элементов облучаемого объекта, в том числе возникающие в узлах и соединениях металлической оболочки ПРК. Электрический контакт двух сопрягаемых металлических поверхностей, как правило, осуществляется через тонкую оксидную пленку, обладающую диэлектрическими свойствами. В результате формируется контакт типа МОМ, обладающий выраженной электрической нелинейностью. Ко второму классу относятся полупроводниковые структуры с р-п-переходами и другими электронными неоднородностями, которые при воздействии ЭМК радиочастотного диапазона формируют нелинейный отклик и генерируют высшие гармоники сигнала, которые кратны частоте падающей радиоволны. Общей чертой таких НО является то, что при рассеянии радиосигнала они, с задержкой, генерируют ответный сигнал на частотах, превышающих частоту падающей радиоволны (наиболее заметны вторая и третья гармоники). Таким образом, оба перечисленных типа контактов (узлов электрических сопряжений или электрических соединений) при облучении формируют гармонические составляющие исходного радиосигнала. В результате рассеянный сигнал содержит информацию о свойствах электрических соединений

в НО, а точнее о типе их электрических сопряжений или нелинейности токовых характеристик узла, т.е. ВАХ [29]. На рисунке 2.1 показаны примерные ВАХ для р-п-перехода (рис. 2.1, а) и контакта типа МОМ (рис. 2.1, б), иллюстрирующие их нелинейный характер.

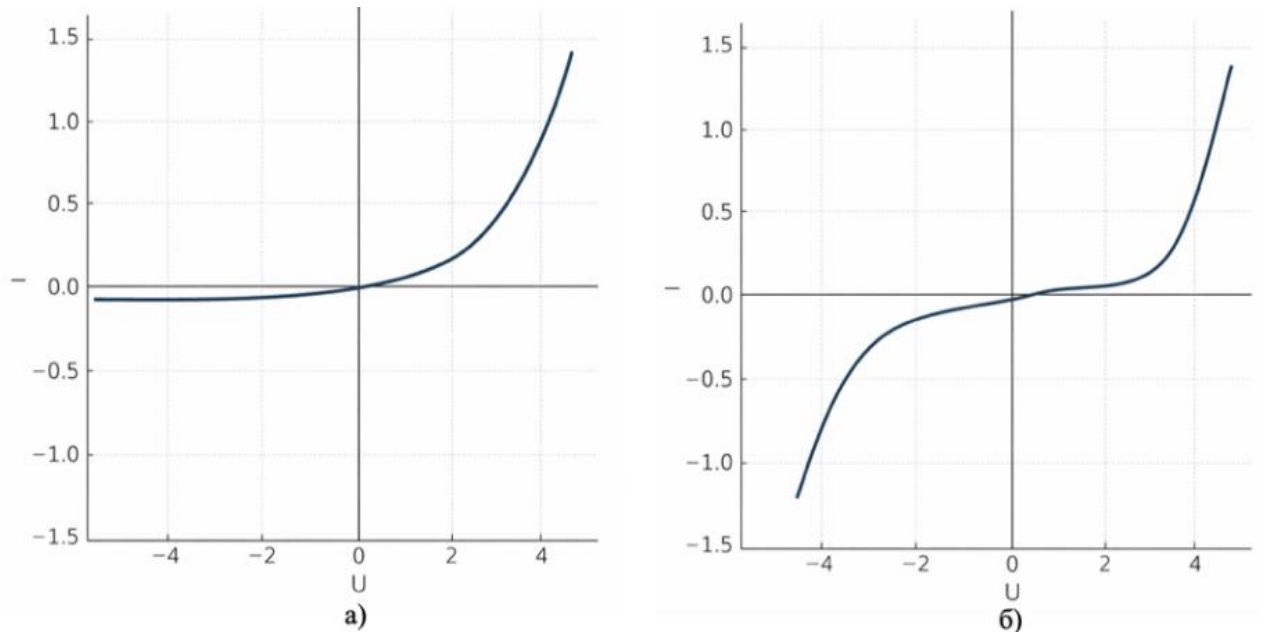


Рисунок 2.1 – ВАХ р-п-перехода (а) и контакта МОМ (б)

Прежде всего, для объяснения данного радиочастотного явления рассмотрим базовую математическую модель рассеивателя в виде ряда Тейлора [30, 31, 32]. Такая модель представляет выходной отклик физической системы, описывающий эффект рассеяния радиосигнала в локальном узле объекта, в виде степенного ряда от входного воздействия:

$$y = \sum_{n=0}^{\infty} y_n = \sum_{n=0}^{\infty} a_n x^n, \quad (2.1)$$

где a_0, a_1, a_2, \dots – коэффициенты полиномиальной аппроксимации, используемые для описания линейных и нелинейных свойств модели рассеивателя падающей радиоволны.

Модель показывает, что выходной сигнал системы y равен сумме элементов степенного ряда входного сигнала x , каждый из которых возводится в n -ую степень и масштабируется с помощью постоянных коэффициентов a_n . Важно

отметить, что постоянные масштабные коэффициенты a_n определяют радиочастотную связь с электрической нелинейностью n -го порядка в узле сопряжения. Как правило, в радиотехнической практике исследования обычно применяют короткие ряды, не более 3 порядка. Это связано с тем, что более высокие гармоники вносят значительно меньший вклад в результирующий отклик радиосигнала.

Данный математический подход отражает механизм формирования гармонических компонент в отклике от НО. Если сопоставить переменные модели с физическими величинами, то x и y можно трактовать соответственно как приложенное напряжение U и отклик в виде тока I . Тогда выражение (2.1) описывает ВАХ нелинейного элемента, полностью отражающую влияние коэффициентов a_n . С радиотехнической точки зрения каждый НО поглощает часть энергии падающей радиоволны и переизлучает радиоволну на новой частоте ЭМК. Этот процесс можно отобразить с помощью эквивалентной схемы замещения (см. рис. 2.2).

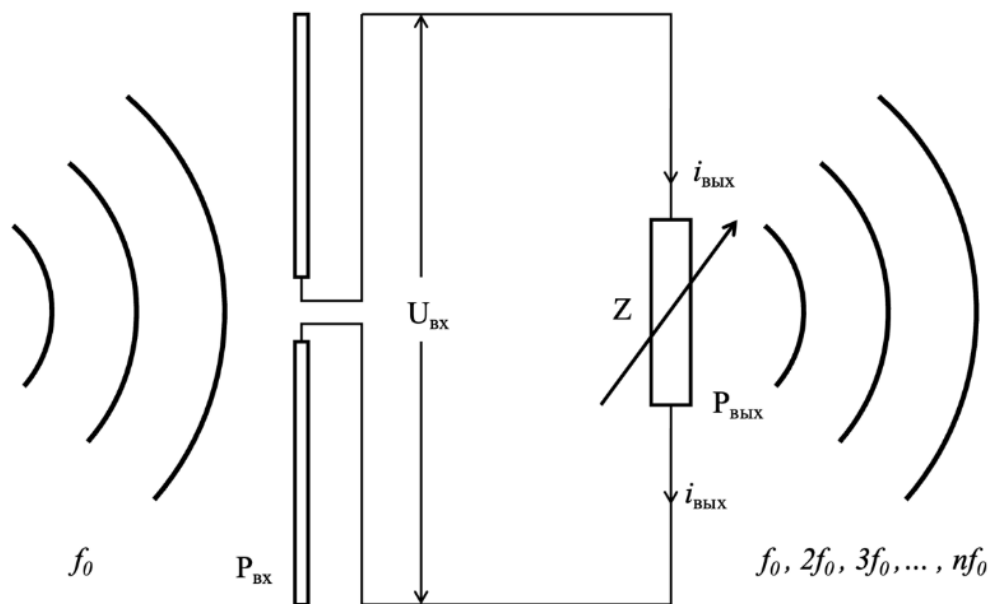


Рисунок 2.2 – Эквивалентная схема нелинейного рассеивателя

На рис. 2.2 показана энергетическая интерпретация процесса преобразования радиосигнала в эквивалентном нелинейном рассеивателе.

Падающая радиоволна на частоте f_0 с подводимой мощностью $P_{\text{вх}}$ индуцирует на входе локального узла напряжение $U_{\text{вх}}$. Нелинейный элемент описывается эквивалентным импедансом $Z = Z(U_{\text{вх}})$, поэтому его выходной ток $i_{\text{вых}}$ зависит от мгновенного значения $U_{\text{вх}}$ нелинейным образом. При гармоническом возбуждении на f_0 ток $i_{\text{вых}}$ содержит не только компоненту на частоте f_0 , но и токовые гармоники $2f_0, 3f_0, \dots, nf_0$, возникающие из-за нелинейности преобразования радиосигнала. Активная составляющая импеданса на каждой из этих частот обеспечивает преобразование соответствующей токовой гармоники в излучаемую мощность $P_{\text{вых}}$ на той же частоте; тем самым объект переизлучает в окружающее пространство вторичное поле на гармониках исходного радиосигнала. Выходной ток при воздействии гармонического сигнала на локальные элементы (узлы) НО можно представить в виде разложения в ряд Тейлора:

$$i_{\text{вых}}(U) = \sum_{k=0}^n a_k U^k, \quad (2.2)$$

где a_0, a_1, \dots, a_n – коэффициенты аппроксимации полинома

$$a_1 = \frac{di}{dU}, \quad a_2 = \frac{1}{2!} \frac{d^2i}{d^2U}, \quad a_3 = \frac{1}{3!} \frac{d^3i}{d^3U}, \quad \dots, \quad a_n = \frac{1}{n!} \frac{d^ni}{d^nU}.$$

т.е. выходной ток $i_{\text{вых}}(t)$ содержит гармонические составляющие на частотах $2f_0, 3f_0, \dots, nf_0$. Для гармонического входа $U_{\text{вх}}(t) = U_0 \sin(2\pi f_0 t)$ разложение дает явные амплитуды гармоник тока, получим:

$$i(t) = \left(a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_0^2 + \dots \right) + \left(a_1 U_0 + \frac{3}{4} a_3 U_0^3 + \dots \right) \cos(2\pi f_0 t) + \left(\frac{1}{2} a_2 U_0^2 + \dots \right) \cos(4\pi f_0 t) + \left(\frac{1}{4} a_3 U_0^3 + \dots \right) \cos(6\pi f_0 t) + \dots \quad (2.3)$$

Поскольку в выражении (2.3) второе слагаемое в скобках намного меньше первого, то можно допустить, что:

$$\begin{aligned} (a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_0^2 + \dots) &\approx a_0 \text{ при } a_0 \gg \frac{1}{2} a_2 U_0^2 + \dots; \\ (a_1 U_0 + \frac{3}{4} a_3 U_0^3 + \dots) &\approx a_1 U_0 \text{ при } a_1 U_0 \gg \frac{3}{4} a_3 U_0^3 + \dots \text{ и т.д.} \end{aligned}$$

Тогда с учетом допущения выражение (2.3) можно записать в виде:

$$i_{\text{ВЫХ}} = a_0 + a_1 U_0 \cos(2\pi f_0 t) + \frac{1}{2} a_2 U_0^2 \cos(4\pi f_0 t) + \frac{1}{4} a_3 U_0^3 \cos(6\pi f_0 t) + \dots + \frac{1}{2^{n-1}} a_n U_0^n \cos(2n\pi f_0 t). \quad (2.4)$$

Выражение (2.4) описывает закон преобразования радиосигнала в НО применительно к величинам изменения силы тока и напряжения в электрических соединениях (узлах). Учитывая, что для радиотехники предпочтительной единицей измерения является мощность радиосигнала, преобразуем выражение (2.4). Средняя мощность радиосигнала синусоидальной формы на активной нагрузке Z определяется выражением $P_{\text{ВХ}} = U_0^2 / Z$. С учетом этого эти выражения, описывающие мощность радиосигнала на любой из токовых гармоник, могут быть представлены в следующем виде:

$$P_{\text{ВЫХ1}} = I_1^2 Z = (a_1 U_0)^2 Z = (a_1 Z)^2 \frac{U_0^2}{Z} = (a_1 Z)^2 P_{\text{ВХ}} = \gamma_{\text{НО1}} P_{\text{ВХ}};$$

$$P_{\text{ВЫХ2}} = I_2^2 Z = \left(\frac{1}{2} a_2 U_0^2\right)^2 Z = \left(\frac{1}{2} a_2\right)^2 Z^3 \left(\frac{U_0^2}{Z}\right)^2 = \left(\frac{1}{2} a_2\right)^2 Z^3 P_{\text{ВХ}}^2 = \gamma_{\text{НО2}} P_{\text{ВХ}}^2;$$

$$P_{\text{ВЫХ3}} = I_3^2 Z = \left(\frac{1}{4} a_3 U_0^3\right)^2 Z = \left(\frac{1}{4} a_3\right)^2 Z^4 \left(\frac{U_0^2}{Z}\right)^3 = \left(\frac{1}{4} a_3\right)^2 Z^4 P_{\text{ВХ}}^3 = \gamma_{\text{НО3}} P_{\text{ВХ}}^3;$$

...

$$P_{\text{ВЫХn}} = I_n^2 Z = \left(\frac{1}{2^{n-1}} a_n U_0^n\right)^2 Z = \left(\frac{1}{2^{n-1}} a_n\right)^2 Z^{n+1} \left(\frac{U_0^2}{Z}\right)^n = \left(\frac{1}{2^{n-1}} a_n\right)^2 Z^{n+1} P_{\text{ВХ}}^n = \gamma_{\text{НОn}} P_{\text{ВХ}}^n,$$

где $\gamma_{\text{НО1}}, \gamma_{\text{НО2}}, \gamma_{\text{НО3}}, \dots, \gamma_{\text{НОn}}$ - коэффициент нелинейного преобразования для n -ой токовой гармоники.

Таким образом, обобщенное аналитическое выражение, описывающее связь между мощностью принятого и переизлученного НО радиосигналов, можно представить в виде:

$$P_{\text{ВЫХn}} = \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n P_{\text{ВХ}}^n. \quad (2.5)$$

Благодаря математическому преобразованию, основанному на разложении в

ряд Тейлора, выражение (2.5) позволяет выявить ключевые физические особенности НО и количественно описать механизм формирования гармонических составляющих в спектре радиосигнала. На этой основе становится возможным перейти к энергетической интерпретации процесса рассеяния падающей радиоволны СВЧ-диапазона.

Для дальнейшего анализа введем определение ЭПР на частоте гармоники n -го порядка, которая связывает плотность потока мощности падающей радиоволны СВЧ-диапазона с мощностью, переизлученной НО на соответствующей гармонике. Такая трактовка обеспечивает переход от локальной нелинейной модели к параметрам, используемым в радиотехнических расчетах (см. рис. 2.3).

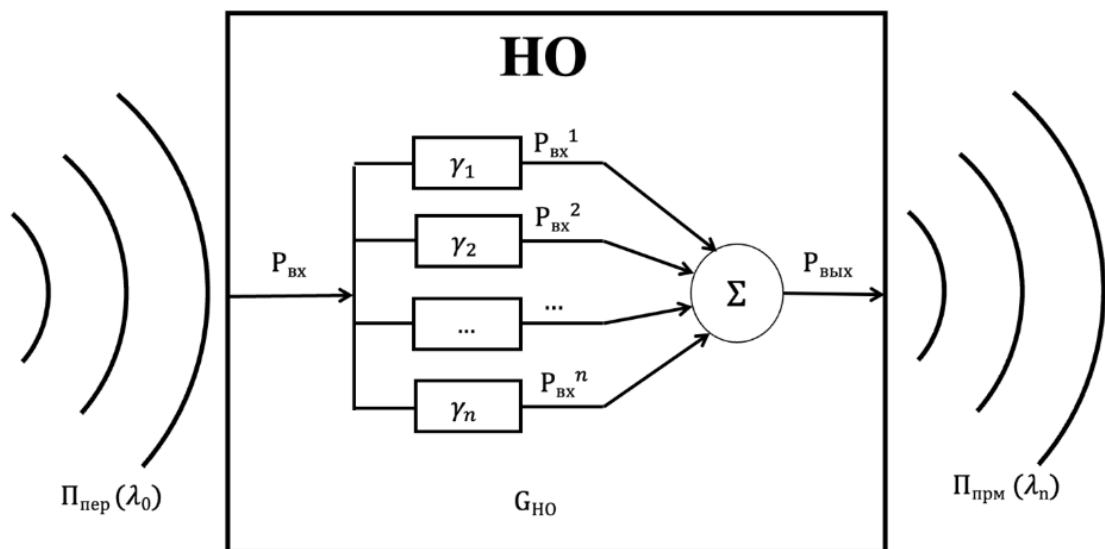


Рисунок 2.3 – Обобщенная схема нелинейного рассеивателя, описываемая с помощью рядов Тейлора

Для характеристики НО в радиолинии 2 рода введем определение ЭПР на частоте гармоники n -го порядка (σ_n), с учетом этого плотность потока мощности СВЧ-сигнала на входе приемной антенны нелинейного РТС запишем в виде:

$$P_{\text{прм}}(\lambda_n) = \frac{P_{\text{пер}}(\lambda_0)}{4\pi R^2} \sigma_n \quad (2.6)$$

где $P_{\text{пер}}(\lambda_0)$ – плотность потока мощности СВЧ-сигнала, излучаемого нелинейной

РТС, Вт/м²;

λ_0 – длина волны излучаемого СВЧ-сигнала, м;

λ_n – длина волны СВЧ-сигнала, переизлучаемого на частоте гармоники n -порядка, м.

Опираясь на представление, приведенное на рис. 2.2 и 2.3, НО можно рассматривать как особый приемопередающий узел, в котором входная мощность $P_{вх}$ преобразуется во внутренних рассеивающих элементах и далее переизлучается в виде мощности $P_{вых}$ на частоте гармоники n -порядка. Исходя из введенного понятия ЭПР на частоте гармоники n -порядка и характеристик СВЧ-сигнала, можно вывести уравнение, описывающее мощность на входе узла сопряжения НО:

$$P_{вх} = \frac{G_{НО} \lambda_0^2 \Pi_{пер}(\lambda_0)}{4\pi} \quad (2.7)$$

где $G_{НО}$ – коэффициент усиления СВЧ-сигнала на основной частоте гармоники.

После преобразования радиосигнала внутри НО, плотность потока мощности СВЧ-сигнала в пункте приема на частоте гармоники n -порядка определяется выражением [3]:

$$\Pi_{прм}(\lambda_n) = \frac{P_{вых_n} G_{НО}^{(n)}}{4\pi R^2} \quad (2.8)$$

где $G_{НО}^{(n)}$ – коэффициент усиления НО на частоте гармоники n -порядка;

$P_{вых_n}$ – мощность СВЧ-сигнала на частоте гармоники n -порядка с выхода узла сопряжения, Вт.

Из выражения (2.5) (2.6) (2.7) (2.8) получим:

$$\frac{\Pi_{прм}(\lambda_n) 4\pi R^2}{G_{НО}^{(n)}} = \gamma_n \left(\frac{G_{НО} \lambda_0^2 \Pi_{пер}(\lambda_0)}{4\pi} \right)^n \quad (2.9)$$

здесь $G_{НО}^{(n)} \approx G_{НО}$, то следует:

$$\frac{\Pi_{прм}(\lambda_n)}{\Pi_{пер}(\lambda_0)} 4\pi R^2 = \gamma_n G_{НО}^{n+1} \left(\frac{\lambda_0^2}{4\pi} \right)^n \Pi_{пер}^{n-1}(\lambda_0) \quad (2.10)$$

С учетом уравнений (2.6), выражение для определения ЭПР на частоте гармоники n -го порядка, примет вид:

$$\sigma_n = \gamma_n G_{\text{НО}}^{n+1} \left(\frac{\lambda_0^2}{4\pi} \right)^n P_{\text{пер}}^{n-1}(\lambda_0) \quad (2.11)$$

Отсюда видно, что ЭПР на частоте гармоники n -го порядка зависит от множества факторов, включая уровень плотности потока мощности падающей на НО радиоволны СВЧ-диапазона и характеристики нелинейного преобразования радиосигнала. Для широкого класса НО эта зависимость может быть описана выражением:

$$\sigma_n = \sigma_{k,n} P_{\text{пер}}^{n-1}(\lambda_0) \quad (2.12)$$

Величина $\sigma_{k,n} = \gamma_n G_{\text{НО}}^{n+1} (\lambda_0^2/4\pi)^n$ определяет коэффициент нелинейного рассеяния объектов (КНРО) на частоте гармоники n -го порядка. Следует отметить, что в при таком подходе размерность $[\sigma_n]$ ЭПР n -го порядка как и у площади м^2 , а у КНРО $[\sigma_{k,n}] = \text{м}^{2n} \text{Вт}^{1-n}$.

Таким образом, в дальнейшем целесообразно оперировать введенными характеристиками: ЭПР n -го порядка (σ_n) и КНРО ($\sigma_{k,n}$) – в качестве радиотехнических параметров, описывающих рассеивающие свойства выбранных форм исследуемых моделей ПРК произвольной ориентации. Отныне в данном исследовании вместо классического понятия ЭПР используется КНРО ($\sigma_{k,n}$) в качестве вторичного параметра, что позволяет упростить процесс моделирования и проектирования нелинейной РТС мониторинга местности. Таким образом, разработанные подходы к моделированию и введенные радиотехнические параметры создают теоретическую основу для вывода уравнения радиолинии второго рода, устанавливающего связь между мощностью принимаемого радиосигнала, рассеиваемого НО, параметрами РТС и среды распространения.

2.2 Уравнение радиолинии второго рода применительно к нелинейной РТС мониторинга местности

Радиолиния второго рода в нелинейной РТС представляет собой радиолинию, в которой радиосигнал СВЧ-диапазона излучается на частоте f_0 , а прием осуществляется на кратной гармонической частоте излучаемого сигнала, возникающей вследствие нелинейного преобразования наведенного СВЧ-полем радиопередатчика электрического сигнала на механических или электронных узлах НО и образования токовых гармоник. Нелинейность электрических характеристик НО приводит к возникновению вторичного излучения на гармонических частотах, кратных частоте излучаемого СВЧ-сигнала. В такой системе передающая антенна излучает радиосигнал основной частоты, который достигает НО, а возникающее вторичное излучение на n -ой гармонике улавливается приемной антенной. В классической РТС (например, при тропосферном или ионосферном рассеивании радиосигналов) частота излучения и отклика совпадают, тогда как в нелинейной системе частота отклика отличается от частоты излучаемого сигнала. Указанная особенность обеспечивает эффективное подавление паразитных отражений от линейных объектов и элементов окружающей среды, поскольку наличие СВЧ-сигнала на гармонической частоте однозначно свидетельствует о присутствии нелинейных рассеивателей СВЧ-энергии в составе исследуемых моделей ПРК разной геометрической формы (ИО-П, ИО-Ц и ИО-С). Данное свойство имеет принципиальное значение при обнаружении некоторых видов ERW с нелинейными компонентами на фоне пассивных отражателей. Вместе с тем использование гармонического отклика сопровождается существенным снижением уровня принимаемой мощности, что обусловлено, во-первых, более высоким порядком процесса рассеяния, при котором лишь малая часть энергии преобразуется в гармоническое излучение, и, во-вторых, увеличением степени пространственного ослабления сигнала [33-35]. В дальнейшем в настоящем разделе выводится уравнение радиолинии второго рода, устанавливающее связь

между мощностью принимаемого радиосигнала, рассеиваемого НО, параметрами РТС и среды распространения.

Физическая сущность процессов, протекающих в нелинейной РТС, детально рассмотрена в работе [36-38]. Приведенная модель позволяет описать порядок формирования отклика НО. На рисунке 2.4 представлена схема распространения радиосигналов от передающего к приемному устройству РТС с учетом их преобразования в описываемой радиолинии 2 рода.

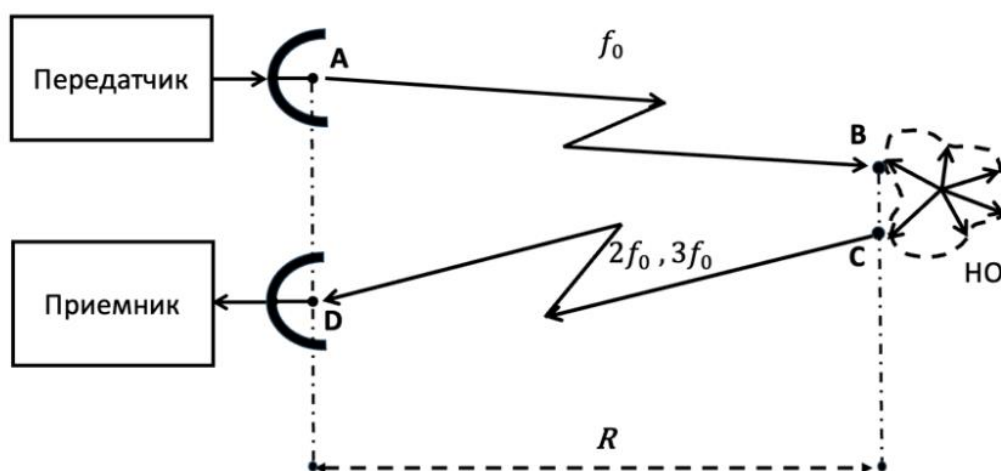


Рисунок 2.4 – Принцип действия нелинейной РТС

Поскольку на НО падает радиоволна СВЧ-диапазона и которая нелинейно преобразуется во вторую или третью гармонику СВЧ-сигнала, излучаемого в окружающее пространство, то можно радиотехнический процесс описать таким образом, что часть энергии радиоволны переноситься из точки А в точку В, где она рассеивается нелинейно в узлах сопряжения. НО улавливает этот излучаемый СВЧ-сигнал, после чего НО переизлучает на другой частоте СВЧ-сигнал из точки С, который в итоге приходит на раскрыт приемной антенны, т.е. в точку D. Таким образом, весь процесс можно описать как передачу энергии радиоволны по цепочке А-В-С-D, где происходит возбуждение, преобразование, обратное вторичное излучение радиосигнала на n-ой гармонике и улавливание части ее энергии.

Соответственно максимальная дальность действия в нелинейной РТС для радиолинии второго рода на второй и третьей гармониках ($n=2, n=3$) определяется следующими выражениями [30, 32, 36]:

$$R_{\text{Max},n} = \left(\frac{\gamma_n (P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{НО}})^n G_{\text{прм}} \lambda_n^2 \sigma_n G_{\text{НО}}}{(4\pi)^{2n+2} P_{\text{прм}} n^2} \right)^{\frac{1}{2n+2}}. \quad (2.13)$$

Рассматриваемые подходы имеют свои преимущества и ограничения. Инженерная формула, указанная в [31], основана на строгой теории рассеяния радиосигнала в свободном пространстве, имеет ограниченное применение из-за идеализированных условий упрощения самой модели нелинейной РТС. Модель не принимают во внимание влияние внешних факторов на процесс распространения радиоволны, таких как: рельеф местности, высота подъема антенн и НО, о также характера отражения радиоволн от поверхности Земли и ее электрических свойствах. Все это, и возможно многое другое, подчеркивает необходимость разработки более совершенной модели, способной учитывать разнообразие реальных условий эксплуатации нелинейной РТС [39]. Для лучшего понимания описанный выше процесс в упрощенной форме показан на рис. 2.5.

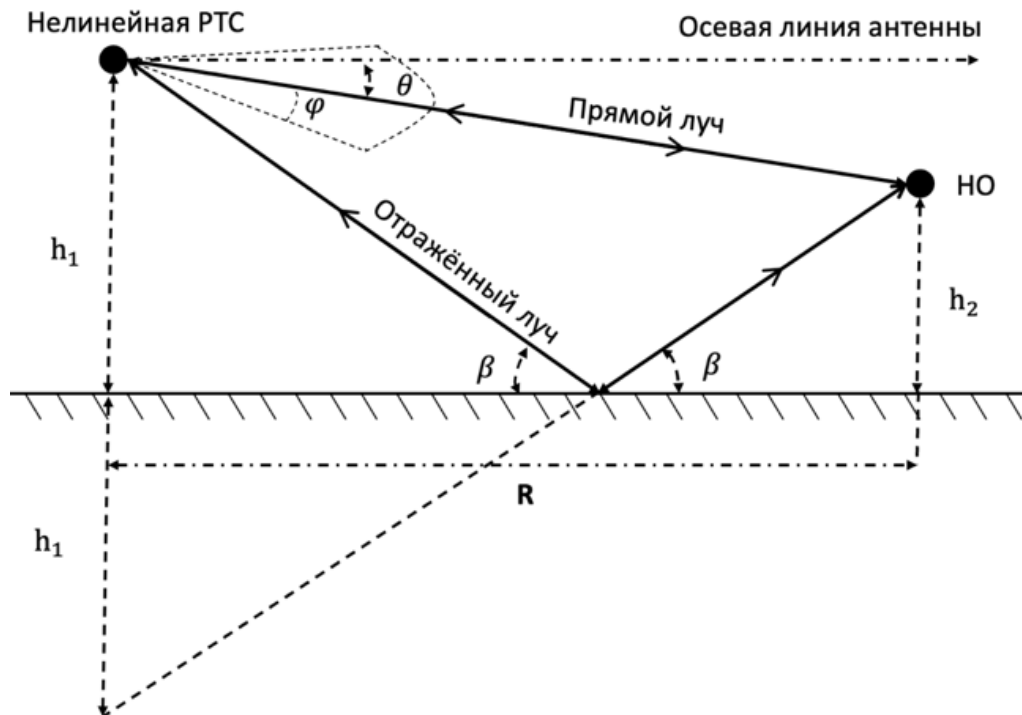


Рисунок 2.5 – Прямой и отраженный лучи при распространении радиоволн в методе нелинейной РТС

Для более точной оценки влияния неучтенных факторов рассмотрим геометрическую модель нелинейной РТС со спирально-эллиптической антенной, установленной, например, на наземном шасси. Это позволит компенсировать неравномерность освещенной поверхности, учесть отражения от границы раздела воздух-земля и минимизировать потери на излучение вне оси антенны, что критично для повышения точности расчетов дальности обнаружения [40, 41].

Формула расчета дальности для приема сигналов от НО является частным случаем классического уравнения радиолинии второго рода, адаптированного под особенности отклика от НО, содержащего рассеянные им гармонические составляющие. Исходя из классического представления о распространении радиоволны в свободном пространстве и геометрических условиях [36, 42, 43], представленных на рисунке 2.5 плотность потока мощности СВЧ-сигнала, падающего на НО, можно определить с помощью выражения:

$$P_{\text{пер}}(\lambda_0) = \frac{P_{\text{пер}}(\lambda_0)G_{\text{пер}}}{4\pi R^2} |F_{\text{пер}}(\lambda_0)|^2 \quad (2.14)$$

где $F_{\text{пер}}(\lambda_0)$ – амплитудная диаграмма направленности (АДН) передающей антенны.

Поскольку НО облучается СВЧ-сигналом, который нелинейно преобразуется во 2-ую или 3-ью токовую гармонику, и повторно излучает радиосигнал в свободное пространство, то мощность СВЧ-сигнала на выходе приемной антенны гармонического канала нелинейной РТС равна:

$$P_{\text{прм}}(\lambda_n) = P_{\text{прм}}(\lambda_n)G_{\text{прм}} \frac{\lambda_n^2}{4\pi} |F_{\text{прм}}(\lambda_n)|^2 \quad (2.15)$$

где $F_{\text{прм}}(\lambda_n)$ – АДН приемной антенны гармонического канала n -ой гармоники.

Если объект является нелинейным, его отклик на падающую радиоволну СВЧ-диапазона выражается через КНРО $\sigma_{k,n}$, из (2.6) (2.12) получим уравнение:

$$P_{\text{прм}}(\lambda_n) = \frac{P_{\text{пер}}^n(\lambda_0)}{4\pi R^2} \sigma_{k,n} \quad (2.16)$$

тогда результирующая мощность в пункте приема гармонического сигнала будет определяться по формуле:

$$P_{\text{прм}}(\lambda_n) = P_{\text{пер}}^n(\lambda_0) G_{\text{прм}} \sigma_{k,n} \left(\frac{\lambda_n}{4\pi R} \right)^2 |F_{\text{прм}}(\lambda_n)|^2 \quad (2.17)$$

Подставив (2.14) в (2.17), получим:

$$P_{\text{прм}}(\lambda_n) = P_{\text{пер}}^n(\lambda_0) G_{\text{прм}} G_{\text{пер}}^n \frac{\sigma_{k,n} \lambda_n^2}{(4\pi R)^{2n+2}} |F_{\text{пер}}(\lambda_0)|^{2n} |F_{\text{прм}}(\lambda_n)|^2 \quad (2.18)$$

На основе (2.18), выражение для дальности действия нелинейной РТС мониторинга местности принимает вид:

$$R = \left[\frac{1}{(4\pi)^{2n+2} n^2} \frac{P_{\text{пер}}^n(\lambda_0)}{P_{\text{прм}}(\lambda_n)} G_{\text{прм}} G_{\text{пер}}^n \sigma_{k,n} \lambda_0^2 |F_{\text{пер}}(\lambda_0)|^{2n} |F_{\text{прм}}(\lambda_n)|^2 \right]^{\frac{1}{2n+2}} \quad (2.19)$$

Это уравнение учитывает три ключевых фактора, влияющих на передачу и прием СВЧ-сигнала в радиолинии 2-ого рода, в которой рассеивающий падающую радиоволну объект радиотехнического поиска обладает нелинейными электромагнитными свойствами, а именно:

1. Параметры гармонического канала нелинейной РТС представлены через величину $P_{\text{пер}}^n(\lambda_0) G_{\text{прм}} G_{\text{пер}}^n \lambda_0^2 / P_{\text{прм}}(\lambda_n)$;
2. Свойства ИО-П, ИО-Ц и ИО-С характеризуются через КНРО σ_k ;
3. Внешние условия распространения сигнала, объединяются в коэффициент $F = |F_{\text{пер}}(\lambda_0)|^{2n} |F_{\text{прм}}(\lambda_n)|^2$, учитывающий геометрию (углы падения и отражения радиоволны, высоту антенн и местоположение НО, коэффициент отражения от поверхности Земли (через Γ), а также дополнительные потери (аттенюация, растительность, дифракция и т.д.).

Полученное выражение для расчета дальности действия нелинейной РТС учитывает широкий спектр физических и технических параметров, включая характеристики антенн, свойства НО и реальные условия их поиска, что влияет на общую эффективность новой модели нелинейной РТС мониторинга ландшафтно-почвенных зон.

Численное моделирование

Для оценки влияния основных параметров радиотехнической аппаратуры,

свойств НО и внешних условий поиска на максимальную дальность действия нелинейной РТС мониторинга местности определим исходные данные для численного моделирования процесса радиообнаружения [44].

Исходные данные. Мощность передатчика: $P_{\text{пер}}=30\div 500$ Вт. Длина волны излучаемого СВЧ-сигнала: $\lambda_0=0,07\div 0,11$ м. Коэффициент усиления передающей антенны: $G_{\text{пер}} = 20\text{дБ} = 100$. Коэффициент усиления приемной антенны: $G_{\text{прм}} = 20\text{дБ} = 100$. Мощность на входе приемника (порог чувствительности): $P_{\text{прм}}=10^{-15}$ Вт. Для НО рассмотрены два типа гармонического взаимодействия системы и НО: КНРО на 3-й гармонике ($n=3$): $\sigma_k=10^{-12}\div 10^{-10}$ м⁶/Вт²; КНРО на 2-й гармонике ($n=2$): $\sigma_k=10^{-9}\div 10^{-7}$ м⁴/Вт. Влияние условий поиска НО моделировалось с помощью коэффициента $F = 4\div 10$, который учитывает отражения от поверхности Земли, интерференционные эффекты, геометрию и место установки антенн. Полученные результаты представлены в виде трехмерных графиков и изолиний, отражающих взаимосвязь между основными параметрами системы и максимальной дальностью действия нелинейной РТС мониторинга местности.

Случай 1: Влияние параметров аппаратной части на дальность обнаружения

В этом случае исследуется зависимость максимальной дальности обнаружения R_{Max} от двух ключевых параметров нелинейной РТС – мощности передатчика $P_{\text{пер}}$ и длины волны λ_0 . Анализ проводится при условии поиска объекта с коэффициентом влияния окружающей среды $F=7$ (см. рис. 2.6).

Рассматриваются два типа взаимодействия при различных порядках нелинейности узла (контакта):

$$n = 3, \text{ КНРО на 3-й гармонике (n=3): } \sigma_k = 10^{-11} \text{ м}^6/\text{Вт}^2;$$

$$n = 2, \text{ КНРО на 2-й гармонике (n=2): } \sigma_k = 10^{-8} \text{ м}^4/\text{Вт}.$$

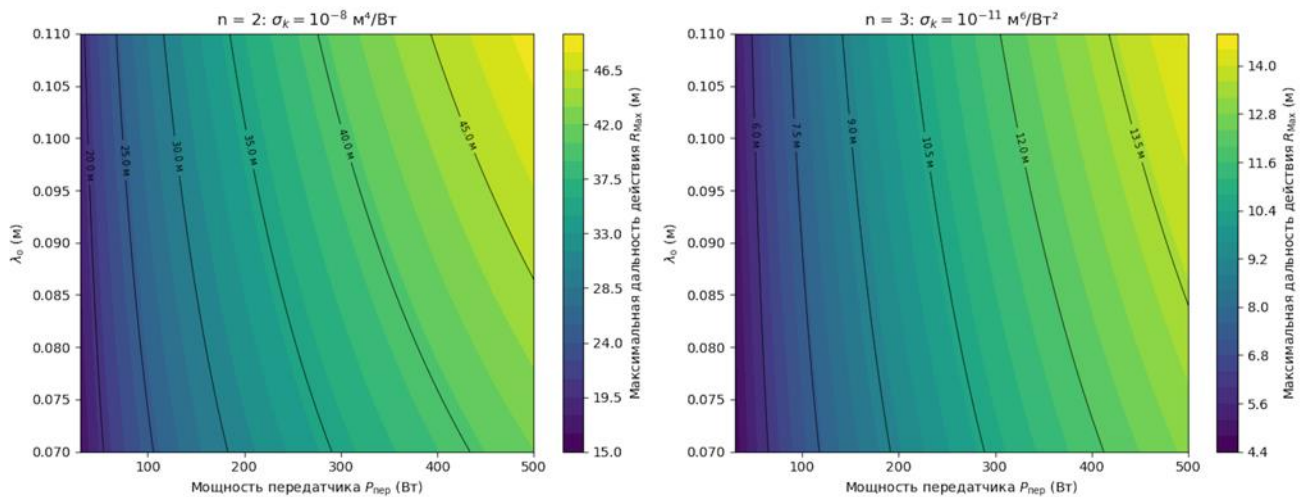


Рисунок 2.6 – Влияние мощности передатчика и длины волны на максимальную дальность обнаружения при различных порядках нелинейности ($n=2$ и $n=3$)

Анализ данных на графиках показывает, что в случае нелинейного взаимодействия дальность обнаружения R_{Max} на 2-ой гармонике значительно увеличивается при росте мощности передатчика $P_{\text{пер}}$ от 30 до 500 Вт и длины волны λ_0 от 0.07 до 0.11 м. Совокупное влияние этих факторов формирует четко выраженную область оптимальных условий радиопередачи в нелинейной РТС (см. рис. 2.6). Согласно аналитической зависимости, затухание при $n=2$ сравнительно слабое: $R_{\text{Max}} \sim P_{\text{пер}}^{1/6} \lambda_0^{1/3}$.

Для случая $n=3$ хотя наблюдается схожая тенденция роста дальности R_{Max} с увеличением $P_{\text{пер}}$ и λ_0 , степень прироста значительно ниже из-за более сильного затухания: $R_{\text{Max}} \sim P_{\text{пер}}^{1/8} \lambda_0^{1/4} P_{\text{пер}}^{1/8} \lambda_0^{1/4}$. В целом, дальность действия заметно меньше – порядка 2÷15 метров даже при высокой мощности излучения пункта передачи (до 500 Вт) и длине волны 0.11 м. Это подчеркивает ограничения использования нелинейной РТС более высокого порядка нелинейности в аналогичных условиях аппаратной реализации.

Случай 2: Влияние нелинейных свойств объекта на дальность обнаружения

В данном разделе исследуется влияние КНРО на максимальную дальность действия нелинейной радиотехнической системы. Анализ выполнен для двух

составляющих отклика, соответствующих гармоникам 2-го и 3-го порядка нелинейности. С целью оценки именно влияния параметров НО характеристики аппаратной части в рамках исследования принимались постоянными. К числу фиксированных параметров отнесены мощность передатчика, длина волны излучения, чувствительность приемника и коэффициент, учитывающий воздействие среды распространения.

В качестве расчетного значения принята длина волны $\lambda_0 = 0,09$ м, соответствующая частоте 3,33 ГГц. Выбор данного значения обусловлен тем, что указанный диапазон обеспечивает рациональное сочетание эффективности обнаружения, конструктивной компактности аппаратуры и возможности практической реализации нелинейной РТС как на колесных и гусеничных платформах, так и в составе переносных устройств. Соответствующие результаты моделирования приведены на рис. 2.7.

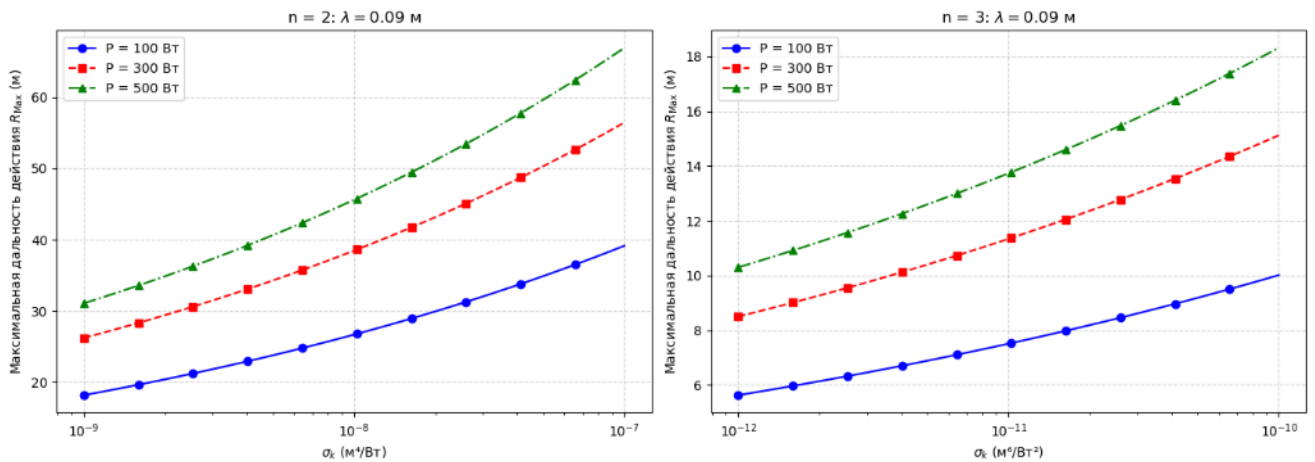


Рисунок 2.7 – Влияние КНРО на максимальную дальность обнаружения R_{Max} при $n = 2$ и $n = 3$ ($\lambda_0 = 0,09$ м, $F = 7$)

Полученные результаты показывают, что в условиях нелинейного взаимодействия максимальная дальность обнаружения по второй гармонике существенно возрастает с увеличением КНРО в диапазоне $\sigma_k = 10^{-9} \div 10^{-7}$ м⁴/Вт. Наиболее заметно данный эффект проявляется при высоких значениях мощности излучаемого СВЧ-сигнала. Напротив, для случая $n=3$, даже при увеличении σ_k и $R_{пер}$, дальность остается ограниченной (всего от 5 до 18 м) из-за сильных потерь

СВЧ-сигнала на трассе между пунктом передачи и приема исследуемой системы. Это подчеркивает преимущество нелинейной РТС низкого порядка в прикладных задачах, требующих безопасного обнаружения КРО на безопасной дальности.

Случай 3: Влияние среды распространения на дальность обнаружения

В этом разделе исследуется влияние коэффициента среды F , учитывающего такие условия, как отражение от поверхности Земли, интерференция и ориентация антенн, на максимальную R_{Max} дальность действия. Расчеты проведены для фиксированной длины волны $\lambda_0=0,09$ м и различных уровней мощности передатчика (100, 300, 500 Вт) как для порядка нелинейности $n=2$, так и для $n=3$. Рассмотрение значений F в диапазоне от 4 до 10 позволяет оценить потенциал увеличения дальности при более благоприятном распространении радиоволны, а соответствующие результаты моделирования представлены на рис. 2.8.

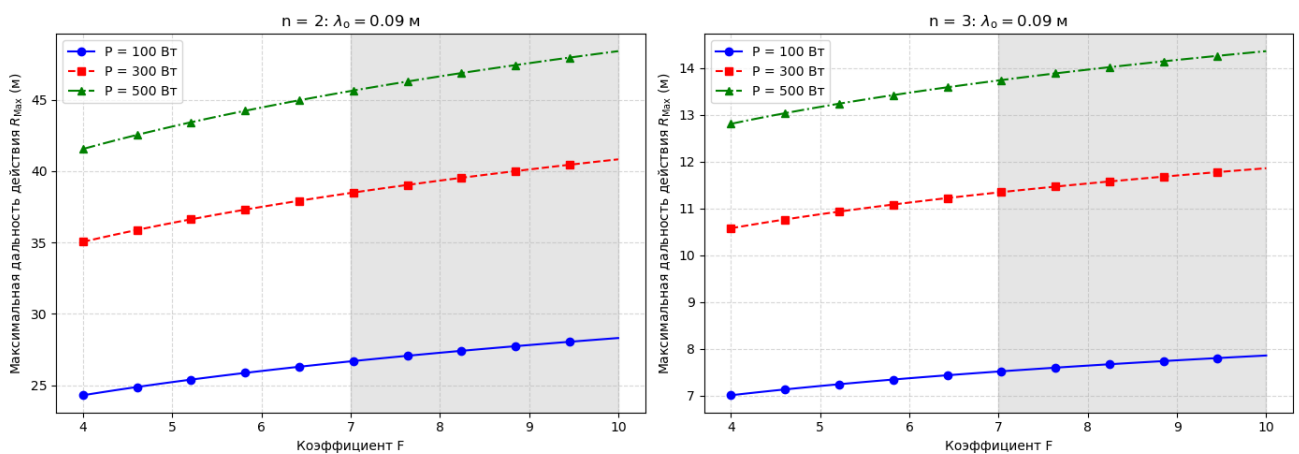


Рисунок 2.8 – Влияние коэффициента среды F на дальность действия для $n=2$ и $n=3$

На левой диаграмме ($n=2$) видно, что при увеличении коэффициента среды F с 4 до 10 дальность обнаружения R возрастает заметно. Например, при мощности передатчика $P_{\text{пер}} = 100$ Вт дальность увеличивается примерно с 24 м до 28 м, а при $P_{\text{пер}}=500$ Вт достигает 50 м. Коэффициент F отражает влияние таких факторов, как интерференция, отражение от поверхности Земли и ориентация антенны, что подчеркивает важность условий окружающей среды и геометрии

освещаемой антенной поверхности в повышении эффективности системы мониторинга.

На правой диаграмме ($n=3$) дальность действия заметно меньше по сравнению с $n=2$ из-за сильного затухания сигнала при более высоком порядке нелинейности. Даже при мощности $P_{\text{пер}}=500$ Вт максимальная дальность составляет около 14 м, а при 100 Вт – около 8 м. Хотя увеличение F также улучшает результаты, эффект этого роста гораздо меньше, чем при $n=2$.

Для получения общего представления о взаимосвязи параметров, влияющих на эффективность обнаружения нелинейной РТС, целесообразно обратиться к их наглядному сравнению на трехмерном графике, представленном на рис. 2.9.

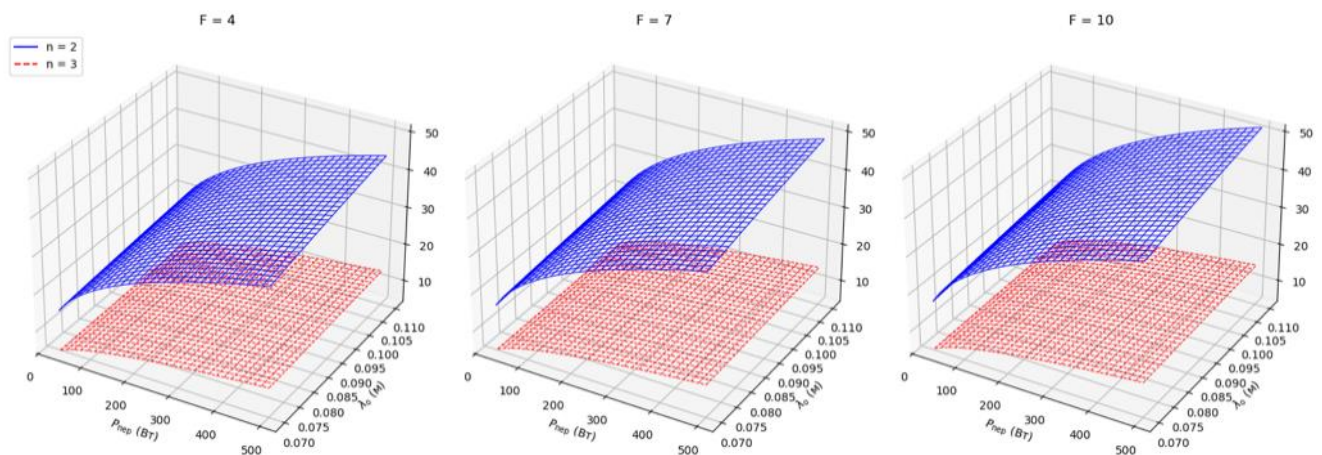


Рисунок 2.9 – Совместное влияние $P_{\text{пер}}$, λ_0 и F на дальность R_{Max} ($n = 2, 3$)

Выполненное численное моделирование позволило проследить влияние мощности передатчика, длины излучаемой волны, коэффициента среды и порядка нелинейности объекта на дальность действия нелинейной РТС мониторинга местности. Расчеты показывают, что для большинства практически важных диапазонов более эффективным является режим работы по второй гармонике ($n=2$), особенно при мощности $100\div 300$ Вт и длине волны $0,08\div 0,10$ м. Коэффициент передачи F также заметно влияет на характеристики системы. При соответствующей настройке антенн и учете отражений от поверхности его вклад в увеличение дальности обнаружения становится существенным. Работа по третьей гармонике ($n=3$) представляет интерес прежде всего для локальных задач, где

требуется более высокая селективность при обнаружении КРО. Следовательно, вторая и третья гармоники не следует рассматривать как взаимозаменяемые режимы. Первая из них дает преимущество по дальности, тогда как вторая целесообразна в условиях, где селективность важнее максимального радиуса действия. Такое сопоставление позволяет более обоснованно выбирать параметры системы для практического применения.

В данной работе представлен обобщенный подход к оценке дальности действия нелинейной РТС, включающий рассмотрение известных моделей, вывод расчетного соотношения и его последующую численную проверку. Разработанная модель нелинейной РТС мониторинга местности учитывает порядок гармоники, основные радиотехнические параметры аппаратуры, а также влияние свойств НО и условий поиска через коэффициенты КНРО и F . Для решения поставленных в исследовании задач особый интерес представляет режим работы на третьей гармонике ($n=3$). Несмотря на ограниченную дальность обнаружения, применение третьей гармоники обеспечивает повышение избирательности при мониторинге местности на наличие КРО и снижает вероятность ложных тревог, обусловленных переотражениями СВЧ-сигнала от местных предметов. В зависимости от условий распространения СВЧ-сигнала максимальная дальность может находиться вблизи нижней границы диапазона (3–7 м) либо достигать верхнего уровня (10–15 м и выше) при $F=7\div 10$. В условиях работы бортовой нелинейной РТС на специальном транспортном средстве, где антенны располагаются на высотах порядка 0,5–2 м, а КРО находятся в приповерхностном слое земли, вклад поверхностной радиоволны становится принципиальным. В связи с этим интегральный коэффициент передачи F приобретает ключевое значение, поскольку именно он определяет условия передачи СВЧ-сигнала в радиолинии второго рода. Указанные обстоятельства обуславливают необходимость детального рассмотрения влияния положения объекта относительно земной поверхности и параметров окружающей среды на величину F , что и составляет вопрос для изучения в последующем разделе 2.3.

2.3 Анализ влияния поляризации и факторов среды в нелинейной РТС

Местоположение объекта относительно поверхности Земли и характеристики окружающей среды бортовой нелинейной РТС играют ключевую роль в формировании механизмов распространения радиоволн СВЧ-диапазона и определяют эффективность обнаружения выбранных моделей КРО. Особое влияние оказывает близкое расположение КРО к земле, наличие плотной застройки и густых лесных массивов рядом с антенной системой нелинейной РТС мониторинга местности. Такие условия приводят к изменению угла отражения излучаемых СВЧ-сигналов и ухудшают взаимодействие радиоволн с КРО, снижая коэффициент передачи СВЧ-сигнала и ухудшая чувствительность гармонических каналов в нелинейной РТС мониторинга местности [45-48].

Дополнительное влияние оказывает многократное наложение отраженных сигналов от поверхности Земли, элементов рельефа, растительности и объектов застройки. Возникающие при этом фазовые и амплитудные искажения существенно сказываются на величине коэффициента передачи F . По этой причине при моделировании работы бортовой нелинейной РТС, размещенной на специальном транспортном средстве, необходимо учитывать характеристики окружающей среды [39, 45]. При разработке нелинейной РТС для размещения на специальных транспортных средствах следует принимать во внимание ряд факторов, которые ранее не получили достаточного рассмотрения. К их числу относятся условия распространения радиоволн, электрические свойства материальных сред, экранирующих КРО, а также особенности размещения и поляризации бортовых антенн при произвольной ориентации КРО. Данные факторы оказывают влияние на форму границы зоны обнаружения нелинейной РТС вдоль земной поверхности. В частности, необходимо уточнить роль интегрального коэффициента передачи сигналов F , который представляет собой результат взаимодействия падающей и отраженной радиоволны и зависит от следующих параметров (см. рис. 2.10): высота передающей антенны h_1 ; высота или положение объекта h_2 (на поверхности или неглубоко в почве); высота

рельефа местности или поверхностного слоя (растительность) h_f ; тип поляризации антенны (вертикальная, горизонтальная, эллиптическая); характер распространения радиоволн (поверхностный, пространственный, комбинированный). В этом случае параметры распространения объединяются в один интегральный коэффициент передачи СВЧ-сигнала.

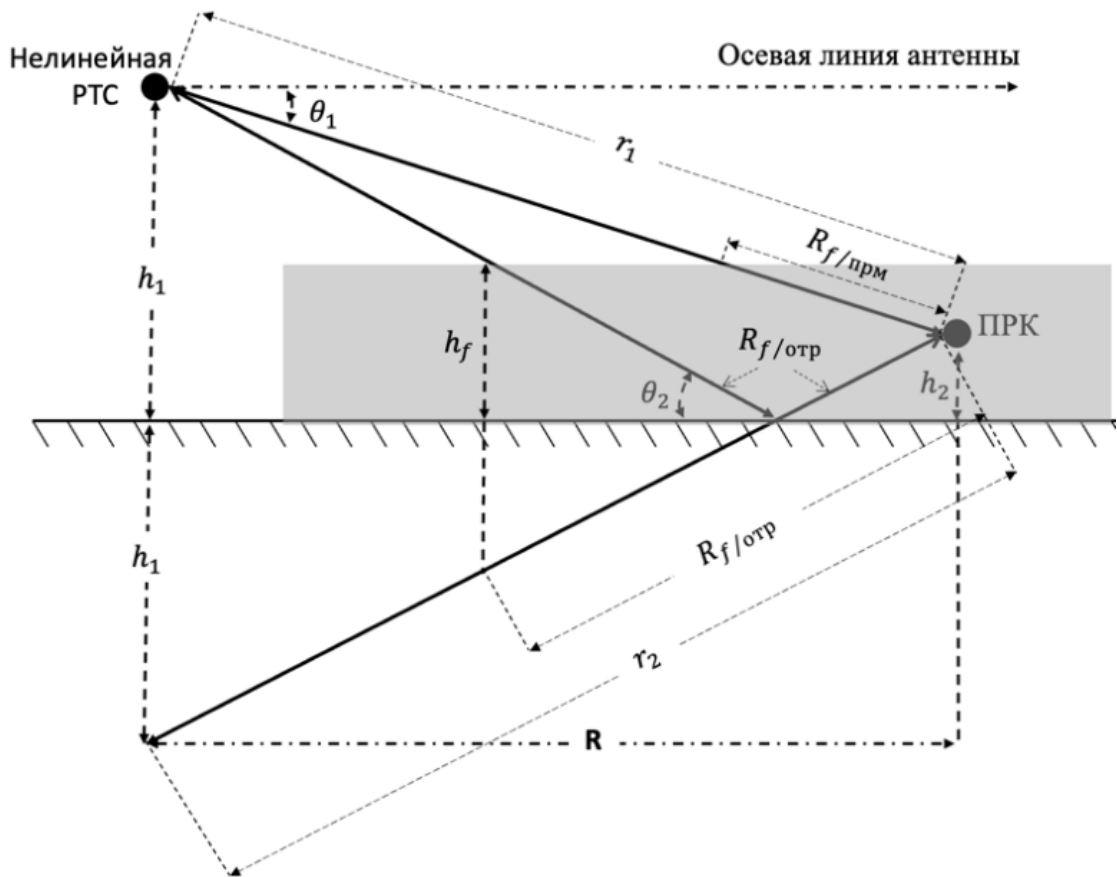


Рисунок 2.10 – Модель распространения радиоволны по Зоммерфельду–Нортону

Когда антенны нелинейной РТС находятся вблизи поверхности Земли, излучаемые радиоволны распространяются не только свободно распространяются в пространстве, но и активно взаимодействуют с окружающей средой. Часть энергии радиоволны отражается от поверхности Земли, другая же часть поглощается или рассеивается слоями, включающими растительный покров, влажный или сухой грунт, а также объектами с нелинейными электромагнитными свойствами. При низком расположении антенны и вертикальной или вертикально

эллиптической поляризации формируется поверхностная волна, способная эффективно передавать энергию первичного СВЧ-поля вдоль границы двух материальных сред «воздух-грунт» [33]. Эта поверхностная радиоволна играет важную роль в обеспечении энергетической связи с КРО, находящимся в растительности или приповерхностном слое земли, и влияет на коэффициент передачи сигналов F , который отражает суммарные потери первичного СВЧ-сигнала на распространение.

Во многих более ранних исследованиях [1, 49, 50] этот коэффициент часто упрощался или полностью исключался из рассмотрения. Однако в условиях реальной среды с учетом рельефа, растительности и неоднородной структуры приповерхностного слоя Земли именно интегральный коэффициент передачи сигнала F становится обобщенным параметром, влияющим на эффективность бортовой нелинейной РТС по обнаружению гармоник, нелинейно рассеянной моделью КРО.

Согласно [39], интегральный коэффициент передачи сигналов F в формуле дальности действия нелинейной РТС определяется выражением:

$$F = |F_{\text{пер}}(\lambda_0)|^{2n} |F_{\text{прм}}(\lambda_n)|^2 \quad (2.20)$$

В условиях, когда бортовая нелинейная РТС работает вблизи поверхности Земли – особенно при малой высоте антенны $h_1 \ll R$ и при расположении ПРК вплотную к поверхности $h_2 \approx 0$, интегральный коэффициент передачи сигнала F приобретает особое значение. Для корректного описания волновых процессов в такой конфигурации радиосистемы необходимо учитывать ряд физических величин, характеризующих окружающую среду.

Прежде всего, важную роль играет коэффициент отражения Γ , определяющий долю энергии, отраженной от поверхности Земли и дошедшую до приемной антенны плотность потока мощности СВЧ-сигнала. Значение Γ зависит от поляризации радиоволны и комплексной диэлектрической проницаемости поверхностного слоя земли (суглинок, песок, снег и т.п.), включая такие параметры как диэлектрическая проницаемость ε и удельная электропроводность σ [33, 45].

Кроме того, в условиях $h_1, h_2 \ll R$ и малых углов падения θ_2 , решающее значение может приобретать вклад поверхностной радиоволны, распространяющейся вдоль Земли. Согласно модели Зоммерфельда–Нортон [1], эта радиоволна особенно эффективно направляет энергию поля передающей станции неоднородностям, находящимся близко к поверхности и частично скрытым верхним слоем грунта.

Весь путь распространения радиоволны может быть поделен на два участка. Первый – передача энергии СВЧ-сигнала от антенны передающей станции к месту нахождения электрической неоднородности (от освещаемой радиоволной всей или части поверхности КРО). Второй – передача рассеянной энергии СВЧ-сигнала (нелинейных гармоник второго и третьего порядков) от места электрической неоднородности (от всей или части освещаемой поверхности КРО), обладающей нелинейной ВАХ, обратно к антенне радиостанции, принимающей вторую или третью гармонику.

Геометрические условия и среда распространения на обоих участках аналогичны, однако различия в частоте СВЧ-сигнала вызывают отличия в фазовых длинах радиоканала и уровнях затухания ЭМК второго и третьего порядков соответственно. Рассмотрим подробно каждый участок общего пути распространения радиоволны, показанный на рис. 2.10.

Классическая работа А. Зоммерфельда [49], опубликованная в 1909 году, заложила основы моделирования процесса распространения электромагнитной волны (ЭМВ), начиная от простых излучателей типа диполь Герца, расположенных вблизи границы раздела «воздух–грунт», до современных антенных систем. Однако модель Зоммерфельда отличается высокой аналитической сложностью и математической громоздкостью, что затрудняет ее прямое применение в задачах проектирования или численного моделирования РТС.

В 1936 году К.А. Нортон предложил более эффективный метод упрощения процесса моделирования [50], заключающийся в разложении общего поля на две составляющие: пространственную и поверхностную. Формула для электрической

составляющей поля при этом приняла следующий вид:

$$E = E_0 \left[\cos^3 \theta_1 e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_1} + \Gamma \cos^3 \theta_2 e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_2} + (1 - \Gamma) \cos^2 \theta_2 e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_2} \right] \quad (2.21)$$

где r_1 , r_2 – длина пути прямого и отраженного лучей, м; θ_1 – угол между направлением распространения прямой радиоволны и горизонталью, град.; θ_2 – угол падения радиоволны на отражающую земную поверхность, град.; E – напряженность электрического поля в точке приема, В/м; E_0 – амплитуда напряженности электрического поля падающей (прямой) радиоволны, В/м.

Если обе части уравнения разделить на $E_0 \cos^3 \theta_1 e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}r_1}$ то получим одномерное выражение для коэффициента $F_{\text{пер}}$:

$$F_{\text{пер}} = 1 + \Gamma \frac{\cos^3 \theta_2}{\cos^3 \theta_1} e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}(r_2-r_1)} + (1 - \Gamma) \frac{\cos^2 \theta_2}{\cos^3 \theta_1} e^{-i\frac{2\pi}{\lambda}(r_2-r_1)} \quad (2.22)$$

Таким образом, использование модели Зоммерфельда–Нортон позволяет описать вклад как прямой (пространственной), так и отраженной (поверхностной) радиоволны поля радиостанции, что особенно важно при малых высотах подъема антенн и укрытых верхним слоем грунта КРО. Формула (2.22) дает возможность численно оценить одномерный коэффициент передачи $F_{\text{пер}}$, а через него – интегральный коэффициент передачи сигнала F , критически важный для оценки максимальной дальности обнаружения нелинейной РТС мониторинга местности.

В исследовании К.А. Нортон 1936 года рассматривались только горизонтальная и вертикальная поляризации, однако эти типы поляризации обладают рядом ограничений. Для рассматриваемой задачи более целесообразной является вертикально-эллиптическая поляризация с малым углом наклона, так как она сохраняет эффективность возбуждения поверхностных радиоволн и одновременно повышает надежность обнаружения неориентированных КРО, то есть объектов с произвольной или нестабильной формой и ориентацией. При этом вертикальная составляющая электрического поля остается доминирующей, что обеспечивает такой же коэффициент передачи СВЧ-сигнала, как и при

вертикальной поляризации, но с повышенной гибкостью РТС к ориентации КРО.

Согласно [45, 51], эллиптически поляризованную волну можно представить в виде (см. рис. 2.11):

$$\vec{E}(t) = E_{\text{вер}} \cos(\omega t) \vec{z} + E_{\text{гор}} \cos(\omega t + \delta) \vec{x} \quad (2.23)$$

где $E_{\text{вер}} = E_o \cos(\theta_p)$ – вертикальная составляющая;

$E_{\text{гор}} = E_o \sin(\theta_p)$ – горизонтальная составляющая;

δ – фазовый сдвиг между компонентами (обычно $\pm 90^\circ$ для круговой поляризации, но в общем случае может быть любым).

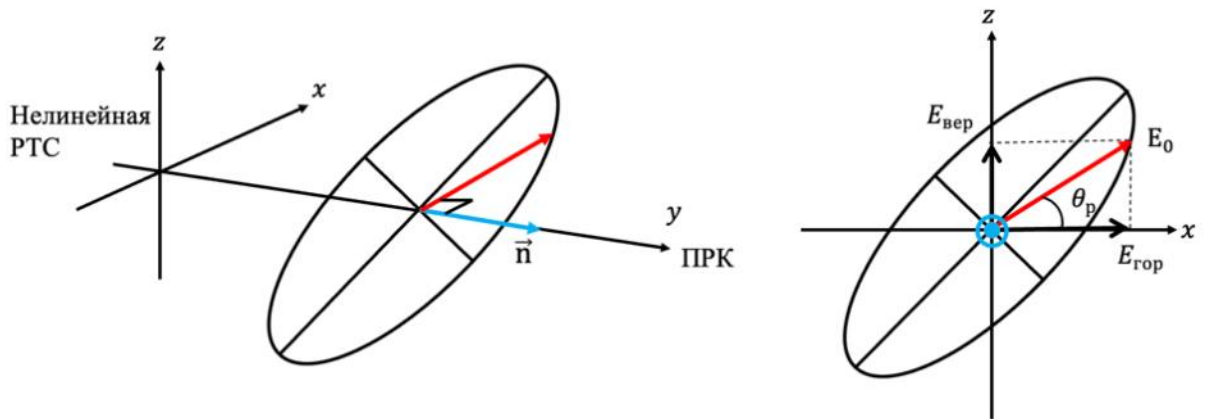


Рисунок 2.11 – Модель распространения радиоволны с эллиптической поляризацией вдоль оси, соединяющей антенну нелинейной РТС и объект зондирования

Угол эллиптической поляризации θ_p определяется через соотношение между вертикальной и горизонтальной компонентами:

$$\tan(\theta_p) = \frac{E_{\text{гор}}}{E_{\text{вер}}} \quad (2.24)$$

Для учета отражения эллиптически поляризованной радиоволны от поверхности Земли, в [1, 33] приводится обобщенная формула для коэффициента отражения $\Gamma_{\text{эллип}}$:

$$\Gamma_{\text{эллип}} = \Gamma_{\text{гор}} \sin^2(\theta_p) + \Gamma_{\text{вер}} \cos^2(\theta_p) \quad (2.25)$$

где $\Gamma_{\text{гор}}$ и $\Gamma_{\text{вер}}$ – коэффициенты отражения для горизонтальной и вертикальной поляризаций, определяемые как

$$\Gamma_{\text{гор}} = \frac{\sin \theta_2 - \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}} - \cos^2 \theta_2}}{\sin \theta_2 + \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}} - \cos^2 \theta_2}}, \quad \Gamma_{\text{вер}} = \frac{\varepsilon_{\text{эфф}} \sin \theta_2 - \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}} - \cos^2 \theta_2}}{\varepsilon_{\text{эфф}} \sin \theta_2 + \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}} - \cos^2 \theta_2}} \quad (2.26)$$

где $\varepsilon_{\text{эфф}} = \varepsilon_r - j60\lambda\sigma$ – эффективная комплексная диэлектрическая проницаемость среды (почвы, песка и др.):

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \approx \varepsilon_r - j60\lambda\sigma,$$

где $\omega = 2\pi c / \lambda$ – круговая частота ЭМВ с физическими константами: электрическая постоянная ($\varepsilon_0 = 8,8548 \times 10^{-12} \text{ Ф / м}$) и скорость света в вакууме ($c = 3 \times 10^8 \text{ м / с}$); ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость среды; σ – удельная электропроводность среды, С/м.

Помимо влияния типа поляризации, существенную роль в процессе распространения радиоволн играет наличие растительного покрова. Одномерный коэффициент ослабления амплитуды СВЧ-сигнала за счет рассеяния энергии поля в материальной среде определяется выражением [1,33]:

$$L_f = 10^{-0.05\alpha_f R_f} \quad (2.27)$$

где α_f – коэффициент ослабления СВЧ-сигнала в растительном покрове;

R_f – длина пути прохождения СВЧ-сигнала через растительность, м.

Согласно эмпирическим исследованиям Боуллосса [52], коэффициент α_f в зависимости от длины радиоволны и эллиптической поляризации выражается следующим образом:

$$\alpha_f = D_{\text{эллип}} \left(0,1 + 0,2 \log_{10} \frac{3 \cdot 10^{12}}{\lambda} \right) \quad (2.28)$$

где $D_{\text{эллип}} = \sin^2(\theta_p) + 2\cos^2(\theta_p)$ – эквивалентное значение для эллиптической поляризации.

При условии, когда высота растительного слоя (h_f) находится ниже уровня

антенны передатчика ($h_1 > h_f > h_2$), рассеяние СВЧ-энергии растительным покровом становится несущественным. Таким образом, распространение СВЧ-сигнала можно адекватно описать с использованием метода физической оптики и модели двухлучевого распространения радиоволн (см. рис. 2.10).

Согласно этой модели, длина пути передачи сигнала в растительности делится на два луча:

прямой:

$$R_{f/прм} = \frac{h_f - h_2}{h_1 - h_2} \sqrt{R^2 + (h_1 - h_2)^2} \quad (2.29)$$

отраженный:

$$R_{f/отр} = \frac{h_f + h_2}{h_1 + h_2} \sqrt{R^2 + (h_1 + h_2)^2} \quad (2.30)$$

Однако в нашем случае выполняется условие $h_2 \ll h_1 \ll R$, следовательно, $R_{f/прм} \approx R_{f/отр}$. Это позволяет одномерный коэффициент ослабления сигнала определять по формуле:

$$L_f = 10^{-0.05 \alpha_f \frac{h_f + h_2}{h_1 + h_2} \sqrt{R^2 + (h_1 + h_2)^2}} \quad (2.31)$$

Антенны нелинейной РТС устанавливаются на борт специального транспорта, как правило, высоте 0,5–2 метров от поверхности Земли. Такая конфигурация радиосистемы благоприятствует формированию как пространственных, так и поверхностных волн. Обнаруживаемые ПРК обычно находятся вблизи поверхности и могут быть частично укрыты растительностью, поэтому при моделировании процесса распространения радиоволн необходимо учитывать потери СВЧ-сигнала в растительности.

На практике, дальность действия нелинейной РТС составляет преимущественно менее 20 метров [39], то есть находится в области, где поверхностные радиоволны по Нортону еще сохраняют силу и могут доминировать в процессе передачи СВЧ-энергии.

Учитывая специфические условия задачи $h_2 \ll h_1 \ll R$, углы падения очень малы. Поэтому, согласно [45, 51], можно аппроксимировать:

$$\Delta = \frac{2\pi}{\lambda_0}(r_2 - r_1) \approx \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda_0 R} \quad (2.32)$$

На основе другой работы [5] и с учетом данного приближения можно получить выражение для приближенного значения коэффициента F :

$$\begin{cases} F \approx \left| 2 \sin \frac{\Delta}{2} \right|, \text{ при } \frac{\Delta}{2} \gg 0; \\ F \approx \frac{4\pi h_{1e} h_{2e}}{\lambda R}, \text{ при } \frac{\Delta}{2} \approx 0. \end{cases} \quad (2.33)$$

В условиях, когда антенна и объект находятся очень близко к поверхности Земли, реальные значения высоты h_1 и h_2 некорректно описывают процессы отражения и распространения радиоволн. В таких случаях необходимо использовать эффективные высоты h_{1e} и h_{2e} , определяемые согласно модели Буллингтона [52] с учетом влияния земной поверхности:

$$h_{1e} = |h_1 + jh_0|, h_{2e} = |h_2 + jh_0| \quad (2.34)$$

где h_0 – минимальная эффективная высота, рассчитываемая по формуле:

$$h_0 = \frac{\lambda}{2\pi q_{\text{эллип}}} \quad (2.35)$$

где $q_{\text{эллип}}$ – эффективный коэффициент среды для эллиптически поляризованной радиоволны, определяемый как взвешенное среднее между коэффициентами для горизонтальной и вертикальной поляризаций с учетом угла эллиптичности θ_p , который в данном исследовании принимается равным

$$q_{\text{эллип}} = q_{\text{гор}} \sin^2(\theta_p) + q_{\text{вер}} \cos^2(\theta_p) \quad (2.36)$$

где $q_{\text{гор}} = \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}} - \cos^2 \theta_2}$, $q_{\text{вер}} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}} - \cos^2 \theta_2}}{\varepsilon_{\text{эфф}}}$ – эффективные коэффициенты

среды для радиоволн с соответственно вертикальной и горизонтальной эллиптической поляризацией.

В рамках данного исследования рассматриваются два типа почвы: влажный грунт (см. рис. 2.12а) и сухой грунт (см. рис. 2.12б). На основании данных о их характеристиках построена зависимость h_0 от длины волны ЭМК и угла эллиптической поляризации.

Анализ зависимостей показывает, что эллиптическая поляризация с преимущественно вертикальной составляющей (угол наклона эллипса $\theta_p = 10\text{--}40^\circ$) является наиболее эффективной. В этом диапазоне значение h_0 остается достаточно большим для сохранения способности возбуждения поверхностных волн, аналогично вертикальной поляризации, но при этом обеспечивает повышенную стабильность в обнаружении ПРК с произвольной ориентацией.

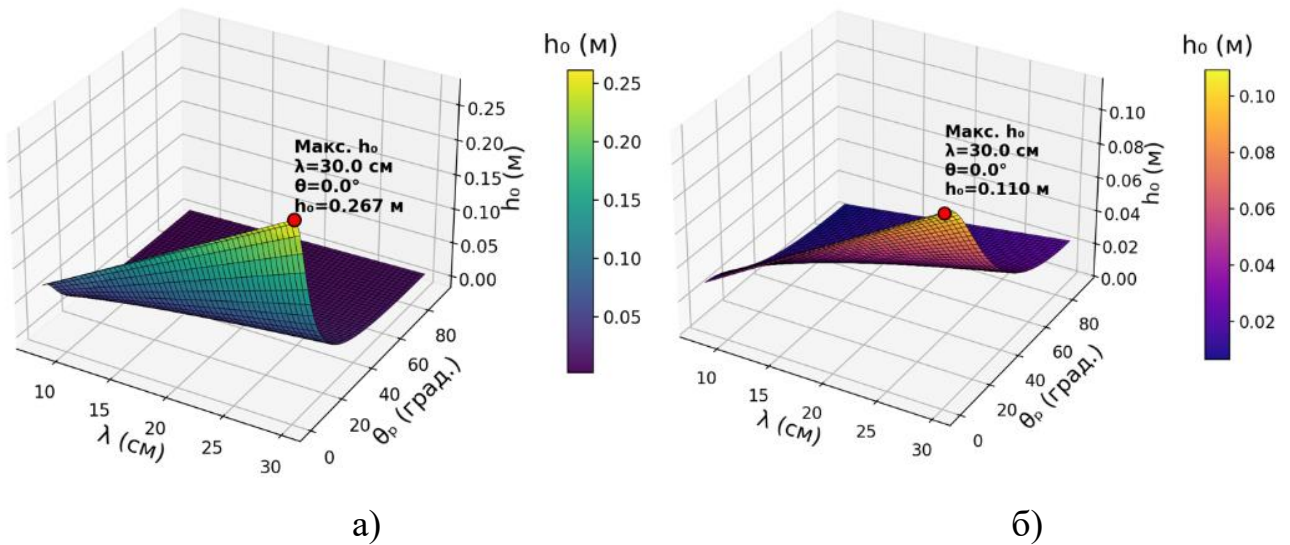


Рисунок 2.12 – Зависимость эффективной высоты h_0 от длины волны и угла эллиптической поляризации для двух тип почвы:

(а) влажный грунт ($\epsilon=30$, $\sigma=0,2$), (б) сухой грунт ($\epsilon=4$, $\sigma=0,001$)

При условии $h_2 \ll h_1 \ll R$, из формул (2.22) и (2.33), можно вывести одномерное приближенное выражение для коэффициента $F_{\text{пер}}$ в виде:

$$F_{\text{пер}} \approx \frac{4\pi h_1 e h_2 e}{\lambda R} 10^{-0.05 \alpha_f \frac{h_f + h_2}{h_1 + h_2} \sqrt{R^2 + (h_1 + h_2)^2}} \quad (2.37)$$

где коэффициент ослабления α_f зависит от поляризации радиоволны и частоты ЭМК:

$$\alpha_f = \left(\sin^2 \theta_p + 2 \cos^2 \theta_p \right) \left(0,1 + 0,2 \log_{10} \frac{3 \cdot 10^{12}}{\lambda} \right).$$

В нелинейной РТС мониторинга местности, отраженная радиоволна имеет частоту, кратную падающей, т.е. nf . В этом случае вводится коэффициент

ослабления гармоники: $\alpha_{nf} = \left(\sin^2 \theta_p + 2 \cos^2 \theta_p \right) \left(0,1 + 0,2 \log_{10} \frac{3n \cdot 10^{12}}{\lambda} \right)$.

Таким образом, из (2.19) и (2.37) можно вывести интегральный коэффициент передачи сигнала F , учитывающий как падающую, так и отраженную радиоволну:

$$F \approx \left(\frac{4\pi h_{1e/пер} h_{2e/пер}}{\lambda R} \right)^{2n} \left(\frac{4n\pi h_{1e/прм} h_{2e/прм}}{\lambda R} \right)^2 10^{\frac{-\sqrt{R^2 + (h_1 + h_2)^2}}{10(h_1 + h_2)}} (n(h_f + h_2)\alpha_f + (h_f + h_2)\alpha_m) \quad (2.38)$$

где $h_{1e/пер}$, $h_{2e/пер}$ – эффективные высоты для излучения СВЧ-сигнала, м;

$h_{1e/прм}$, $h_{2e/прм}$ – эффективные высоты для приема СВЧ-сигнала на частоте n -ой гармоники, м.

Проведенный анализ особенностей распространения пространственных и поверхностных радиоволн показал, что интегральный коэффициент передачи СВЧ-сигнала F , характеризующий эффективность нелинейной РТС мониторинга местности, существенно зависит от высоты размещения антенн, положения обнаруживаемого КРО при его произвольной ориентации, а также от угла наклона поляризации и длины волны на отдельных участках распространения сигнала. Указанные параметры необходимо учитывать при оценке дальности действия системы и надежности обнаружения КРО, особенно в случае его расположения в приповерхностном слое.

Полученные аналитические соотношения и предложенные аппроксимационные зависимости позволили более полно рассмотреть влияние электрических свойств среды, параметров поляризации и геометрии радиолинии на формирование пространственных и поверхностных радиоволн в ближней зоне антенн нелинейной РТС мониторинга местности. Особое внимание было уделено учету затухания в растительном покрове и переходу к эффективным высотам антенн для корректного описания ближнеполных конфигураций радиосистем, работающих в ближнем поле. Кроме того, показано, что при вертикальной или вертикально-эллиптической поляризации антенн формируется поверхностная радиоволна, что говорит о необходимости правильного подбора угла поляризации

в нелинейной РТС мониторинга местности.

При определении угла поляризации и производстве численных расчетов эффективности нелинейной РТС мониторинга местности учитываются результаты, опубликованные в [39], а также задаются исходные данные, отражающие реальные условия эксплуатации системы, и варьируемый диапазон угла наклона поляризации излучаемого СВЧ-сигнала [44].

Исходные данные для моделирования: длина радиоволны: $\lambda = 0.09$ м. Угол эллиптической поляризации θ_p : от 0 до 90 град. Высота антенны $h_1 = 1,5$ м. Высота ПРК $h_2 = 0 - 0,3$ м. Толщина растительного покрова $h_f = 0,2 - 0,5$ м. Порядок гармоники: $n = 2$ или 3. Дальность сканирования $R = 5 - 20$ м. Тип почвы: влажный грунт ($\epsilon = 30, \sigma = 0,2$), сухой грунт ($\epsilon = 4, \sigma = 0,001$).

На первом этапе численных расчетов, результаты которых показаны на рис. 2.13, исследуется влияние интегрального коэффициента передачи сигнала F , типа почвы и высоты подъема объекта h_2 от угла поляризации радиоволны θ_p при фиксированных значениях остальных параметров: $h_1 = 1,5$ м, $R = 10$ м, $h_f = 0,3$ м и $n = 2, 3$ (см. рис. 2.13).

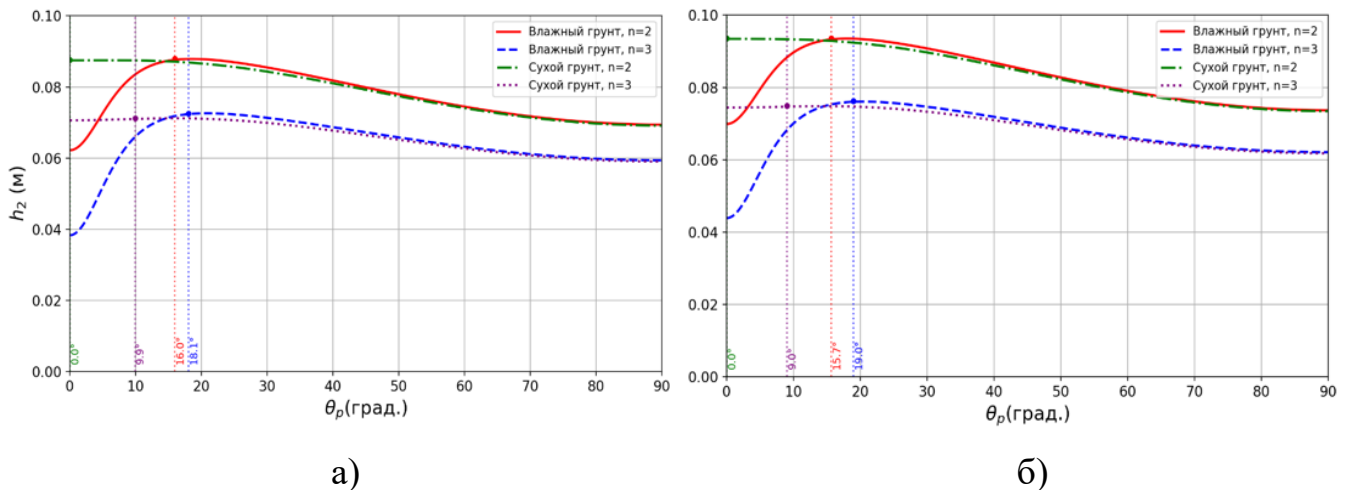


Рисунок 2.13 – Зависимость угла эллиптической поляризации θ_p от высоты объекта h_2 , типа почвы и коэффициента F : (а) $F=7$, (б) $F=10$

Анализ полученных зависимостей свидетельствует о следующем: при неизменном коэффициенте передачи сигнала F , снижение высоты расположения

объекта h_2 приводит к существенному увеличению зависимости эффективности нелинейной РТС от угла поляризации радиоволны и влажности грунта. Это наблюдение подкрепляет гипотезу о том, что высокая эффективность обнаружения ПРК на малых высотах достигается благодаря высокой чувствительности нелинейной РТС к действию поверхностных радиоволн. Из рис. 5 видно, что стабильные значения F обеспечиваются при углах поляризации радиоволны $\theta_p \approx 0-20$ град. В этом диапазоне углов доминирует вертикально ориентированная составляющая электрического поля, что благоприятствует формированию поверхностных радиоволн и увеличивает устойчивость нелинейной РТС мониторинга местности к случайной ориентации объекта.

При сравнении двух типов почв видно, что при сухой почве гармонический канал в нелинейной РТС мониторинга местности практически не чувствителен к изменению угла поляризации θ_p , а при влажной – демонстрирует более выраженную чувствительность к насыщенности грунтов водой. Однако разница между влажной и сухой почвой не критична при низком расположении ПРК относительно границы раздела сред, что подтверждает возможность широкого применения рассчитанных углов поляризации в практике проектирования нелинейной РТС мониторинга местности при обнаружении произвольно ориентированных моделей КРО.

В более раннем исследовании [39] показано, что пороговое значение интегрального коэффициента передачи $F=7$ является достаточным для уверенного обнаружения нелинейных гармоник. Так при $n=2$ и для случая влажной почвы, диапазон допустимых дальностей сканирования составляет от 10 до 20 м, а при $n=3$ – от 5 до 8 м. Эти данные будут использованы при построении зависимости максимальной дальности обнаружения R от других параметров при фиксированном значении коэффициента передачи СВЧ-сигнала.

На **втором этапе численного** расчета были зафиксированы следующие параметры $h_1=2$ м, $F=7$. Проведен расчет для трех дальностей: $R=5$ м, 10 м, 15 м и для четырех углов поляризации: $\theta_p=0, 10, 15$ и 20 град. На рис. 2.14 представлена зависимость положения линии уровня коэффициента передачи $F=7$

от толщины растительного покрова h_f и высоты объекта h_2 для нелинейной гармоникой второго и третьего порядков.

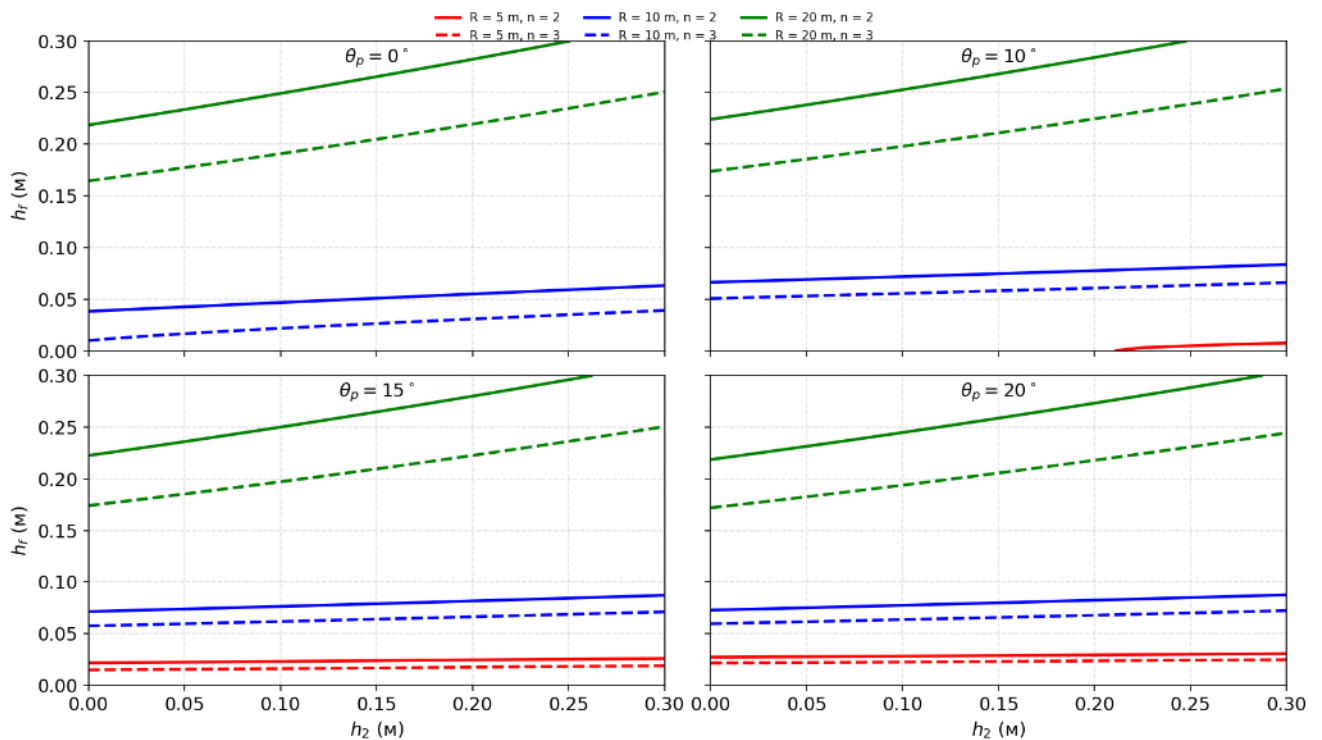


Рисунок 2.14 – Зависимость положения линии уровня $F=7$ от угла поляризации θ_p , расстояния до ПРК R , толщины растительного покрова h_f и высоты объекта h_2

Как видно из рис. 2.14, при углах поляризации $\theta_p = 0, 10$ град. в одинаковых условиях окружающей среды наблюдается низкое качество работы нелинейной РТС на расстояниях до 5 м от ПРК. Это особенно выражено при приеме нелинейной гармоникой третьего порядка, что демонстрирует влияние растительности на ослабление полезного СВЧ-сигнала при излучении вертикально поляризованной радиоволны. Начиная с угла поляризации около $\theta_p = 15$ град., появляются отчетливые контуры уровня $F=7$ двух гармоник даже при дистанции 5 м от нелинейной РТС, что свидетельствует о более эффективном возбуждении поверхностных радиоволн. При угле поляризации $\theta_p = 20$ град. наблюдается небольшое снижение качества работы системы, что более сильно выражено для второй гармоники.

Таким образом, можно заключить, что углы поляризации в диапазоне от 15

до 20 град. являются эффективными для обеспечения надежной работы нелинейной РТС мониторинга местности на дистанции от 5 до 20 м при сохранении высокого значения коэффициента передачи СВЧ-сигнала. Подтверждая это на рис. 2.15 представлен интегральный коэффициент передачи F для угла наклона поляризации зондирующего СВЧ-сигнала $\theta_p = 15$ град.

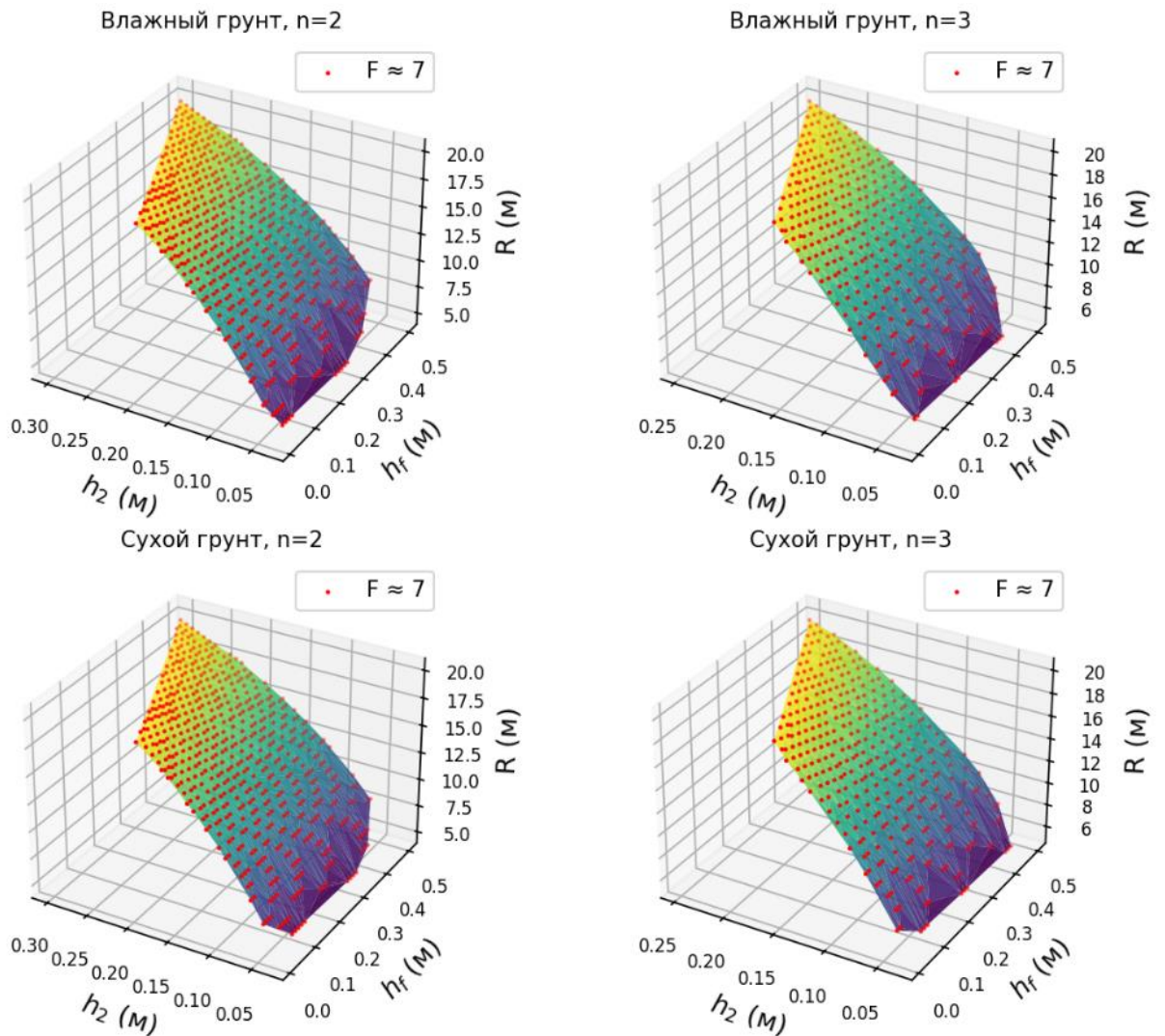


Рисунок 2.15 – Трехмерная зависимость интегрального коэффициента передачи сигнала F от высоты объекта h_2 , толщины растительного покрова h_f и дальности обнаружения R при $\theta_p = 15$ град.

Анализ данных, представленных на рис. 2.15 показывает, что при одинаковых условиях окружающей среды наблюдаются отличия в качестве работы нелинейной РТС на второй и третьей гармониках, зависящие от состояния

грунта. Так, при приеме второй гармоники на влажном грунте отчетливые контуры уровня $F=7$ формируются на меньших дистанциях от нелинейной РТС, тогда как на сухом грунте они сохраняются вплоть до 20 м, что указывает на более выраженное влияние влажности среды на ослабление полезного СВЧ-сигнала. Для третьей гармоники различия между влажным и сухим грунтом менее заметны: устойчивые области уровня $F = 7$ присутствуют в обоих случаях и прослеживаются на дистанциях до 15–20 м, демонстрируя меньшую зависимость от диэлектрических свойств почвы.

Результаты численного моделирования показывают, что эффективность нелинейной РТС при размещении антенной системы на борту специального транспортного средства в значительной мере определяется условиями приповерхностного распространения СВЧ-излучения. Существенное влияние при этом оказывают вклад отраженной и поверхностной радиоволн, электрические свойства грунта, а также наличие растительного покрова. В этих условиях интегральный коэффициент передачи F может рассматриваться как обобщенный параметр, характеризующий суммарные потери в радиолинии второго рода и, следовательно, влияющий на дальность и надежность регистрации нелинейных гармоник.

Таким образом, при приеме сигнала на третьей гармонике коэффициент передачи СВЧ-сигнала F приобретает принципиальное значение для оценки дальности действия и надежности работы нелинейной РТС мониторинга местности. Расчеты показывают, что для мобильного варианта радиоэлектронной аппаратуры наиболее предпочтительным является диапазон углов эллиптической поляризации $\theta_p \approx 15-20$ град. При таких значениях угла поляризации и высоте установки антенн ($h_1 = 1,5 - 2$ м) обеспечивается эффективное возбуждение поверхностных волн при сохранении устойчивости к произвольной ориентации КРО. При этом отклик на третьей гармонике оказывается менее чувствительным к изменениям состояния грунта. Эти выводы далее используются при выборе параметров излучаемого сигнала на частоте f_0 и конфигурации антенной системы нелинейной РТС мониторинга местности для мобильных РТК.

2.4 Радиотехнический выбор режима и типа сигнала для гармонических каналов обнаружения коррозионно-разрушенных объектов

Как отмечалось в подразделе 2.1, энергия принимаемого сигнала на третьей гармонике чрезвычайно мала по сравнению с энергией излучения и не проявляет себя столь явно, как сигналы на первой и второй гармониках. В условиях сложной и неоднородной среды, сопровождающейся множественными паразитными отражениями, задача надежного обнаружения и выделения излучений третьего порядка приобретает особую актуальность и требует разработки эффективных методов приема и обработки таких сигналов. Для решения этой задачи необходимо обеспечить максимально возможное отношение сигнал/шум и энергетическую эффективность радиолинии, что напрямую зависит от выбранного режима излучения [53]. Выбор режима излучения существенно влияет на энергетические показатели радиосистемы, включая отношение сигнал/шум и максимальную дальность действия. В непрерывном режиме сигнал излучается постоянно, тогда как в импульсном режиме передаются короткие высокоинтенсивные импульсы с паузами между ними. Оба подхода широко применяются в радиотехнике (радар, связь, радиоастрономия и т.д.), но имеют разные преимущества. Непрерывный сигнал обеспечивает постоянное облучение объекта и упрощает доплеровский анализ, однако из-за ограниченной средней мощности его прием слабых гармонических откликов затруднен, особенно в условиях помех и сложной структуры среды распространения [15, 54-57]. Напротив, импульсный режим допускает использование очень высоких пиковых мощностей при сохранении того же среднего энергопотребления. Благодаря этому импульсные системы формируют значительно более высокий уровень входного сигнала на приемнике, что повышает отношение «сигнал-шум» и делает возможным регистрацию даже слабых нелинейных откликов. Кроме того, короткая длительность импульсов способствует уменьшению влияния внешних и внутренних шумов, улучшая помехоустойчивость системы и позволяя выделять слабые сигналы на фоне интенсивных отражений. Исследование применения

импульсного режима может стать перспективным направлением, способным со временем заменить непрерывные сигналы, широко используемые в существующих системах [15].

Анализ отношения «сигнал-шум» в зависимости от типа сигнала позволяет оценить энергетические особенности работы нелинейной РТС мониторинга местности. Отношение «сигнал-шум» характеризует, во сколько раз мощность полезного сигнала превышает мощность шума в приемнике, и определяется как отношение энергии принятого сигнала к спектральной плотности шума [58, 15]:

$$\frac{R_{\text{имп,мак}}}{R_{\text{непр,мак}}} = 5 \frac{1-n}{n+1} \log_{10} D \quad (2.39)$$

где $E_{\text{прм}}$ - энергия принятого сигнала, Вт·с;

N_0 - эквивалентная спектральная плотность мощности шума, приведенная к полосе приемника, Вт/Гц;

t_n - время накопления энергии для непрерывного режима излучения, с.

Для радиосистемы с одним приемным каналом при непрерывном режиме излучения приемник сравнивает мгновенную мощность полезного сигнала с мощностью шумов. Критерий обнаружения в этом случае определяется минимальным отношением «сигнал-шум» q , обеспечивающим заданную вероятность обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги [58]:

$$\frac{E_{\text{прм}}(\lambda_n)}{N_0} \geq q \quad (2.40)$$

Отсюда минимальная требуемая мощность для регистрации отклика на третьей гармонике ($n = 3$) выражается:

$$P_{\text{прм(мин)}}(\lambda_n) = \frac{qN_0}{t_H}. \quad (2.41)$$

Подставляя выражение (2.41) для мощности отраженного сигнала в уравнение радиолинии второго рода (2.19), получаем выражение для максимальной дальности действия нелинейной РТС в режиме непрерывного излучения:

$$R_{\text{непр, max}} = \left[\frac{1}{(4\pi)^{2n+2} n^2} \frac{P_{\text{непр}}(\lambda_0) t_H G_{\text{прм}} G_{\text{пер}}^n \sigma_{k,n} \lambda_0^2 F}{qN_0} \right]^{\frac{1}{2n+2}}, \quad (2.42)$$

где $P_{\text{непр}}(\lambda_0)$ - мощность передатчика в режиме непрерывного излучения на длине волны λ_0 .

В импульсном режиме радиосистема работает по энергетическому критерию: решение о наличии сигнала принимается на основании накопленной энергии отражений за время наблюдения. Если за время наблюдения интегрируется N импульсов длительностью τ с периодом повторения T , то эффективное отношение сигнал/шум после накопления возрастает, а требуемая мощность на один импульс снижается.

Импульсный режим естественным образом предоставляет такую возможность: можно излучить серию радиоимпульсов и суммировать вторичное излучение КРО, увеличивая общий запас энергии, пришедшей от КРО, на вход детектора гармонического радиосигнала нелинейной РТС. Накопление нескольких импульсов – эффективный метод повышения вероятности обнаружения ПРК за счет использования энергии нескольких посылок сигнала. В приемной аппаратуре реализуется как когерентное сложение (с сохранением фазовых отношений) или некогерентное (постдетекторное сложение мощностей). В реальных условиях нелинейного рассеяния и сложной среды поддерживать когерентное сложение серии отраженных импульсов крайне затруднительно: фазовые сдвиги из-за многолучевости, микродвижений и вариативности нелинейного преобразования токовых гармоник в ПРК приводят к рассогласованию фаз и потере выигрыша от когерентного накопления. Поэтому в данном исследовании для отклика третьего порядка мы используем некогерентное накопление. По данным ряда работ [58, 15], прирост отношения «сигнал-шум» при некогерентном сложении N независимых импульсов масштабируется как \sqrt{N} . Чтобы сопоставить результаты с непрерывным режимом, далее применим энергетический критерий обнаружения:

$$q^2 \leq \frac{E_{\text{прм}}(\lambda_n)}{N_0} = \frac{P_{\text{имп}}(\lambda_n)\tau N}{N_0}, \quad (2.43)$$

где $P_{\text{имп}}(\lambda_n)$ - мощность принятого сигнала за один импульс на длине волны ЭМК, соответствующей n -й гармонике, Вт.

Отсюда минимальная требуемая мощность для регистрации отклика на третьей гармонике ($n = 3$) выражается:

$$P_{\text{имп}(\text{min})}(\lambda_n) = \frac{q^2 N_0}{\tau N}. \quad (2.44)$$

Сначала рассмотрим выражение для одного импульса. В этом случае уравнение принимает вид, аналогичный формуле для непрерывного режима, если время наблюдения принять равным $t_H = \tau$. При увеличении числа импульсов до N суммарная энергия принятого радиосигнала возрастает пропорционально N , что приводит к увеличению отношения «сигнал-шум». При этом параметр q корректируется с учетом фильтрации и некогерентного сложения импульсов, не совпадающих по фазе. В результате получаем выражение для максимальной дальности действия нелинейной РТС при импульсном излучении на n -й гармонике:

$$R_{\text{имп,макс}} = \left[\frac{1}{(4\pi)^{2n+2} n^2} \frac{P_{\text{имп}}^n(\lambda_0)\tau N G_{\text{прм}} G_{\text{пер}}^n \sigma_{k,n} \lambda_0^2 F}{q^2 N_0} \right]^{\frac{1}{2n+2}}. \quad (2.45)$$

Воспользуемся элементарным преобразованием:

$$P_{\text{непр}}(\lambda_0) = P_{\text{ср}} = P_{\text{имп}}(\lambda_0) \frac{\tau}{T}, \quad (2.46)$$

где $P_{\text{ср}}$ - средняя мощность излучения за период T , Вт.

Таким образом, между выражениями для максимальной дальности в непрерывном и импульсном режимах существует прямая зависимость. Если принять, что оба режима обеспечивают одинаковый минимальный уровень принимаемой мощности, то отношение дальностей можно записать в виде:

$$\frac{R_{\text{имп,макс}}}{R_{\text{непр,макс}}} = 5 \frac{1-n}{n+1} \log_{10} D \quad (2.47)$$

где $D = \frac{\tau}{T}$ - коэффициент заполнения импульсного зондирующего сигнала, т.е. отношение длительности импульсов к их периода повторения. Графическая интерпретация зависимости отношения дальностей от коэффициента заполнения импульсного сигнала представлена на рис. 2.16.

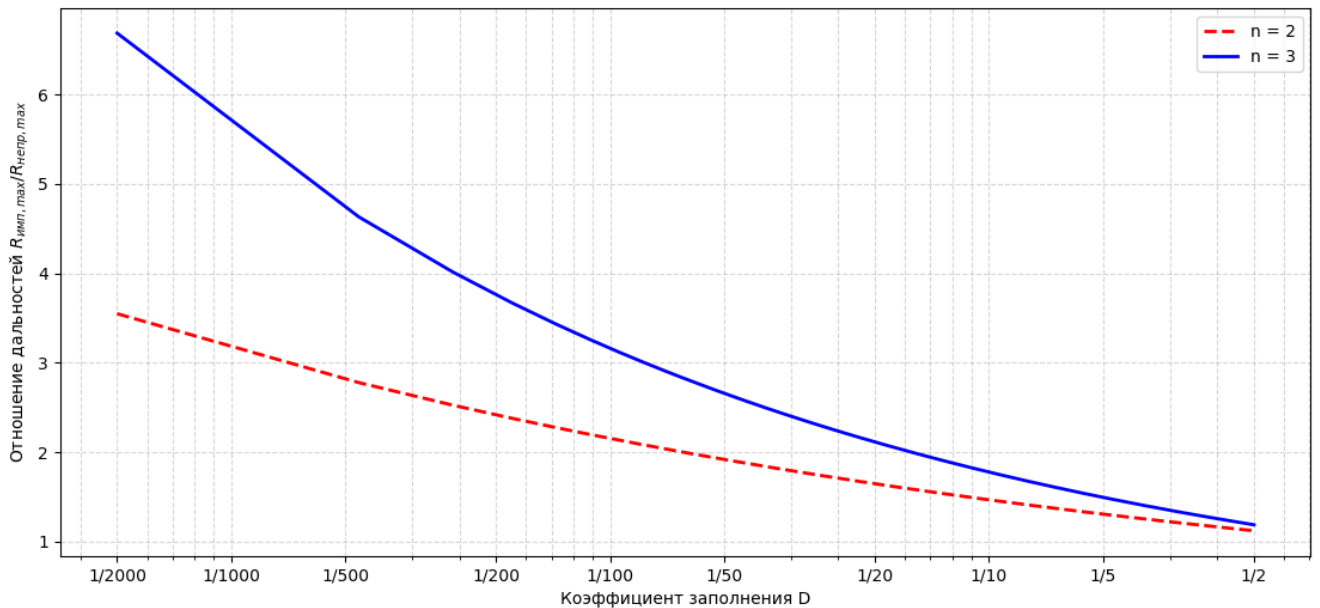


Рисунок 2.16 – Зависимость отношения дальностей от коэффициента заполнения D

Полученные результаты (см. рис. 2.16) показывают, что нелинейная РТС третьего порядка ($n=3$) получает значительно больший выигрыш при работе в импульсном режиме. Переход от непрерывного излучения к прерывистому режиму с малой заполненностью импульсов (малые значения D) приводит к заметному увеличению энергетического потенциала зондирующего сигнала. Это, в свою очередь, обеспечивает существенный рост дальности обнаружения второй и, особенно, третьей гармоники, которая сигнализирует о наличии в зоне действия нелинейной РТС мониторинга местности одного из типов КРО.

Так, при заполненности $D = 0,01$ выигрыш по дальности составляет около 3 раз, тогда как при $D = 0,0005$ выигрыш достигает приблизительно 7 раз. Иными словами, отношение «сигнал–шум» при приеме третьей гармоники увеличивается

в 7 раз за счет использования импульсного режима работы радиопередающего устройства.

Из полученных выражений (2.42) (2.45) следует, что при одинаковых энергетических затратах импульсный режим обеспечивает большее отношение «сигнал–шум» на больших дальностях за счет накопления энергии нескольких импульсов. На рисунке 2.17 представлена зависимость отношения «сигнал–шум» от дальности до ПРК при $n = 3$, из которого видно, что кривая для импульсного режима располагается выше, чем для непрерывного, что подтверждает его преимущество при регистрации слабых гармонических радиосигналов. С ростом дальности различие между режимами становится более заметным, поскольку накопление энергии в импульсном режиме позволяет компенсировать влияние шумов и потерь в среде.

Очевидно (см. рис. 2.17), что при увеличении дальности до ПРК значение отношения «сигнал–шум» уменьшается. Для режима непрерывного излучения при высокой чувствительности приемника (например, при $q = -20$ дБ) максимальная дальность обнаружения не превышает $R_{\max} \approx 9$ м, тогда как для импульсного режима при аналогичных условиях достигается существенно большая дальность.

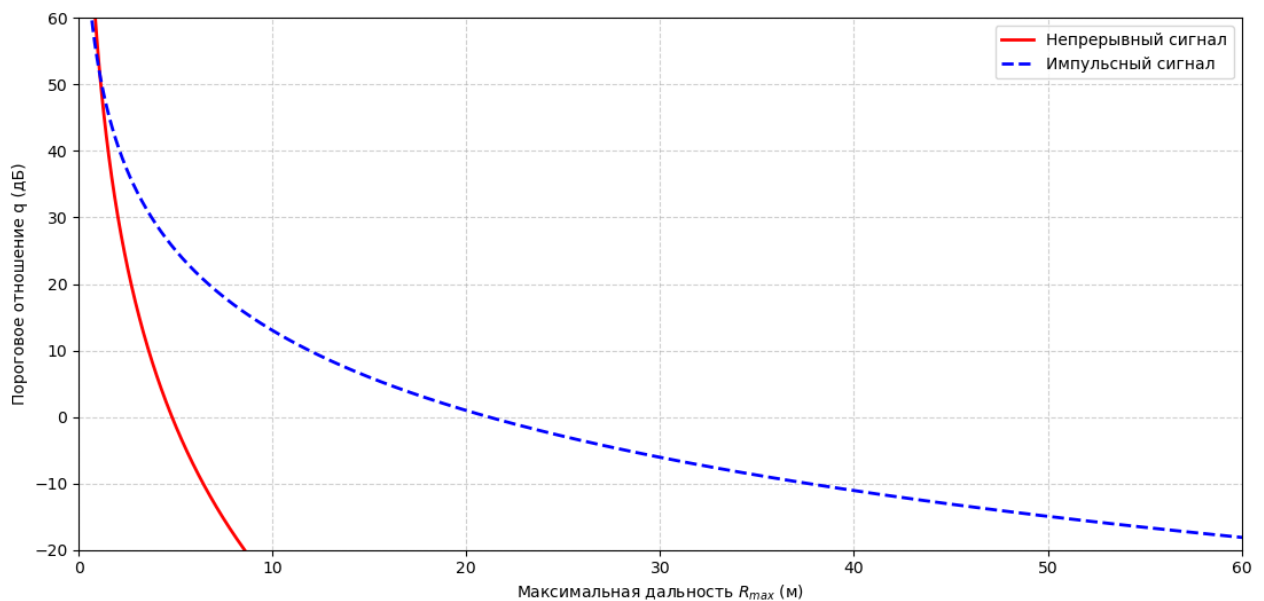


Рисунок 2.17 – Зависимость отношения «сигнал-шум» от дальности до нелинейного объекта при $n = 3$

Для повышения эффективности импульсного режима возможно регулирование параметров излучаемого радиосигнала, а именно пиковой мощности радиоизлучения $P_{\text{имп}}$ и коэффициент заполнения D . На рисунке 2.18 представлена зависимость отношения «сигнал–шум» от мощности излучения нелинейной РТС мониторинга местности и коэффициент заполнения в импульсном режиме при $n=3$.

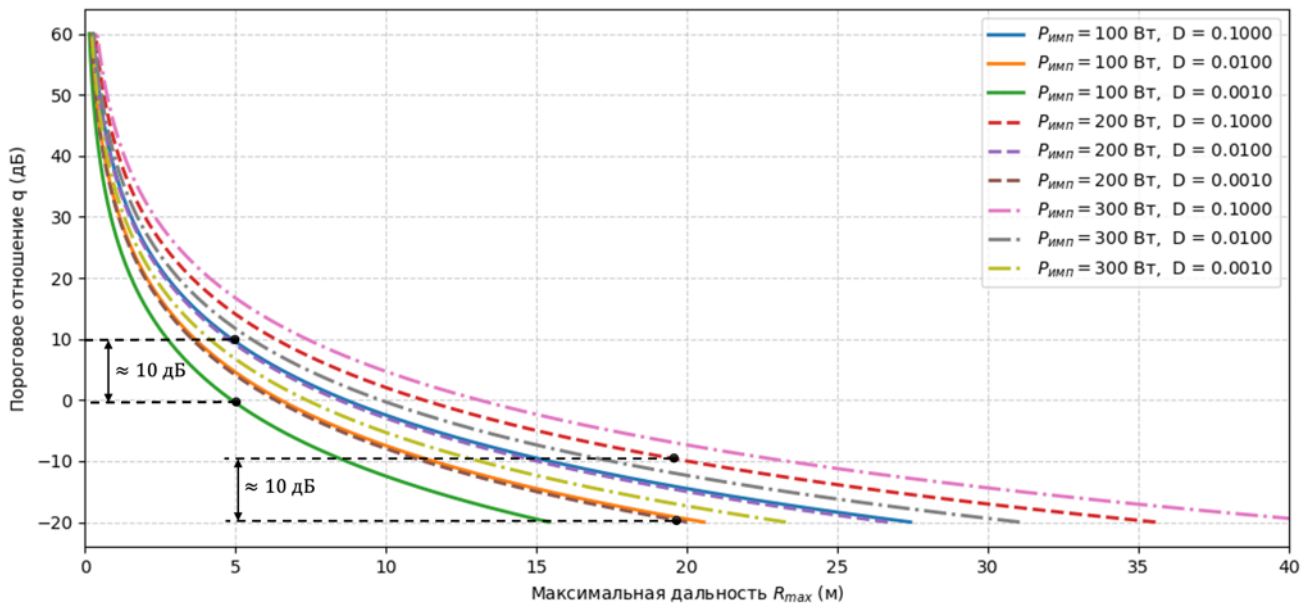


Рисунок 2.18 – Зависимость отношения «сигнал–шум» от мощности излучения нелинейной РТС в импульсном режиме при $n=3$

Из графика на рисунке 2.18 видно, что увеличение коэффициента заполнения импульса D в 100 раз приводит к росту отношения «сигнал–шум» возрастает примерно на 10 дБ. Аналогичный выигрыш по отношению «сигнал–шум» может быть получен и за счет увеличения импульсной мощности излучения приблизительно в 200 Вт. Это свидетельствует о высокой чувствительности нелинейной РТС мониторинга местности к параметрам импульсного сигнала: как мощность излучения, так и коэффициент заполнения оказывают прямое влияние на энергетический потенциал системы и ее способность регистрировать слабые гармонические отклики. Тем самым можно сделать вывод, что требуемое улучшение энергетических характеристик системы может быть достигнуто не только за счет наращивания выходной

мощности передатчика, но и за счет оптимизации структуры излучаемого системой сигнала, в первую очередь за счет выбора рационального значения коэффициента заполненности D .

Проведенный радиотехнический анализ показал, что импульсный режим излучения обеспечивает наилучшее соотношение между энергетической эффективностью и помехоустойчивостью при работе нелинейной РТС мониторинга местности. Поскольку рассматриваемое устройство относится к классу малогабаритных ближнедействующих радиоустройств, функционирующих в непосредственной близости от оператора роботизированной платформы, максимальная излучаемая мощность по соображениям электромагнитной безопасности ограничивается уровнем порядка 300 Вт. Тем не менее использование импульсного режима с малым коэффициентом заполненности D позволяет обеспечить требуемый уровень сигнала на входе приемника. В реальных устройствах коэффициент заполненности, как правило, выбирается в диапазоне $D \approx 0,01 \dots 0,1$, однако в лабораторных условиях целесообразно рассматривать и более широкий диапазон значений D , что позволяет проанализировать предельные режимы работы и использовать полученные результаты для последующих выводов в подразделе 2.5.

2.5 Принципы адаптивного облучения зоны поиска при различных углах сканирования

В предыдущем разделе были рассмотрены энергетические зависимости и сравнительный анализ режимов излучения в нелинейной РТС мониторинга местности. Показано, что импульсный режим обладает преимуществом по энергетической эффективности за счет возможности регулирования пиковой мощности и коэффициента заполненности D , что позволяет адаптивно изменять плотность излучения и поддерживать требуемое отношение «сигнал–шум» при различных условиях работы. Эти свойства импульсного сигнала создают предпосылки для реализации адаптивного управления излучением, позволяющего

компенсировать потери, возникающие при изменении угла зондирования и геометрии облучаемой поверхности. В данной части рассматриваются принципы адаптивного облучения зоны поиска при различных значениях угла наклона i . При изменении угла наклона луча изменяются как геометрические, так и энергетические условия распространения сигнала, что сказывается на плотности потока мощности на поверхности Земли и на величине коэффициента передачи F . Поэтому для сохранения требуемого уровня отношения «сигнал–шум» во всем секторе обзора необходимо адаптивно изменять параметры передатчика, прежде всего импульсную мощность и коэффициент заполнения D .

При наклонном облучении поверхности Земли конус диаграммы направленности антенны пересекает ее под углом наклона i , который отсчитывается между осью луча и вертикалью. Пересечение указанного конуса с плоской поверхностью формирует эллиптическую область освещения, представляющую собой проекцию ДНА на поверхности Земли. Геометрические характеристики этой области, включая форму, размеры и ориентацию, оказывают существенное влияние на распределение плотности потока мощности и, как следствие, на отношение «сигнал–шум» в гармоническом канале нелинейной РТС мониторинга местности (см. рис. 2.19).

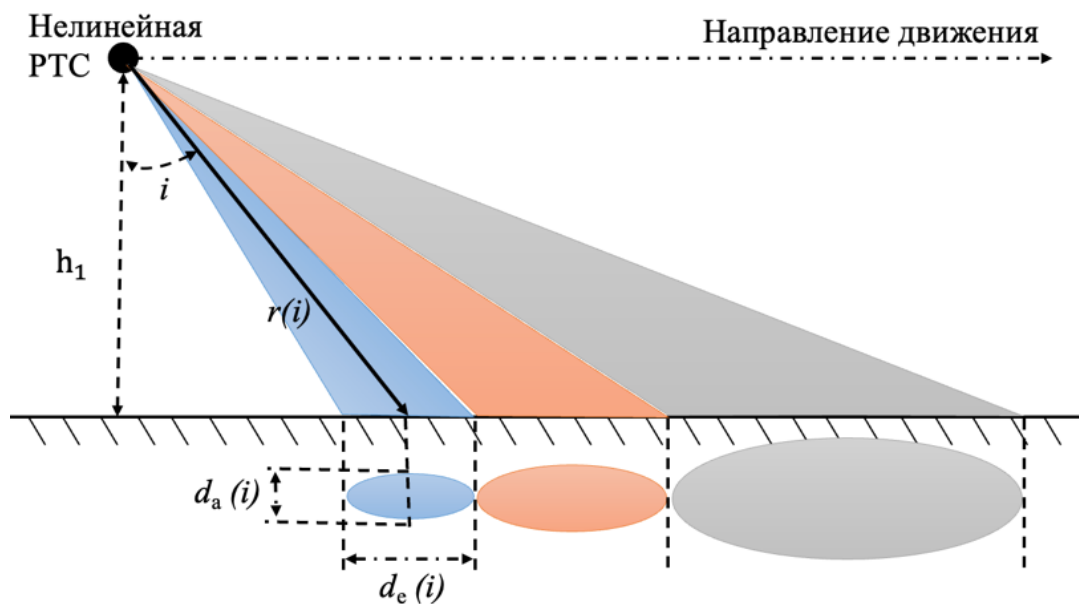


Рисунок 2.19 – Геометрические области зоны облучения нелинейной РТС при наклонном зондировании

Пусть антенна расположена на высоте h_1 над плоской поверхностью. Пусть θ_e – ширина диаграммы направленности по углу места, а θ_a – по азимуту. Тогда размеры пятна в направлении луча $d_e(i)$ и в поперечном направлении по азимуту $d_a(i)$ определяется следующими выражениями:

$$\begin{cases} d_e(i) \approx h_1 \left[\tan\left(i + \frac{\theta_e}{2}\right) - \tan\left(i - \frac{\theta_e}{2}\right) \right], \\ d_a(i) \approx 2r(i) \sin(i) \tan\left(\frac{\theta_a}{2}\right) \end{cases}, \quad (2.48)$$

где $r(i) = h_1 / \cos(i)$ – наклонная дальность до точки пересечения оси луча с поверхностью.

Опираясь на параметры антенны, которые будут использованы в разделе 3, можно принять значения ширины диаграммы направленности по углу места и азимуту на уровне 3 дБ равными соответственно $\theta_e = 5^\circ$, $\theta_a = 6^\circ$. При таких малых значениях углов выражение (2.48) может быть записано в следующем приближенном виде:

$$\begin{cases} d_e(i) \approx \frac{h_1 \theta_e}{\cos^2 i} \\ d_a(i) \approx \frac{h_1 \theta_a}{\cos i} \end{cases}. \quad (2.49)$$

Площадь пятна облучения, принимая его форму за эллиптическую и используя приближение первого порядка, определяется выражением:

$$A(i) \approx \frac{\pi}{4} d_e(i) d_a(i) = \frac{\pi}{4} \frac{h_1 \theta_e \theta_a}{\cos^3 i}. \quad (2.50)$$

Таким образом, увеличение угла наклона излучения i приводит не только к росту площади пятна, но и к существенному изменению распределения плотности потока мощности внутри него. На рисунке 2.5 показано, что при больших углах i плотность энергии смещается в сторону ближней части пятна, в то время как на удаленной его границе мощность падает вследствие увеличения расстояния $r(i)$ и снижения коэффициента направленности $G_{\text{пер}}(\theta)$ [59].

Для обеспечения стабильного уровня возбуждения КРО необходимо компенсировать эти потери за счет регулирования излучаемой мощности. В

соответствии с выражением:

$$P_{\text{пер}} = \frac{P_{\text{пер}}(\lambda_0)G_{\text{пер}}(\theta)}{4\pi r^2(i)}. \quad (2.51)$$

Плотность потока мощности на поверхности Земли определяется произведением излучаемой мощности $P_{\text{пер}}$, коэффициента направленности $G_{\text{пер}}(\theta)$ и обратной зависимости от квадрата расстояния $r(i)$.

Коэффициент направленности антенны $G_{\text{пер}}(\theta)$ описывает распределение излучаемой энергии по углам и показывает, насколько интенсивно антенна излучает мощность в данном направлении по сравнению с излучением в других направлениях.

Для реальной антенны диаграмма направленности определяется двумя угловыми параметрами - по углу места $\theta_e = 5^\circ$ и по азимуту θ_a . Однако в рассматриваемой системе антенна осуществляет сканирование только в одной плоскости, изменяя угол наклона i , тогда как направление по азимуту остается фиксированным. Поэтому зависимость G можно считать функцией одной переменной θ , соответствующей сечению диаграммы в плоскости сканирования:

$$G(\theta) = G_{\text{max}} \cos^m(\theta), \quad (2.52)$$

где G_{max} - максимальный коэффициент усиления;

m - показатель степени, определяющий ширину главного лепестка.

Следовательно, при отклонении от оси излучения коэффициент $G(\theta)$ уменьшается, что вызывает падение плотности потока $P_{\text{пер}}$ в удаленных точках пятна. Это приводит к неравномерному распределению энергии внутри одного луча - максимум наблюдается вдоль оси антенны, а вблизи краев пятна плотность мощности существенно снижается. На основании этих соотношений была выполнена численная модель распределения плотности мощности на поверхности при трех углах зондирования (см.рис. 2.20):

- При $i = 0^\circ$ пятно излучения имеет почти круглую форму, и плотность потока максимальна в центре.
- При $i = 30^\circ$ пятно становится вытянутым в направлении луча, а область высокой плотности смещается ближе к антенне; дальняя часть пятна

освещается слабее.

При $i = 60^\circ$ форма пятна становится сильно эллиптической: энергия сосредоточена в ближней зоне, тогда как в дальней части практически отсутствует значимая мощность излучения.

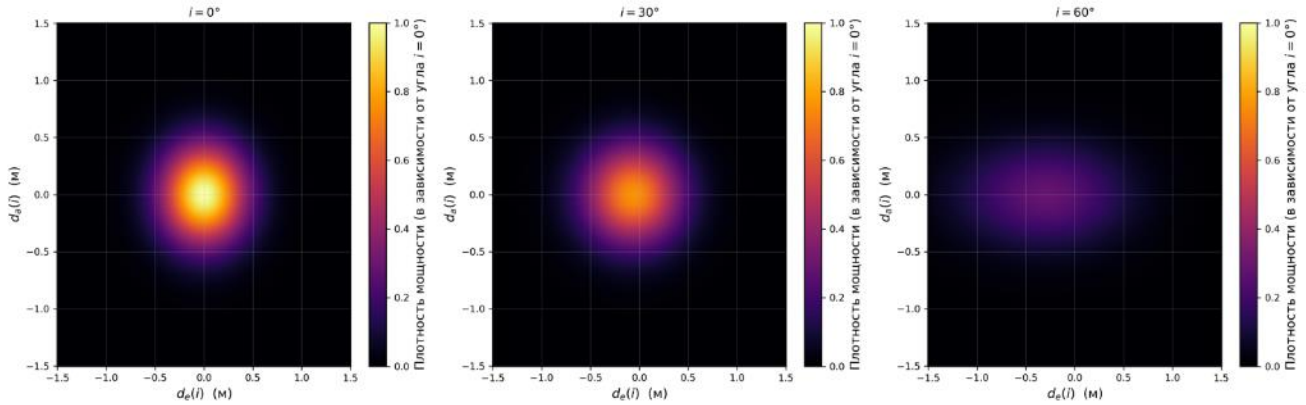


Рисунок 2.20 – Влияние угла зондирования и расстояния $r(i)$ на распределение плотности мощности в пятне облучения.

Из анализа рисунка 2.20 следует, увеличение площади пятна облучения при наклонном зондировании напрямую влияет на энергетические характеристики системы. При неизменной излучаемой мощности $P_{\text{пер}}(i)$, энергия распределяется по большей площади поверхности, вследствие чего плотность потока мощности уменьшается. Иными словами, при переходе от зондирования вблизи надирного направления к большим углам i излученная энергия «размывается» по более широкой области, и интенсивность облучения каждой элементарной площадки поверхности снижается.

С другой стороны, дальность действия нелинейной РТС на третьей гармонике ограничена слабой мощностью обратного рассеяния: рабочая зона обнаружения обычно составляет лишь $R = 1 - 25$ м. При высоте установки антенны $h_1 = 2$ м такие значения дальности соответствуют большим углам зондирования $i \approx 20^\circ - 85^\circ$, что означает работу системы преимущественно в условиях наклонного или почти касательного облучения поверхности.

Как видно из рисунка 2.20, при малых углах $i \lesssim 30^\circ$ плотность мощности в пятне остается высокой и равномерной, что обеспечивает максимальный уровень

отклика от ПРК. Однако при больших углах $i > 30^\circ$ зондирования плотность мощности в пределах пятна падает, что приводит к уменьшению энергии, поступающей на ПРК. Соответственно, уменьшается и мощность обратного рассеяния, а отношение «сигнал–шум» на входе приемника снижается. При очень малых углах над поверхностью (почти касательном облучении, $i > 60^\circ$) пятно вытягивается на значительную длину, распределение мощности становится резко неоднородным, а часть энергии рассеивается по касательной к поверхности и не возвращается в сторону антенны. В результате чувствительность системы к слабым гармоническим откликам на дальнем краю пятна существенно ухудшается. Это приводит к усложнению задачи обнаружения слабых откликов от ПРК и требует адаптивного управления мощностью передатчика. Для компенсации потерь излучаемая мощность $P_{\text{пер}}(i)$ должна возрастать с углом i , чтобы обеспечивать минимально необходимую плотность потока в области предполагаемого расположения цели.

С другой стороны, из геометрических соотношений и выражения (2.52) следует, что площадь пятна облучения $A(i)$ при наклонном падении возрастает пропорционально $\cos^3 i$. При этом выполняется условие $P_{\text{пер}} \cdot A(i) = \text{const}$, что означает: суммарный поток энергии передатчика сохраняется, но по мере увеличения угла i распределяется по все более значительной площади. В результате средняя облученность поверхности уменьшается, что приводит к заметному снижению отношения «сигнал–шум» в гармоническом канале нелинейной РТС мониторинга местности.

Именно из-за этого расширения пятна при наклонном облучении плотность мощности убывает по закону $\cos^3 i$, что особенно критично для нелинейных объектов, характеризующихся малой эффективной площадью рассеяния. Чтобы компенсировать эти геометрические потери, излучаемая мощность $P_{\text{пер}}(i)$ должна возрастать таким образом, чтобы точно компенсировать падение облученности, описываемое функцией $\cos^3 i$.

Такой подход соответствует базовому радиотехническому принципу управления облучением, согласно которому параметр $P_{\text{пер}}(i)$ изменяется в

соответствии с формулой (2.51), обеспечивая поддержание постоянной плотности потока мощности на поверхности при изменении угла наклона излучения радиосигнала. Это позволяет сохранить энергетический баланс в пятне и предотвратить резкое ухудшение отношения «сигнал–шум» при увеличении угла i .

Исходя из данных подраздела 2.4, в рассматриваемой нелинейной РТС будем использовать импульсный радиосигнал. В этом случае увеличение передаваемой энергетики может быть достигнуто двумя основными способами:

- за счет увеличения времени облучения (длительности импульса или числа импульсов),
- за счет изменения структуры зондирующего сигнала, то есть увеличения коэффициента заполнения D .

Полученное выражение (2.46) устанавливает прямую связь между средней выходной мощностью и пиковой мощностью излучения. С учетом необходимости соблюдения нормативов предельно допустимых уровней электромагнитного излучения и исключения потенциального неблагоприятного воздействия на здоровье человека повышение энергетического потенциала системы не следует обеспечивать за счет чрезмерного увеличения пиковой мощности $P_{\text{имп}}$. В этих условиях целесообразно использовать регулирование временных параметров импульсного сигнала. При фиксированной пиковой мощности $P_{\text{имп}}$ увеличение коэффициента заполнения D приводит к росту средней мощности излучения $P_{\text{ср}}=P_{\text{имп}}D$, что, при прочих равных условиях, улучшает энергетические характеристики излучаемого радиосигнала. Таким образом, изменение коэффициента заполнения D является эффективным способом тонкой энергетической настройки РТС мониторинга местности без необходимости повышения пиковой мощности передатчика.

Теперь свяжем влияние коэффициента заполненности и средней мощности с геометрическими потерями, возникающими при изменении угла наклона излучения радиосигнала. Как было показано выше, плотность мощности в пятне убывает по закону $\cos^3 i$. Для сохранения постоянной плотности потока мощности

излучения необходимо, чтобы средняя излучаемая мощность в направлении угла i удовлетворяла условию компенсации:

$$P_{cp}(i) \propto \frac{1}{\cos^3(i)} \quad (2.53)$$

Подставляя выражение средней мощности в импульсном режиме $P_{cp}(i)=P_{имп}D(i)$ получаем требуемое зависимое изменение скважности:

$$D(i) \propto P_{cp}(i) \propto \frac{1}{\cos^3(i)} \quad (2.54)$$

Таким образом, в импульсной нелинейной РТС мониторинга местности компенсация геометрических потерь, описываемых законом $\cos^3 i$, может осуществляться либо за счет увеличения пиковой мощности, либо за счет адаптивного управления длительностью импульса и коэффициентом заполненности D . На практике предпочтение отдается второму подходу, поскольку регулирование скважности является технически более простым и не приводит к дополнительной нагрузке на передатчик.

Как отмечалось выше, при углах $i < 30^\circ$ энергетика излучаемого радиосигнала остается достаточно высокой для уверенного обнаружения ПРК. Это согласуется с результатами раздела 2.4, где показано, что наиболее значительное уменьшение энергии наблюдается на дальних участках пятна – начиная примерно с 10 м. Поэтому для малых углов $i < 30^\circ$ доступной энергии достаточно для обеспечения поиска отдельных типов ERW, и вмешательство в режим работы передатчика не требуется.

Однако для больших углов $i > 30^\circ$ одной только геометрической компенсации оказывается недостаточно. В этом случае необходимо дополнительно компенсировать возрастание потерь за счет адаптивного управления длительностью импульса и коэффициента заполненности $D(i)$. Такой подход позволяет поддерживать постоянное отношение «сигнал–шум» на входе приемника и стабилизировать чувствительность гармонического канала нелинейной РТС мониторинга местности в условиях резкого уменьшения плотности потока мощности на поверхности.

Принцип работы подобной схемы наглядно иллюстрируется в блоке адаптивного управления излучением, представленном на рисунке 2.21. Система анализирует текущий угол наклона излучения, оценивает требуемый уровень энергетической компенсации и автоматически подбирает оптимальные параметры импульсного сигнала – длительность, скважность и число накоплений. Это обеспечивает устойчивую работу нелинейной РТС в широком диапазоне углов сканирования и позволяет эффективно обнаруживать слабые гармонические отклики.

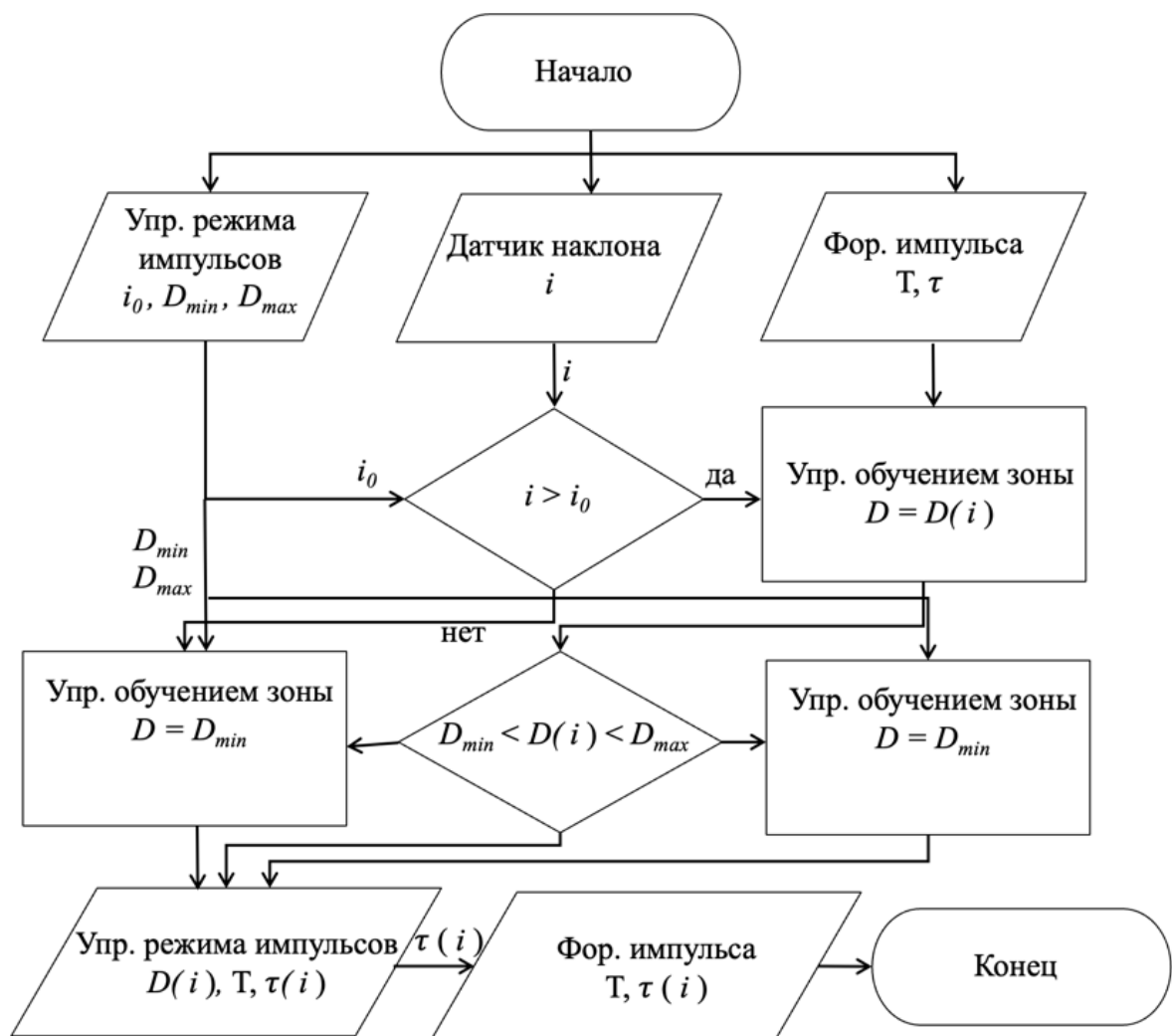


Рисунок 2.21 – Блок-схема алгоритма управления излучением при поиске КРО

В дальнейших расчетах для импульсного режима нелинейной РТС принимается диапазон коэффициента заполнения $D = 0,01-0,1$ (при $D_{min} = 0,01$

, $D_{max} = 0,1$), что соответствует диапазону частот повторения импульсов порядка 1–10 кГц при длительности импульса $\tau \approx 1$ мкс. Указанный диапазон согласуется с практическими ограничениями по средней мощности излучения и тепловому режиму передатчика.

Как видно из результатов, приведенных на рисунке 2.7, адаптивное изменение скважности позволяет увеличить энергетику излучения при углах $30^\circ < i < 55^\circ$. При больших углах наклона возможности компенсации оказываются ограничены предельным значением коэффициента заполнения, что связано с техническими возможностями передатчика. Следовательно, наибольший эффект такая схема дает в области средних углов, где удастся улучшить энергетические характеристики системы без выхода за допустимые режимы ее работы.

Для дальнейшего анализа влияния угла i используем нормированные энергетические показатели. Нормированное отношение сигнал/шум определяется как:

$$C / Ш_{\text{норм}}(i) = \frac{C / Ш(i)}{C / Ш(0^\circ)} = \frac{P_{\text{пер}}(i)}{P_{\text{пер}}(0^\circ)} \quad (2.55)$$

где $P_{\text{пер}}(i)$ – мощность (или плотность мощности) в направлении угла i , а угол 0° принят в качестве эталонного режима, Вт/м².

Согласно уравнению радиолинии второго рода для гармоники порядка n , максимальная дальность обнаружения пропорциональна $C / Ш^{1/(2n+2)}$. Поэтому нормированная дальность может быть записана в виде:

$$R_{\text{max,норм}}(i) = \frac{R_{\text{max}}(i)}{R_{\text{max}}(0^\circ)} = C / Ш_{\text{норм}}^{\frac{1}{2n+2}}(i), \quad (2.56)$$

Для рассматриваемого случая нелинейной РТС, работающей на третьей гармонике ($n=3$) получаем $R_{\text{max,норм}}(i) = C / Ш_{\text{норм}}^{\frac{1}{8}}(i)$.

Именно эти нормированные величины $D(i)$, $C / Ш_{\text{норм}}(i)$ и $R_{\text{max,норм}}(i)$ представлены на рисунке 2.22 в виде трех совмещенных графиков, демонстрирующих влияние адаптивного управления облучением на энергетические характеристики нелинейной РТС.

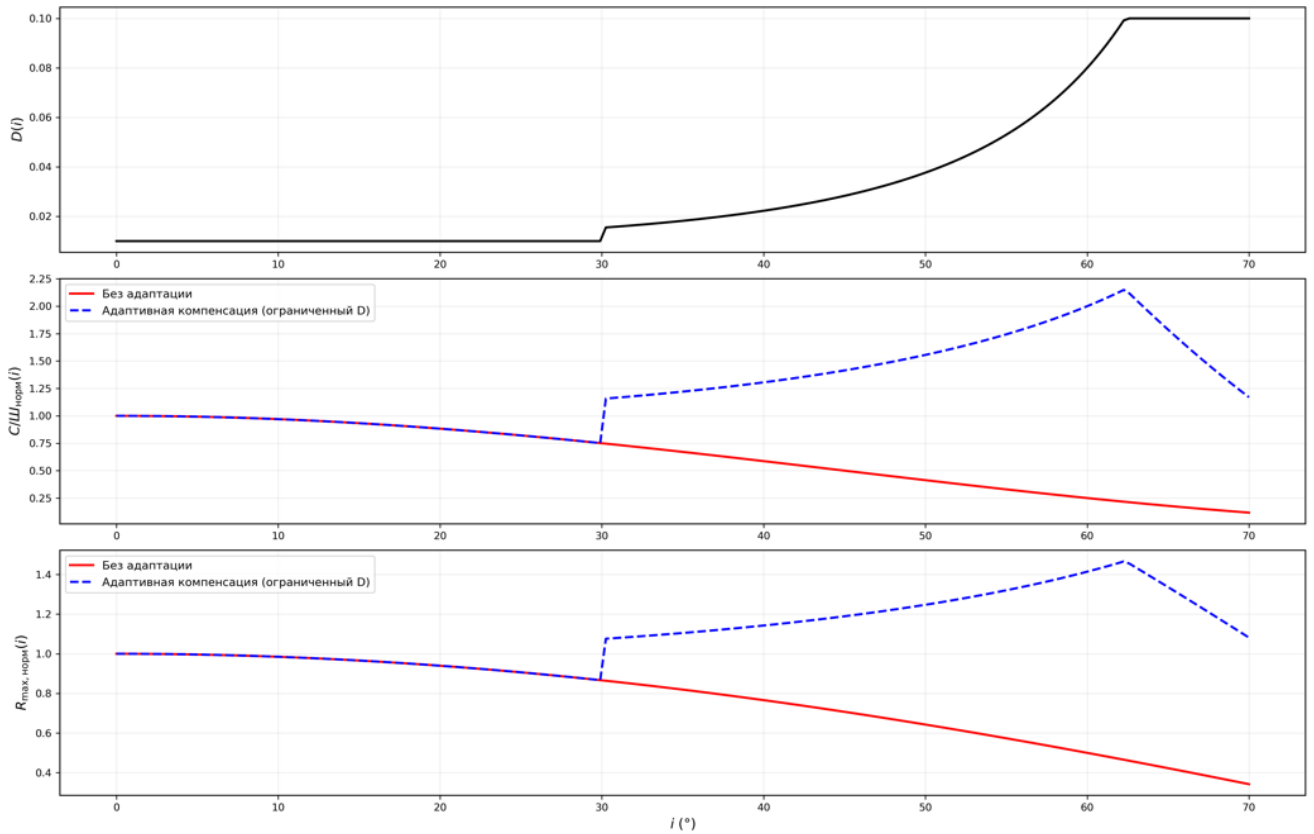


Рисунок 2.22 – Влияние адаптивного управления излучением на нормированные параметры нелинейной РТС.

В заключение следует отметить, что использование нормированных энергетических характеристик позволяет обобщить результаты моделирования и напрямую сопоставить влияние различных механизмов компенсации на работу нелинейной РТС мониторинга местности. Проведенный анализ показал, что адаптивное управление коэффициентом заполненности и длительностью импульса обеспечивает значительное улучшение отношения «сигнал-шум» и увеличивает дальность действия в области средних углов наблюдения, где геометрические потери наиболее существенно влияют на энергетический баланс. В то же время при больших углах сканирования эффективность возможности компенсации ограничивается реальными возможностями передатчика, что проявляется в насыщении скважности на уровне $D_{\min}=0,01$ и последующем замедлении роста нормированной дальности $R_{\max,норм}(i)$.

Таким образом, результаты численных расчетов позволяют рассматривать предложенную блок-схему адаптивного управления излучением как средство более рационального распределения энергетических ресурсов передатчика в рабочем диапазоне углов и поддержания чувствительности нелинейной РТС на требуемом уровне. Представленные выводы могут служить основой для последующего анализа работы системы в полевых условиях, а также для дальнейшей проработки технических решений и уточнения подходов к проектированию нелинейных РТС.

2.6 Выводы по разделу 2

В ходе исследования были рассмотрены особенности формирования гармонических откликов, энергетические зависимости радиолинии второго рода в нелинейной РТС, а также влияние параметров излучения и геометрических факторов на потери СВЧ-сигнала. Кроме того, предложены подходы к стабилизации энергетических характеристик нелинейной РТС в условиях, обеспечивающих безопасную эксплуатацию роботизированной платформы оператором. Полученные результаты формируют теоретическую основу для повышения безопасности мониторинга местности и разработки аппаратуры, предназначенной для интеграции в мобильные РТК.

1. Введены параметры ЭПР на третьей гармонике (σ_n) и КНРО ($\sigma_{к,л}$), позволяющие корректно описывать процессы генерации гармоник и использовать их вместо классической ЭПР при расчете проектируемой нелинейной РТС мониторинга местности, предназначенной для поиска электрической неоднородности с кубической ВАХ. Использование указанных параметров обеспечивает физически обоснованное описание радиолинии второго рода применительно к рассматриваемой системе.

2. Предложен радиотехнический подход к оценке дальности обнаружения НО, учитывающий порядок гармоники, параметры аппаратуры, влияние свойств среды через коэффициент F и нелинейные характеристики объекта через $\sigma_{к,л}$.

Показано, что работа на второй и третьей гармониках при мощности передатчика 100–300 Вт и длине волны 0,08–0,10 м обеспечивает оптимальное сочетание чувствительности и дальности обнаружения КРО произвольной ориентации. При благоприятных внешних условиях ($F = 7-10$) границы зоны действия системы существенно расширяются.

3. Установлено, что интегральный коэффициент передачи СВЧ-сигнала F , определяющий дальнюю границу зоны действия системы и качество функционирования нелинейной РТС мониторинга местности при приеме третьей гармоники, является ключевым обобщенным параметром, учитывающий влияние условий приповерхностного распространения. Установлено, что отклик на третьей гармонике характеризуется минимальной чувствительностью к электрофизическим вариациям состояния грунта, что обеспечивает устойчивость радиообнаружения электрической неоднородности с кубической ВАХ при изменении влажности и других параметров подстилающей поверхности. Для мобильного варианта РТС оптимальный диапазон углов эллиптической поляризации находится в пределах $\theta_p \approx 15-20^\circ$; при таких значениях θ_p и высотах установки антенн $h_1 = 1,5-2$ м достигается рациональное сочетание эффективного возбуждения поверхностных волн и устойчивости РТС к произвольной ориентации КРО типа ИО-П, ИО-Ц и ИО-С. Полученные выводы используются далее при выборе конфигурации антенной системы нелинейной РТС мониторинга местности для мобильных РТК.

4. Показано, что при одинаковых энергетических затратах импульсный режим излучения обеспечивает большее отношение «сигнал–шум» на больших дальностях за счет накопления энергии нескольких импульсов. Расчеты демонстрируют, что увеличение коэффициента заполнения импульса D в 100 раз приводит к росту отношения «сигнал–шум» примерно на 10 дБ. Сопоставимый выигрыш по этому параметру может быть получен и при увеличении импульсной мощности излучения примерно на 200 Вт. Это свидетельствует о высокой чувствительности системы к параметрам импульсного сигнала: как пиковая мощность излучения, так и коэффициент заполнения D

непосредственно влияют на энергетический потенциал нелинейной РТС и ее способность регистрировать слабые гармонические отклики. Следовательно, улучшение энергетических характеристик системы может быть достигнуто не только за счет увеличения выходной мощности передатчика, но и за счет оптимизации структуры излучаемого сигнала, прежде всего путем рационального выбора коэффициента заполнения D .

5. Предложено использовать адаптивную регулировку длительности импульса и коэффициента заполнения $D(i)$, позволяющую стабилизировать отношение «сигнал–шум» при геометрических изменениях в пространстве, окружающем систему. Такой подход позволяет уменьшить снижение отношения «сигнал–шум», наблюдаемое при больших углах падения радиосигнала на поверхность КРО.

Таким образом, в данном разделе предложен усовершенствованный методологический подход к исследованию принципов работы нелинейной РТС в специфических ландшафтах Вьетнама. Исследование охватывает широкий спектр природно-климатических зон, включающих сельхозугодия с переменной глубиной размещения искомых объектов, густые леса, прибрежные низменности с высокими показателями влажности и подверженностью наводнениям, а также холмистые регионы Центрального нагорья с высокоминерализованными грунтами. Полученные результаты станут основой для дальнейшей разработки конструктивных решений, алгоритмов обработки сигналов и последующей практической реализации нелинейной РТС.

РАЗДЕЛ 3 РАСЧЕТНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МОБИЛЬНОЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА МЕСТНОСТИ

3.1 Экспериментальное исследование нелинейного рассеивания СВЧ-сигнала коррозионно-разрушенным объектом

Как было показано в разделах 1.2 и 2.1, нелинейные свойства объектов третьего порядка проявляются напрямую через их способность переизлучать падающее ЭМК на гармонических составляющих. В классической нелинейной РТС для описания рассеяния радиосигнала используется ЭПР, характеризующая отношение мощности отраженного сигнала к плотности потока мощности падающей радиоволны. В задачах нелинейной РТС, особенно при регистрации третьей гармоники, такая характеристика сохраняет физический смысл, однако становится зависимой не только от геометрии объекта, но и от механизмов нелинейного преобразования, интенсивности возбуждающего сигнала и структуры микроконтактов (например, МОМ-структур).

В рамках настоящей работы рассматривается задача поиска НО неизвестной структуры, соответствующих КРО с типичными металлическими корпусами и окисными слоями в узлах сопряжения. В качестве исследуемых в диссертации типов ERW выбраны три объекта поиска, часто встречающиеся при мониторинге местности, дорожных покрытий, мостов, строений и инженерных сооружений во Вьетнаме (см. рис. 1.3), обозначены они условно как ИО-С, ИО-Ц, ИО-П. Их геометрия и конструкция определяют характер распределения локальных нелинейных контактов на КРО, которые формируют ярко выраженный отклик на третьей гармонике [60].

Как следует из раздела 2.1, ЭПР на частоте гармоники n -го порядка σ_n зависит от множества факторов: плотности потока мощности падающей волны на НО, характеристик нелинейного преобразования радиосигнала, частоты,

поляризации и условий облучения [60-63]. Для более широкого класса исследуемых КРО при анализе отражения на третьей гармонике ($n=3$), на основании выражения (2.11), дополнительно вводится КНРО, определяемый как:

$$\sigma_{k,3} = \frac{\sigma_3}{P_{\text{пер}}^2} \quad (3.1)$$

В рамках настоящего исследования классическое понятие ЭПР используется как производная величина, тогда как КНРО ($\sigma_{k,3}$) рассматривается как вторичный, но более информативный параметр относительно механизмов нелинейного рассеяния радиоволн. Такое разделение соответствует логике построения уравнения радиолинии второго рода в пункте 2.2 и облегчает сопоставление теоретических результатов с данными численного моделирования и экспериментальных измерений. В данном разделе экспериментальная часть включает исследование углового распределения ЭПР в двух плоскостях сканирования. Полученные диаграммы ЭПР далее используются при расчете коэффициента нелинейного рассеяния объекта. Этот коэффициент необходим для сопоставления рассеивающих свойств КРО с различной формой металлической оболочки в радиолинии второго рода на частоте n -й гармоники. Его введение позволяет корректно сравнивать эффективность работы нелинейной РТС и оценивать ее чувствительность к форме и структуре обследуемых объектов.

Кроме того, в данном исследовании рассматриваются только два наиболее часто встречающихся способа определения параметров рассеяния объекта (эквивалентной ЭПР): численный и экспериментальный. Для единообразия расчетов и однозначного перехода от ЭПР к КНРО далее принимается рабочая частота возбуждения $f_0 = 3,33$ ГГц. При этом регистрация третьей гармоники осуществляется на частоте $3f_0 = 10$ ГГц, а плотность падающего потока мощности принимается равной $P_{\text{пер}}=1$ Вт/м². В принятых нормировках, согласно формуле (3.1), величина $\sigma_{k,3}$ численно совпадает с ЭПР на третьей гармонике σ_3 .

Численное моделирование в программной среде FEKO

Для изучения характеристик рассеяния радиоволн на третьей гармонике была построена трехмерная модель КРО, основанная на реальной геометрии трех типов ERW: цилиндрической (ИО-Ц), сферической (ИО-С) и прямоугольной (ИО-П) (см. рис. 3.1).

Модель создавалась в программной среде электродинамического моделирования полного волнового расчета FEKO, с использованием метода моментов (MoM – Method of Moments) [64]. Расчеты выполнялись в условиях свободного пространства. Антенная система (передающая и принимающая) моделировалась в горизонтальной плоскости ($\phi=0^\circ$), при этом угол облучения θ варьировался в диапазоне от 0° до 360° , обеспечивая полный охват объекта. При $\theta=0^\circ$, антенная система могла изменять свое положение для получения отклика в другой плоскости – ϕ , перпендикулярной оси вращения, что позволяло выполнить двумерное угловое сканирование. Измеренные сигналы обрабатывались с помощью цифровой фильтрации и нормализации, а затем преобразовывались в значения эквивалентной ЭПР.

Материалы оболочки модели КРО соответствовали металлическому корпусу с множеством мелких микроконтактов типа MOM, характерному для предметов длительного пребывания в земле (например, ERW). Такие объекты имеют низкую радиоконтрастность и слабый отклик на возбуждающий радиосигнал. Для изучения характеристик рассеяния на третьей гармонике проводилось возбуждение основной частотой 3,33 ГГц с последующей регистрацией сигнала на частоте 10 ГГц. Экспериментальные результаты представлены в виде диаграмм эффективной площади рассеяния (ЭПР) на третьей гармонике (m^2), зависящих от угла облучения и поляризации, при фиксированной плотности потока мощности радиосигнала.

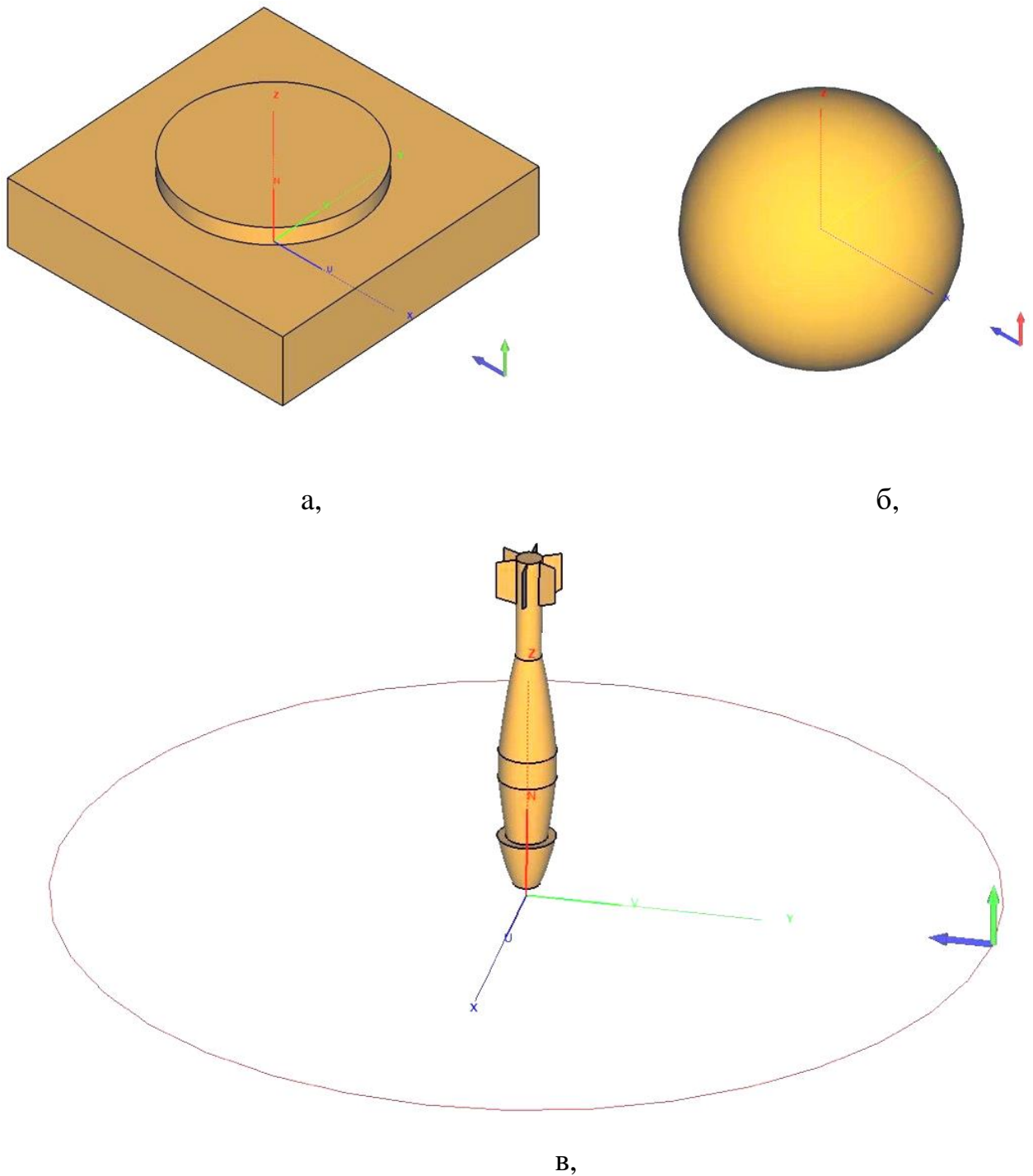


Рисунок 3.1 – Трехмерные модели КРО в координатной системе для расчета ЭПР:
а- ИО-П; б- ИО-С; в- ИО-Ц.

Моделирование таких нелинейных контактов является ключевым элементом, так как именно они являются источником рассеяния радиосигнала на третьей гармонике – типичного сигнала, регистрируемого гармоническим каналом нелинейной РТС мониторинга местности. Полученные результаты представлены в виде угловых распределений ЭПР, что позволяет использовать их

для сравнения с экспериментами и оценки чувствительности РТС к случайной ориентации КРО.

Экспериментальная установка и измерения в безэховой камере

Для верификации результатов моделирования рассеяния объектом ЭМК третьего порядка был проведен ряд экспериментов в безэховой камере, обеспечивающей контролируемые условия измерений. В экспериментальной установке использовалась пара рупорных антенн - одна для передачи, другая для приема радиосигнала (см. рис. 3.2а), размещенные на расстоянии от 2,5 до 3 м от изучаемого объекта, что соответствует условию дальней зоны.

Генератор излучает сигнал на основной частоте f_0 , а приемник принимает только сигнал на частоте $3f_0$, используя фильтр гармоник. Это позволяет оценить характеристики нелинейного рассеивания радиосигнала, возникающего за счет образования третьей гармоники.

Во время измерений изучаемый объект, размещаемый на поворотной платформе, вращается вокруг оси Z, обеспечивая сканирование в полном диапазоне углов наблюдения (θ) от 0° до 360° . Это дает возможность получить полную картину рассеяния в двух плоскостях рассеяния радиосигнала при вертикальном и горизонтальном сканировании модели.

Для более полного анализа характеристик рассеивания дополнительно проводится вертикальное сканирование, при котором варьируется угол возвышения ϕ , определяющий положение антенны относительно горизонтальной плоскости. Таким образом, исследование охватывает двумерное угловое пространство, позволяя регистрировать ЭПР как функцию от обоих углов θ и ϕ . Конфигурации с $\theta = 90^\circ$ соответствуют горизонтальному обзору (вокруг объекта), а $\phi = 0^\circ$ — продольному обзору вдоль оси объекта.

В эксперименте использовались следующие три типа моделей:

- Модель ИО-П, выполненная в виде металлического блока с плоской поверхностью. Такая конструкция имитирует объект с выраженными локальными электрическими контактами и сильно выраженным нелинейным отражением (рис.3.2б);

- Сферическая модель ИО, соответствующая по геометрии ИО-С (рис. 3.2в);
- Модель ИО-Ц, покрытая тонким алюминиевым слоем, имитирующим окисленную металлическую оболочку (рис. 3.2г).

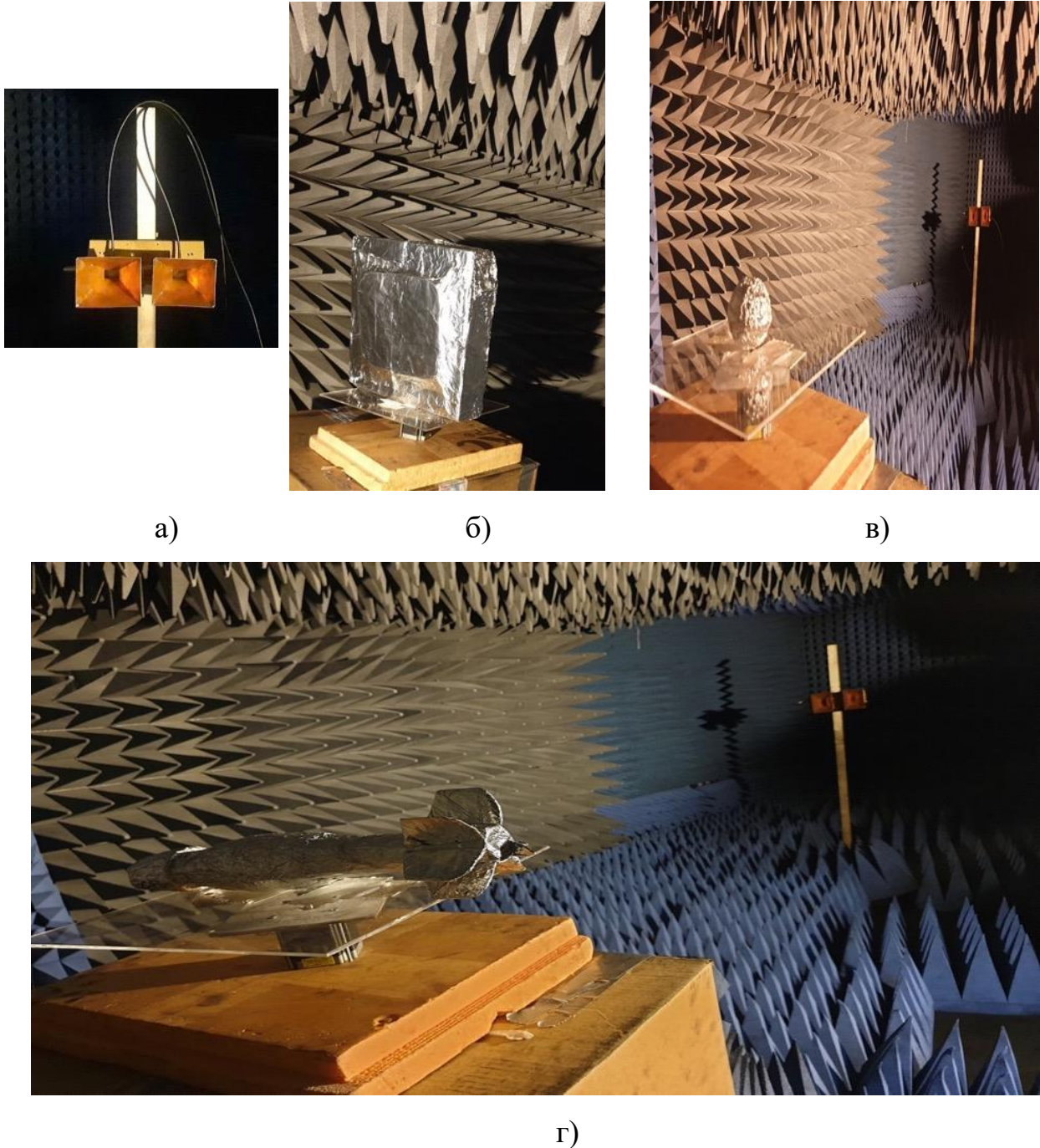


Рисунок 3.2 – Конфигурация измерения при изучении ЭПР на третьей гармонике в безэховой камере.

Полученные экспериментальные данные были обработаны с применением цифровых алгоритмов фильтрации шумов. На этой основе для каждого образца модели была определена ЭПР на третьей гармонике, после чего по соотношению (3.1) вычислено соответствующее значение КНРО.

Сравнение результатов моделирования и эксперимента

Результаты представлены в виде графиков зависимости ЭПР на третьей гармонике от обоих углов θ и ϕ для ИО-Ц и ИО-П, приведенных на рис. 3.3 и 3.4. Сплошная линия соответствует численному моделированию, а пунктирная соответствует данным экспериментальных измерений.

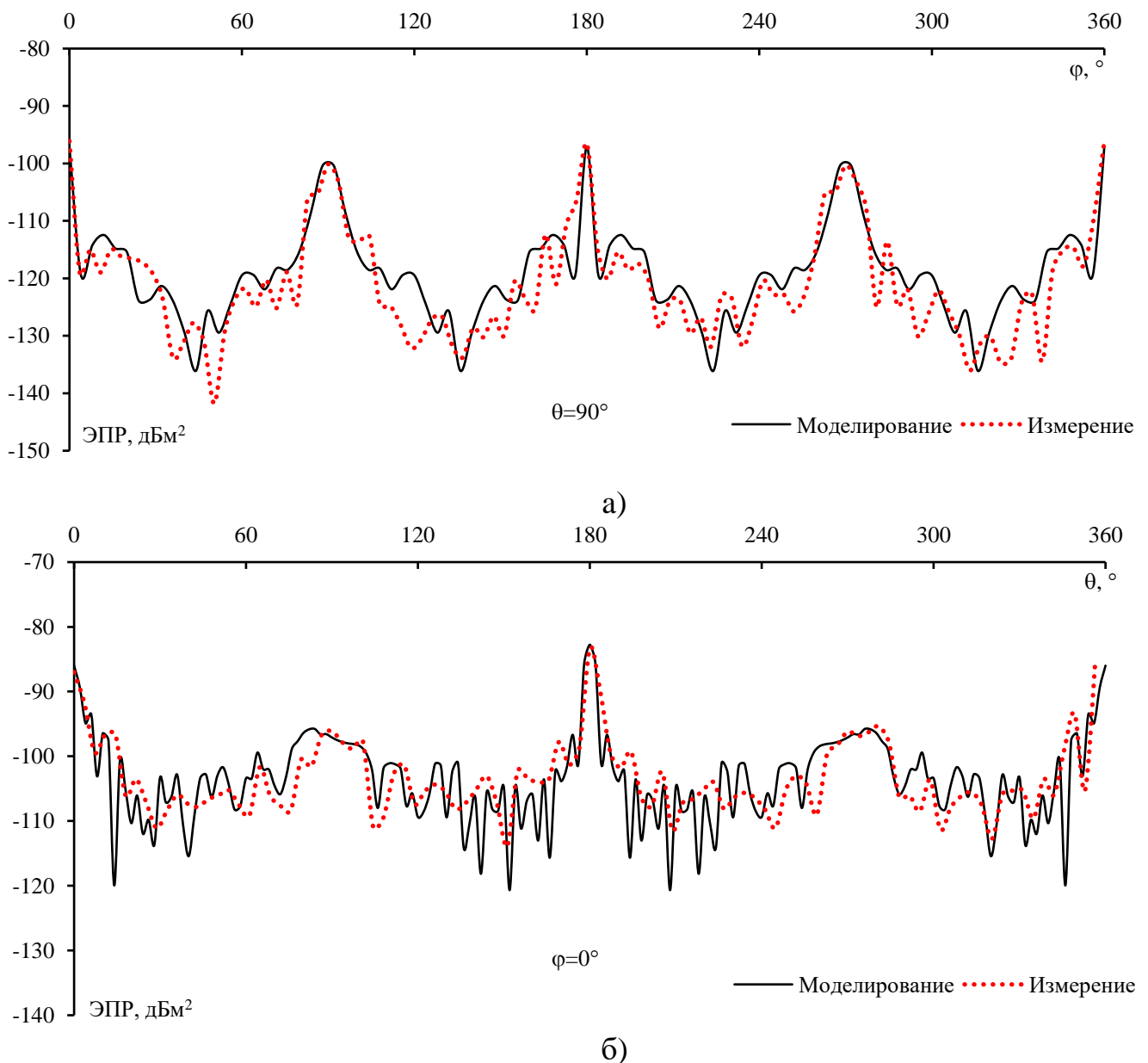
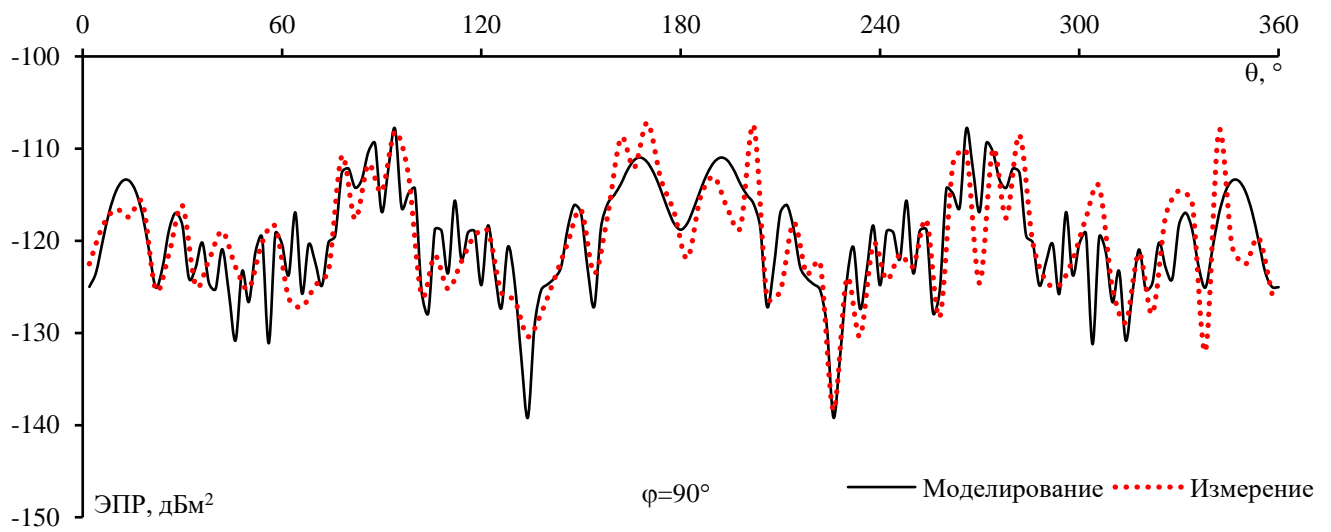
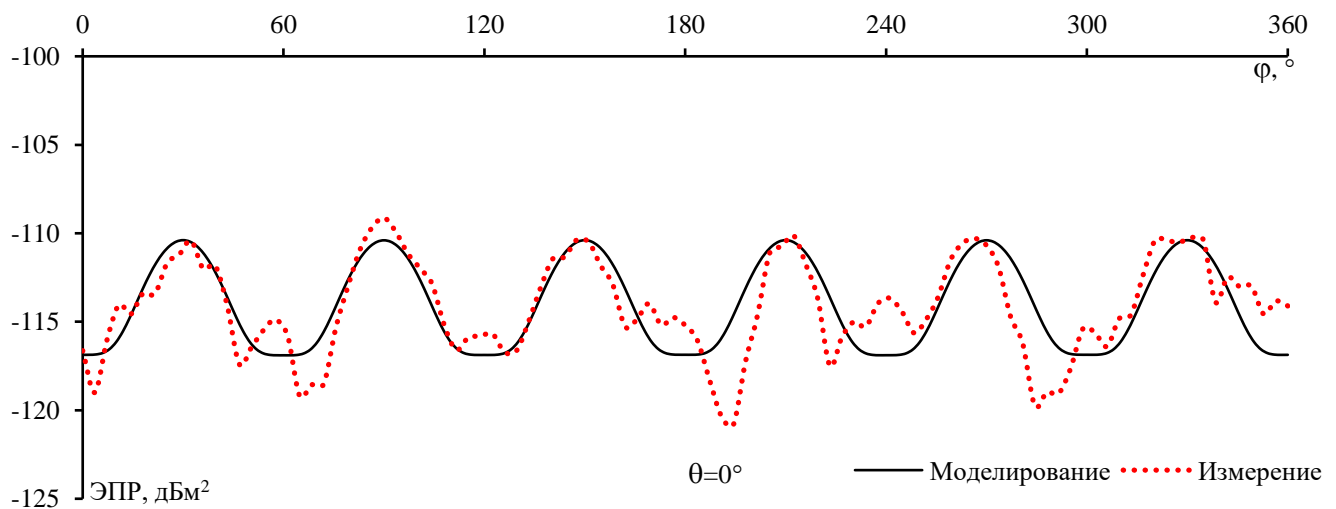


Рисунок 3.3 – Сравнение результатов моделирования и эксперимента ЭПР на третьей гармонике для ИО-Ц: а) плоскость сканирования $\theta=90^\circ$; б) плоскость сканирования $\phi=0^\circ$

На рисунках 3.3 а и 3.3 б представлены графики ЭПР для ИО-Ц при двух конфигурациях сканирования ($\phi = 0^\circ$ и $\theta = 90^\circ$). В угловых зависимостях ЭПР отчетливо выделяются максимумы при 0° , 90° , 180° и 270° . Их появление связано с отражением радиосигнала от угловых ребер и выступающих элементов корпуса. Пиковые значения достигают -112 дБм², тогда как в промежуточных направлениях ЭПР уменьшается до -135 дБм² и менее. Это указывает на выраженную зависимость рассеиваемой энергии от угла наблюдения. Различие между расчетными и экспериментальными данными не превышает 3 дБ, что позволяет считать используемую модель приемлемой для дальнейшего анализа.



а,



б,

Рисунок 3.4 – Сравнение результатов моделирования и эксперимента ЭПР на третьей гармонике для ИО-П: а) плоскость сканирования $\theta=90^\circ$; б) плоскость сканирования $\phi=0^\circ$

Результаты для ИО-П (рис. 3.4 а и 3.4 б) показывают, что рассеиваемая моделью мощность радиосигнала характеризуется умеренной угловой направленностью. Наиболее выраженные максимумы ЭПР соответствуют угловым положениям, при которых наблюдается отражение от участков сопряжения основного корпуса модели с выступающими элементами поверхности. Диапазон изменения ЭПР составляет от -114 до -126 дБм². Модель хорошо воспроизводит характерные особенности формы объекта и ее выступы, а максимальные отклонения между экспериментом и симуляцией не превышают 2-3 дБ. Это подтверждает применимость численного подхода к исследованию рассеивающих свойств КРО различной формы. В отличие от двух объектов ИО-П и ИО-Ц, объект ИО-С требует измерения только при одном угле облучения, что и показано на рисунке 3.5.

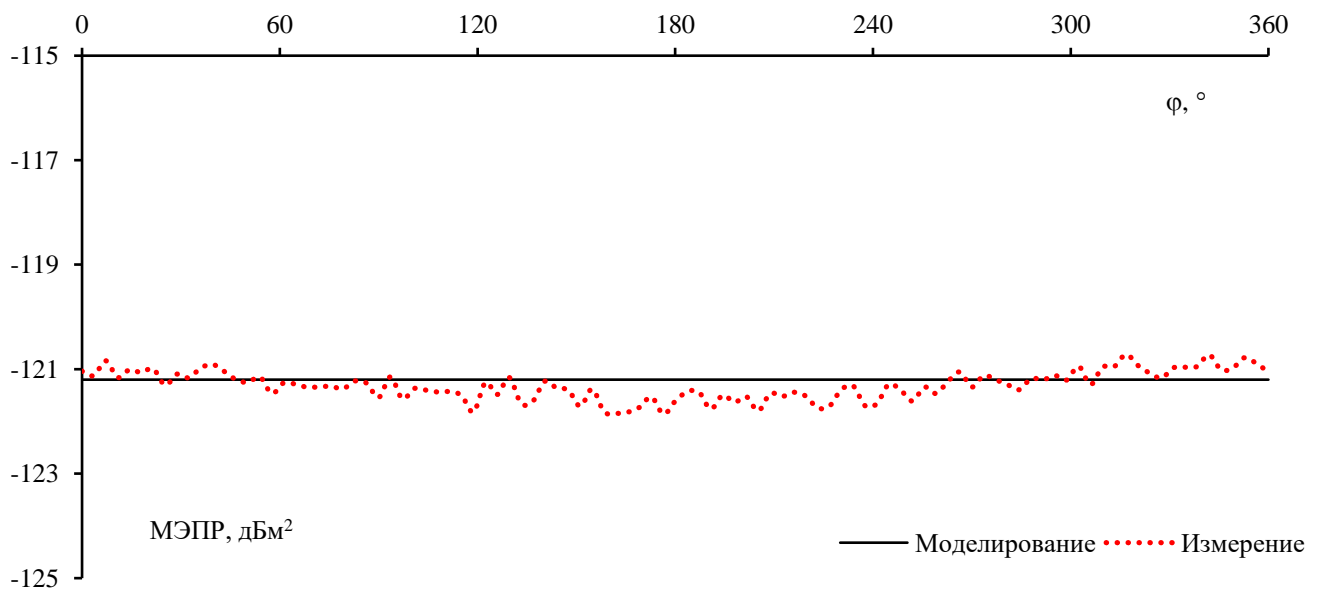


Рисунок 3.5 – Сравнение результатов моделирования и экспериментального измерения ЭПР на третьей гармонике для ИО-С.

На рисунке 3.5 показано поведение ЭПР для ИО-С, обладающего симметричной формой, близкой к полусфере. В отличие от других объектов, кривая ЭПР практически не зависит от угла облучения: уровень отражения стабилен на уровне -121 дБм² во всем диапазоне углов сканирования. Это указывает на изотропные характеристики рассеяния радиосигнала от такой модели ПРК. Расхождение между моделированием и измерением составляет

менее 1 дБ, что подтверждает высокую точность как численной модели КРО, так и лабораторного макета экспериментальной установки по исследованию НО.

Анализ полученных данных показал, что ЭПР на третьей гармонике варьируется в диапазоне от -112 дБм² до -132 дБм² и зависит от угла наблюдения и геометрических особенностей исследуемых типов ПРК. Максимальные значения ЭПР соответствуют направлениям, в которых излучение попадает на сопрягаемые элементы - грани, кромки и примыкающие поверхности. Особенностью ИО-С является практически равномерное рассеяние сигнала по углам, что подтверждает ее изотропный характер в диапазоне третьей гармоники. Сопоставление численных и экспериментальных данных демонстрирует высокую степень совпадения: расхождения, как правило, не превышают 3 дБ, что подтверждает корректность используемой модели и методики измерений. Исходя из полученных значений ЭПР, можно оценить, что КНРО для рассматриваемых объектов лежит в диапазоне порядка $10^{-10} \div 10^{-12}$ м⁶/Вт², что хорошо согласуется с результатами моделирования, представленными в разделе 2. Это означает, что полезный радиосигнал на третьей гармонике обладает достаточным уровнем мощности для надежного обнаружения объектов на дистанциях порядка 5–20 м при использовании направленных антенн и малошумящих усилителей. Кроме того, угловые диаграммы рассеяния позволяют не только фиксировать факт присутствия объекта, но и выполнять его предварительную классификацию по форме, что открывает перспективы для разработки интеллектуальных нелинейных РТС.

3.2 Выбор антенной конструкции для нелинейной РТС

Как отмечалось в подразделе 2.2, работоспособность нелинейной РТС определяется совокупным влиянием трех ключевых факторов: типа поляризации поля, формы и ширины главного лепестка ДНА РТС; энергетических параметров радиосигнала.

Выбор поляризации антенны является одним из эффективных средств повышения устойчивости работы системы в сложных условиях распространения (гетерогенная среда, переотражения, случайная ориентация ПРК). Правильно подобранная поляризация уменьшает влияние случайной ориентации объекта и увеличивает вероятность регистрации сигнала на третьей гармонике, что согласуется с выводами подраздела 2.3.

Не менее важным является вид диаграммы направленности и ее ширина. Как показано в подразделе 2.5, ширина основного лепестка ДНА напрямую влияет на распределение плотности потока мощности радиосигнала в зоне поиска и на энергетические потери при наклонном облучении [65,66]. Коэффициент направленности G антенны входит в уравнение радиолинии второго рода (п. 2.2) и определяет запас по отношению «сигнал–шум» при приеме слабого сигнала третьей гармоники [66-69]. Следовательно, при выборе антенной системы необходимо обеспечить компромисс между: высоким G и достаточной шириной луча ДНА.

В предлагаемой нелинейной РТС предполагается работа на паре частот, связывающих основную частоту излучения и третью гармонику радиосигнала. В численном моделировании и макетных исследованиях использовались частоты 3,33 ГГц (основная) и 10 ГГц (третья гармоника), соответствующие масштабированию реального диапазона. В качестве антенной системы выбрана эллиптическая спиральная антенна (СА) продольного (осевого) типа с наклоном угла поляризации порядка 15–20° [69]. Такая конструкция обеспечивает высокую направленность, близкую к круговой эллиптическую поляризацию и устойчивую диаграмму направленности в широкой полосе частот.

Эти свойства делают СА перспективной конструкцией для применения в нелинейных РТС мониторинга местности, работающих на третьей гармонике.

Для количественной оценки параметров выбранной антенной системы было выполнено численное моделирование в среде полного волнового электродинамического расчета FEKO. Рассматривалась СА, оптимизированная

для работы на фиксированных радиочастотах: $f_0 \approx 3,33$ ГГц и $3f_0 \approx 10$ ГГц – частота третьей гармоники.

Результаты моделирования представлены на рисунках 3.6 и 3.7 для основной частоты и для третьей гармоники соответственно.

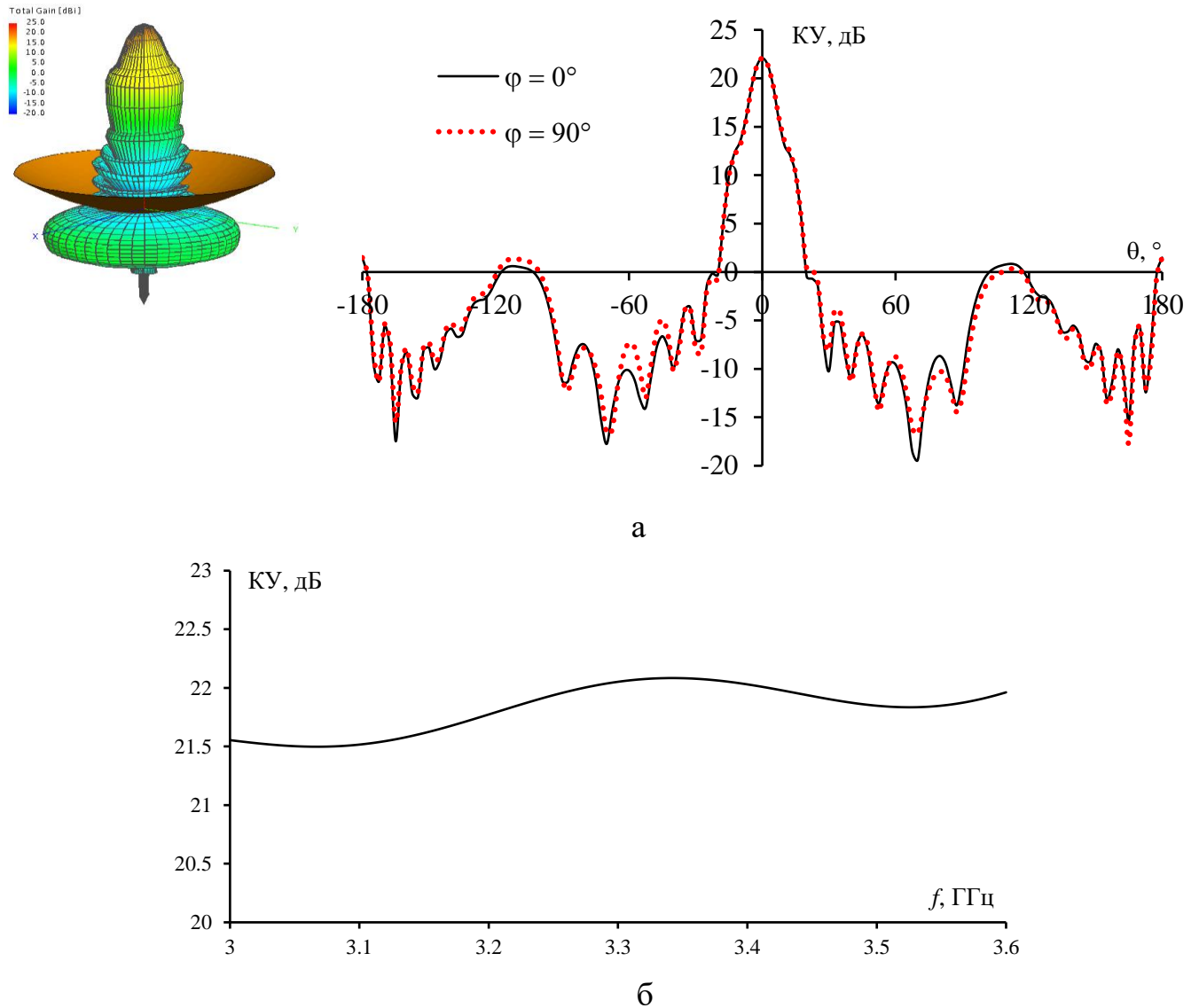
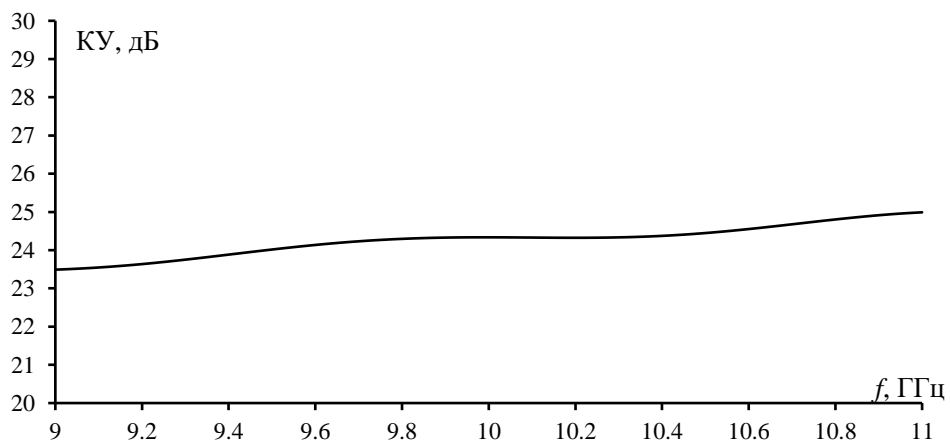
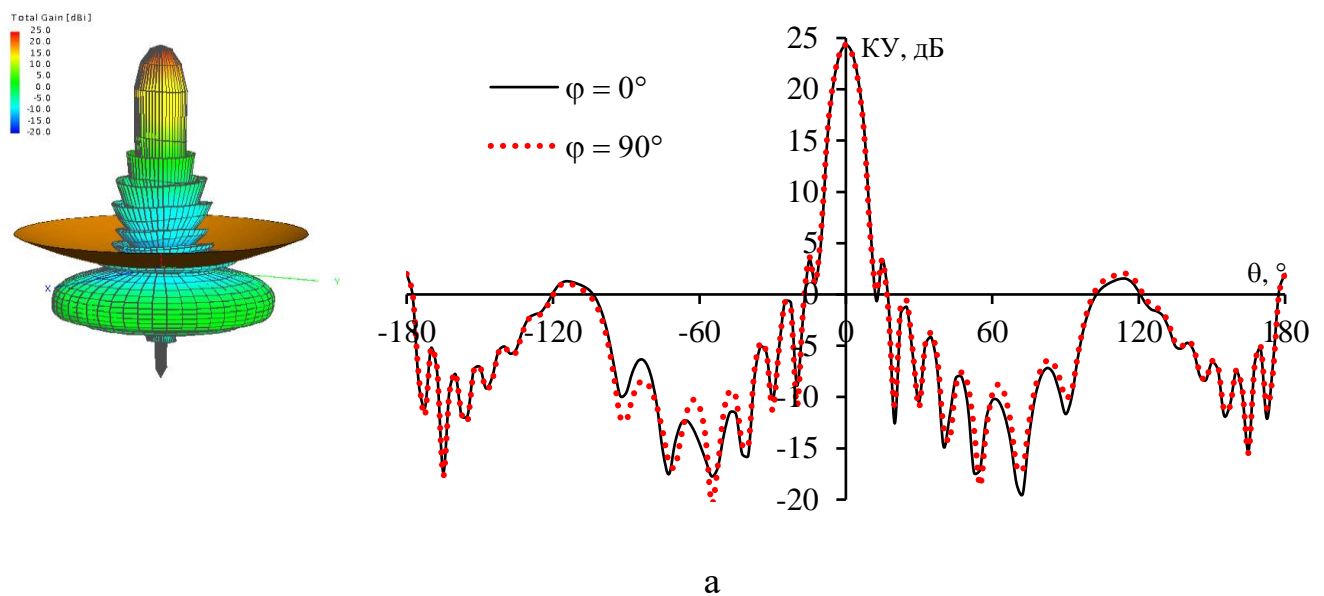


Рисунок 3.6 – Диаграмма направленности и частотная зависимость коэффициента усиления передающей антенны: а – нормированная диаграмма направленности в рабочем направлении; б – зависимость коэффициента усиления G в рабочем диапазоне частот

По данным расчетов в полосе частот около 3,0–3,6 ГГц получены следующие характеристики:

- коэффициент усиления G находится в диапазоне примерно 21,5–22 дБ, среднее значение порядка 21,7 дБ, что удовлетворяет требованиям к энергетике радиолинии на основной частоте радиоизлучения;

- анализ диаграмм направленности показывает, что по основному сечению (например, $\varphi = 0^\circ$) максимальный уровень излучения достигается при $\theta = 0^\circ$. Ширина главного лепестка по уровню -3 дБ составляет примерно 7° , то есть диапазон углов от -4° до $+3^\circ$. Это обеспечивает достаточно узкий луч для концентрации энергии, но при этом сохраняет возможность сканирования зоны поиска без чрезмерного количества перестроек.



б

Рисунок 3.7 – Диаграмма направленности и частотная зависимость коэффициента усиления приемной антенны: а – нормированная диаграмма направленности в рабочем направлении; б – зависимость коэффициента усиления G в рабочем диапазоне частот

По данным расчетов в полосе частот около 9–11 ГГц получены следующие характеристики:

- коэффициент усиления приемной СА G находится в диапазоне примерно 23,4–25,0 дБ, среднее его значение составляет 24,4 дБ, что удовлетворяет требованиям к энергетике радиолинии на гармонической частоте третьего порядка;

- анализ диаграмм направленности показывает, что по основному сечению (например, $\varphi = 0^\circ$) максимальный уровень излучения достигается при $\theta = 0^\circ$. Ширина главного лепестка по уровню -3 дБ составляет примерно 5° , то есть диапазон углов от -2° до $+3^\circ$. Это обеспечивает достаточно узкий луч для концентрации энергии, но при этом сохраняет возможность сканирования зоны поиска без чрезмерного количества перестроек.

Полученные значения G, ширины луча и осевого отношения непосредственно влияют на:

1. Энергетический баланс радиолинии второго рода:

Коэффициент усиления антенны входит в уравнение радиолинии второго рода (см. раздел 2.2) как множитель, увеличивающий мощность СВЧ-поля падающего на НО радиосигнала основной частоты и мощность переизлучения радиосигнала на третьей гармонике. Рост G до ~ 22 дБ на частоте 3,33 ГГц обеспечивает прирост отношения «сигнал-шум» на приемной стороне и позволяет регистрировать сигналы с ЭПР на третьей гармонике и КНРО, измеренными в разделе 3.1, на дистанциях порядка 5–20 м.

2. Реализацию адаптивного облучения зоны поиска:

Узкая диаграмма направленности антенны ($5-7^\circ$ по уровню -3 дБ) создает условия для реализации алгоритмов адаптивного облучения, рассмотренных в разделе 2.5, за счет изменения направления излучения и времени воздействия на отдельные участки зоны поиска. Это имеет особое значение при размещении системы на мобильной РТК, когда угол наклона платформы и параметры рельефа местности могут изменяться в процессе движения.

3. Поляризационную устойчивость:

Эллиптическая поляризация, близкая к круговой, снижает влияние случайной ориентации КРО и неровностей подстилающей поверхности, обеспечивая тем самым более устойчивый уровень принимаемого сигнала на третьей гармонике в условиях наличия растительного покрова. Это способствует повышению вероятности обнаружения КРО в реальных ландшафтно-почвенных условиях Вьетнама.

4. Помехоустойчивость и избирательность к ПРК:

Высокая направленность антенны и малая ширина луча уменьшают влияние фоновых отражений от окружающей среды и повышают угловую избирательность при сканировании местности. В сочетании с нелинейной частотной селекцией, то есть приемом сигнала только на третьей гармонике, это позволяет снизить влияние линейных помех и повысить помехоустойчивость системы.

Таким образом, численное моделирование показало, что выбранная эллиптическая СА удовлетворяет требованиям для использования в нелинейной РТС, обеспечивает необходимый энергетический запас и поляризационные свойства и может быть рекомендована для конструкторской реализации.

3.3 Техническое предложение по реализации мобильного варианта нелинейной РТС мониторинга местности

Полученные в подразделах 3.1–3.2 результаты подтвердили принципиальную пригодность нелинейной РТС для мониторинга местности путем регистрации сигнала третьей гармоники от ПРК. Дальнейшие шаги предполагают переход от лабораторной стадии исследований к натурным испытаниям макета нелинейной РТС, необходимым для выявления конструктивных особенностей, важных при создании мобильного варианта РТС для эффективного мониторинга ландшафтно-почвенных зон Вьетнама.

Как показали проведенные исследования, нелинейная РТС на основе регистрации 3-й гармоники способна обеспечивать уверенное обнаружение КРО на дистанциях до 20 м в различных условиях среды распространения радиосигнала, характерных для территории Вьетнама.

На основе полученных результатов можно сформулировать следующие выводы:

математическая модель радиолинии второго рода с учетом КНРО адекватно описывает энергетические характеристики системы;

измеренные в безэховой камере значения ЭПР и КНРО для ИО-П, ИО-Ц, ИО-С подтверждают возможность регистрации третьей гармоники на практических дистанциях [60, 63];

СА с эллиптической поляризацией обеспечивает необходимый компромисс между коэффициентом усиления, шириной луча и устойчивостью к изменению ориентации объекта [69, 65].

С учетом этих результатов предлагается мобильный вариант нелинейной РТС с интегрированной аппаратурой в шасси РТК или специальное транспортное средство (см. рис. 3.8), предназначенное для поиска ПРК по их отклику на третьей гармонике [70].

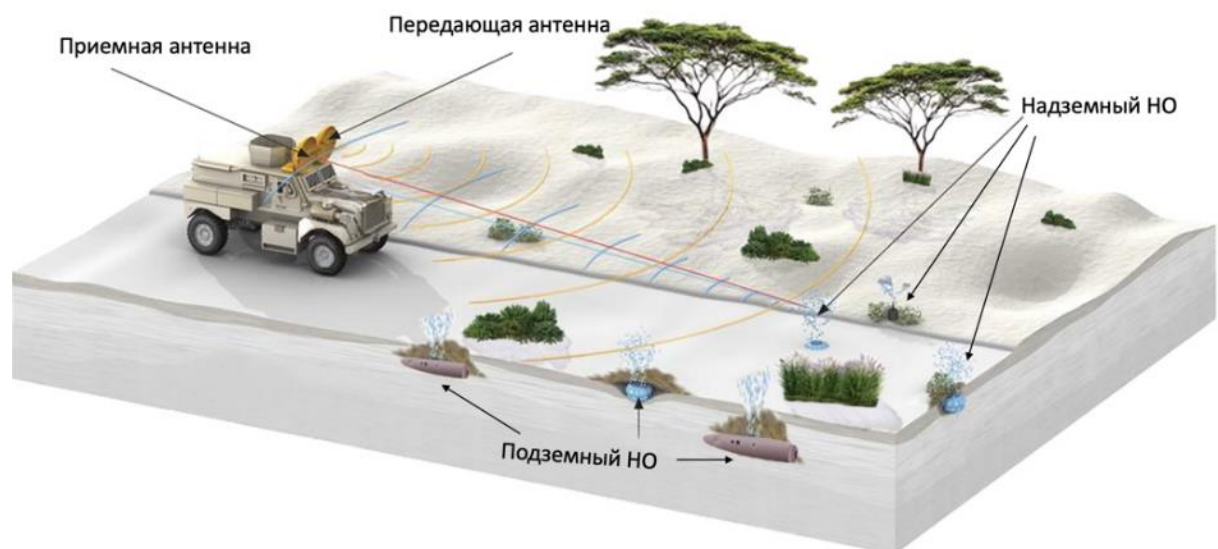


Рисунок 3.8 – Схематическое изображение принципа работы нелинейного РТС, размещенной на специально транспортном средстве в реальных условиях

В данном разделе рассмотрим каждый модуль более подробно, с точки зрения его роли в общей структурной схеме. Состав и структурная схема мобильного поискового средства входит (см. рис. 3.9):

- модуль интеграции с шасси (датчики наклона, навигация);
- бортовой вычислительный модуль (обработка сигналов и управление);
- передающий модуль (генератор сигнала, формирователь импульсов, усилитель мощности);
- передающая СА с рабочей частотой f_0 ;
- приемная СА с рабочими частотами f_0 , $2f_0$ и $3f_0$.
- приемный модуль (полосовые фильтры, малошумящие усилители, аналого-цифровой преобразователь).
- интерфейс оператора.

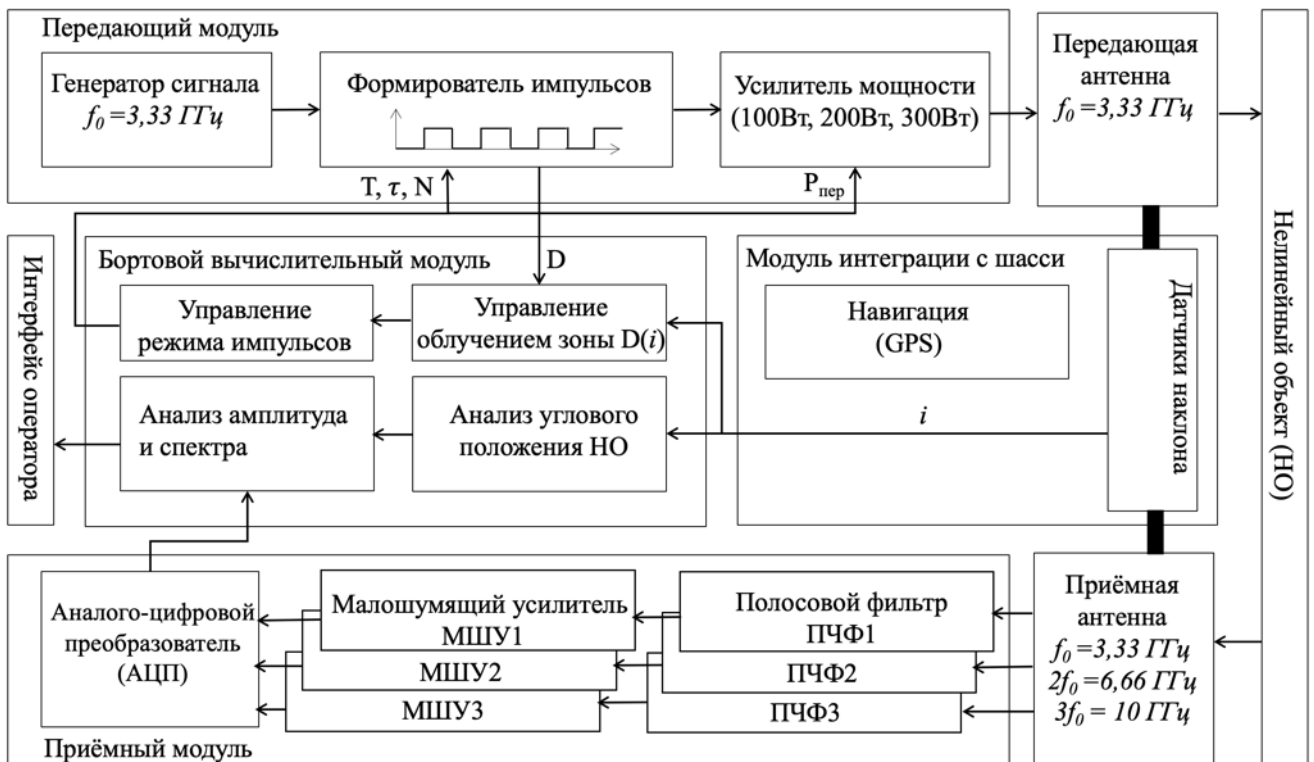


Рисунок 3.9 – Структурная схема мобильного поискового средства по детектированию гармоник радиосигнала

Бортовая нелинейная РТС мониторинга местности для мобильных РТК, размещенная на инженерной платформе и оснащенная средствами компенсации

динамических и доплеровских искажений, вызванные движением транспортного средства, служит для формирования и передачи стабильного СВЧ-сигнала, предназначенного для сканирования слоев растительного покрова на поверхности Земли и обнаружении КРО, содержащих электронные узлы и множественные механические контакты типа МОМ. Формирование первичного СВЧ-поля осуществляется передающим модулем: генератор сигнала (ГС) создает исходный СВЧ-сигнал на основной частоте f_0 , формирователь импульсов задает требуемую заполняемость радиосигнала, формируя последовательность импульсов с заданным законом $D(i)$, зависящем от угла наклона сканирования. Управляющие воздействия на формирователь поступают из бортового вычислительного модуля по результатам анализа текущих условий сканирования местности. Усилитель мощности (УМ) доводит уровень сигнала до значения, необходимого для эффективного возбуждения НО. Сформированный таким образом сигнал подается на передающую СА с эллиптической поляризацией, направляющую поток СВЧ-энергии в зону поиска и обеспечивающую требуемую концентрацию СВЧ-энергии в слое растительного покрова.

В результате облучения КРО со множественными контактами типа МОМ возникает вторичное излучение на частотах гармоник: прежде всего на частоте третьей гармоники, а также на частотах основной и второй гармоники f_0 , $2f_0$. Указанные вторичные сигналы принимаются широкополосной спиральной антенной, согласованной с передающей антенной по диаграмме направленности и поляризационным характеристикам и эффективно работающей в диапазоне частот от f_0 до $3f_0$.

Далее сигнал поступает в приемный модуль, где последовательно проходит через три селективных канала с полосовыми фильтрами (ПЧФ1, ПЧФ2, ПЧФ3), настроенными соответственно на частоты f_0 , $2f_0$ и $3f_0$. Такое построение приемного тракта обеспечивает выделение узких частотных полос вблизи гармоник и ослабление внеполосных помех. В каждом из каналов сигнал усиливается соответствующим малошумящим усилителем (МШУ1, МШУ2, МШУ3), что позволяет повысить чувствительность системы при регистрации слабых

гармонических откликов. После предварительной аналоговой обработки усиленный сигнал поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), входящий в состав приемного устройства, где преобразуется в цифровую форму.

Оцифрованный сигнал передается в бортовой вычислительный модуль, в котором реализуются алгоритмы обнаружения компоненты на частоте $3f_0$ и анализа амплитудно-частотных характеристик отклика. Одновременно функционирует подсистема адаптивного управления облучением. В блоке анализа углового положения КРО обрабатываются данные, поступающие от модуля интеграции с шасси, включая углы наклона, координаты и величину пройденного пути. На основе этой информации определяется эффективный угол сканирования i , после чего формируются управляющие воздействия для блока регулирования облучения зоны поиска $D(i)$. Блок управления облучением с учетом текущего значения угла сканирования и энергетического состояния гармонического канала рассчитывает требуемое значение коэффициента заполнения $D(i)$ и передает его в формирователь импульсов. Тем самым параметры излучаемого радиосигнала изменяются в реальном времени, что обеспечивает выравнивание энергетических условий в радиоканале и поддержание необходимой плотности потока мощности на поверхности НО при различных углах наклона роботизированной платформы или транспортного средства.

На этапе цифровой обработки сигналов возможен также сравнительный анализ уровней второй и третьей гармоник (при их совместной регистрации), что позволяет уточнять тип НО и оценивать его нелинейные свойства через локальные значения КНРО. Совместная обработка данных от радиочастотного тракта и информации, поступающей из модуля интеграции с шасси, позволяет определить угловое отклонение объекта от продольной оси платформы и выполнить привязку обнаруженных электрических неоднородностей к местности.

Результаты цифровой обработки визуализируются в интерфейсе оператора в виде карты подозрительных зон перед транспортным средством, индикаторов уровня сигнала на третьей гармонике и указаний направления на источник

отклика. Такая информационно-визуальная система технического мониторинга обеспечивает наглядное представление о состоянии верхнего слоя Земли, повышает оперативность принятия решений и позволяет реализовать безопасный режим движения в зоне вероятного размещения ПРК. Интеграция навигационного модуля и бортового вычислительного комплекса с внешними информационными системами роботизированного шасси создает предпосылки для дальнейшего расширения функциональных возможностей мобильной версии нелинейной РТС в задачах очистки территорий ландшафтно-почвенных зон Вьетнама.

Кроме того, на основе результатов моделирования, представленных во 2-й и 3-й разделах, были предложены и обоснованы оптимальные технические характеристики нелинейной РТС мониторинга местности, сведенные в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Технические характеристики предлагаемой нелинейной РТС

Мощность передатчика (Импульсная мощность)	–	100–300 Вт
Длительность сигнала	–	1 мс
Длительность импульса	–	1 мкс
Коэффициент заполнения импульса	–	0,01 – 0,1
Рабочая частота передатчика в режиме поиска	–	3,33 ГГц ± 66 Гц
Рабочая частота в режиме поиска 3-й гармоники	–	10 ГГц ± 192 Гц
Рабочая частота в режиме локализации электронных НО	–	излучение – 3,33 ГГц; прием – 6,66 ГГц /10 ГГц
Коэффициент усиления передающей антенны	–	10–12 дБи
Коэффициент усиления приемной антенны	–	8-12 дБи
Ширина главного лепестка АДН передающей антенны	–	5–6 град.
Ширина главного лепестка АДН приемной антенны	–	5–6 град.
Гарантируемая дальность обнаружения	–	≤ 20 м

Особенностью предлагаемой системы является сочетание высокой мобильности, обеспечиваемой установкой на шасси с повышенной проходимостью, и применения новой антенной системы с узкой диаграммой

направленности и эллиптической поляризацией, способной адаптироваться к изменениям условий облучения. Адаптивное управление коэффициентом заполнения $D(i)$ позволяет поддерживать практически постоянный энергетический потенциал радиолинии при изменении угла зондирования и рельефа, что гарантирует достаточный уровень поля для возбуждения даже небольших НО. Дополнительно широкополосный приемный тракт с тремя селективными каналами на частотах f_0 , $2f_0$ и $3f_0$ обеспечивает работу в различных режимах:

- прием только 3-й гармоники для поиска объектов с выраженной оксидной пленкой и МОМ-контактами;
- прием 2-й гармоники для выявления полупроводниковых устройств;
- прием 1-й гармоники для регистрации общего поля и линейных отражателей;
- комбинированный режим одновременной регистрации всех трех гармоник с целью последующего сравнительного анализа их амплитуд и спектров.

Перспективы развития: интеллектуальная идентификация (ИИ) объектов [71]. Важным направлением дальнейшего развития мобильной нелинейной РТС является повышение интеллектуальности обработки сигналов за счет применения методов машинного обучения. Алгоритмы машинного обучения, интегрированные в бортовой вычислительный модуль, способны автоматически анализировать амплитуду, частоту и фазу радиосигнала и классифицировать обнаруженные объекты по типу ВАХ электрической неоднородности. Каждый класс НО может обладать своими эталонными признаками – соотношением амплитуд на частотах первой, второй и третьей гармоник.

Накопив базу эталонных признаков различных ERW, обученные нейросетевые алгоритмы смогут по измеренным параметрам нелинейного отклика (отношениям сигнал/шум на гармониках, локальным значениям КНРО и др.) с высокой вероятностью распознавать тип ERW и отличать, например, электронный узел или множественные контакты МОМ от безобидного фрагмента металлолома. Реализация такой автоматизированной классификации существенно повысит безопасность и эффективность очистки местности [71]. Если в текущей

конфигурации система выполняет главным образом функцию дистанционного обнаружения (оператор получает сигнал о подозрительном объекте и затем использует дополнительные средства для его идентификации и нейтрализации на месте), то интеллектуальная обработка позволит частично снять неопределенность еще на этапе дистанционного сканирования. Проще говоря, РТК с мобильной нелинейной РТС сможет не только фиксировать факт наличия КРО, но и давать предварительную оценку его типа в режиме реального времени. Это сократит число ложных тревог при обнаружении КРО и необходимость лишней раз приближаться к предметам типа ERW для их распознавания визуальным способом, что в конечном счете обеспечит более высокий уровень безопасности эксплуатационного персонала технической службы мониторинга местности. Интеграция современных технологий ИИ в систему обработки данных является логичным шагом развития мобильной нелинейной РТС и создает предпосылки для перехода от простого обнаружения к интеллектуальному выявлению и классификации ERW на безопасном удалении.

3.4 Выводы по разделу 3

1. На основе численного моделирования и измерений в безэховой камере экспериментально установлена количественная зависимость интенсивности рассеяния третьей гармоникой монохроматического СВЧ-сигнала от угла падения радиоволны и геометрических характеристик исследуемых слабоконтрастных КРО сферической, цилиндрической и прямоугольной формы, металлические оболочки которых равномерно покрыты локальными электрическими неоднородностями с кубической ВАХ (модели ИО-П, ИО-С, ИО-Ц). Показано, что значения КНРО лежат в диапазоне, что обеспечивает радиобнаружение таких неоднородностей на расстояниях 5–20 м при параметрах аппаратуры, принятых в работе.

2. Обоснован выбор СА с эллиптической поляризацией, работающих на частотах 3,33 и 10 ГГц и обеспечивающих коэффициент усиления порядка 21,5–

25 дБ при ширине главного лепестка $5-7^\circ$. Показано, что такая антенно-фидерная система формирует высокую напряженность поля в зоне расположения объекта, узкий луч для реализации адаптивного излучения радиосигнала и устойчивый прием радиосигнала на третьей гармонике при произвольной ориентации ПРК, снижая влияние неровностей поверхности и фоновых отражений.

3. Разработана схема нелинейной РТС типа «безопасная машина» для установки на мобильную платформу или роботизированное шасси, включающая импульсный передатчик, формирователь радиосигнала, СА с эллиптической поляризацией, селективные приемные каналы по основной, второй и третьей гармоникам, подсистему адаптивного управления облучением и модуль обработки сигналов. Показано, что выбранные диапазоны мощности и частот ($P_{\text{имп}} \approx 100-300$ Вт, $f_0 \approx 3,33$ ГГц, $3f_0 \approx 10$ ГГц), а также параметры импульсного режима ($\tau \approx 1$ мкс, $D \approx 0,01-0,1$) обеспечивают на дальности до 20 м надежную регистрацию крайне малой энергии рассеянного НО сигнала на третьей гармонике.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе предложены эффективные решения актуальной научной задачи совершенствования методов радиообнаружения электрических неоднородностей с кубической ВАХ для мобильных роботизированных систем мониторинга местности. Разработанные методические подходы и технические решения способствуют существенному улучшению качества моделирования работы нелинейной РТС и увеличению дальности обнаружения КРО с произвольной ориентацией, что имеет важное значение для повышения уровня безопасности очистки местности в условиях ландшафтно-почвенных зон Вьетнама. Результаты исследования обладают теоретической ценностью и практической значимостью, так развивают СВЧ-технологии применительно к задачам поиска электрических неоднородностей, укрытых растительностью, на границе раздела двух сред «воздух-грунт».

В процессе проведенных исследований получены следующие основные результаты:

1. Разработана математическая модель формирования гармонических откликов, соотнесенных с ЭПР КРО различной формы, на основе разложения в ряд Тейлора, в которой кубическая ВАХ описывается полиномиальной аппроксимацией. Введены два важных параметра: НЭПР (σ_n) и КНРО ($\sigma_{k,n}$) КРО, позволяющие корректно описывать генерацию высших гармоник (прежде всего третьей) и заменив классическую ЭПР в задачах проектирования РТС. На базе этих радиотехнических параметров разработана методика инженерного расчета дальности обнаружения электрических неоднородностей на третьей гармонике монохроматического СВЧ-сигнала с учетом потерь при распространении сквозь растительность и вдоль поверхности Земли.

2. Теоретически показано, что интегральный коэффициент передачи СВЧ-сигнала в нелинейной РТС обнаружения электрических неоднородностей

определяется, в первую очередь, эффективностью возбуждения поверхностной радиоволны на границе «воздух–грунт». Установлено, что при углах эллиптической поляризации $\theta_p = 15\text{--}20^\circ$ обеспечивается доминирующий вклад вертикальной составляющей поля и максимально эффективное возбуждение 117 поверхностной волны, что ведет к устойчивым значениям $F \approx 7\text{--}10$ и надежному выявлению неоднородностей на дистанциях 5–20 м практически независимо от степени увлажнения грунта. Показано, что третья гармоника демонстрирует устойчивость к вариациям параметров грунта и растительности, что обосновывает ее выбор как основного селективного признака КРО различной формы.

3. Разработан и исследован обобщенный подход к оценке дальности действия нелинейной РТС на третьей гармонике в непрерывном и импульсном режимах. Показано, что при одинаковых энергетических затратах импульсный режим обеспечивает существенно большее отношение «сигнал–шум» на больших дальностях за счет накопления радиоимпульсов. Установлено, что при переходе к импульсному режиму с переменным коэффициентом заполнения $D(i) \in [0,001; 0,1]$ возможно увеличение отношения «сигнал–шум» на входе радиоприемного устройства. Расчеты показали, что увеличение коэффициента заполненности импульса D на два порядка приводит к росту отношения «сигнал–шум» примерно на 10 дБ; такой же выигрыш достигается и за счет увеличения пиковой мощности излучения на ~ 200 Вт. Таким образом, доказано, что оптимальное улучшение энергетических характеристик нелинейной РТС можно достигнуть путем регулировки коэффициента заполнения импульса D и времени накопления сигнала.

4. На основе анализа распределения плотности мощности в пятне облучения установлено, что при увеличении угла сканирования i площадь пятна возрастает, а плотность потока мощности в среднем убывает по закону $\cos^{-3}(i)$. Предложена схема управления облучением, реализующая принцип: геометрические потери компенсируются за счет регулирования длительности импульса и коэффициента заполнения $D(i)$ так, чтобы средняя плотность потока мощности СВЧ-сигнал на поверхности оставалась практически постоянной при изменении угла наклона

антенн нелинейной РТС. Численное моделирование показало, что такая регулировка $D(i)$ позволяет перераспределять энергию передатчика в рабочем диапазоне углов сканирования, стабилизировать интенсивность сигнала и отношение «сигнал–шум», выровнять чувствительность нелинейной РТС при сканировании местности по углу места. Показано, что данный подход существенно повышает эффективность дистанционного мониторинга ландшафтно-почвенных зон Вьетнама с борта мобильного РТК.

5. На основе численного моделирования и измерений в безэховой камере экспериментально установлена количественная зависимость интенсивности рассеяния третьей гармоники монохроматического СВЧ-сигнала от угла падения радиоволны и геометрических характеристик исследуемых КРО сферической, цилиндрической и плоской формы, поверхность которых равномерно покрыта локальными электрическими неоднородностями с кубической ВАХ (модели ИО-П, ИО-С, ИО-Ц). Показано, что значения КНРО лежат в диапазоне 10^{-10} до 10^{-12} м⁶/Вт², что обеспечивает обнаружение неоднородностей на расстояниях 5-20 м. Обоснован выбор СА с эллиптической поляризацией, работающих на частотах 3,33 и 10 ГГц и обеспечивающих коэффициент усиления порядка 21,5-25 дБ при ширине главного лепестка 5-7°. Показано, что такая антенно-фидерная система формирует высокую напряженность поля в зоне возможного нахождения КРО, а узкий луч обеспечивает устойчивый прием сигнала третьей гармоники при произвольной ориентации КРО, снижая влияние неровностей поверхности и фоновых отражений от местности.

6. В исследовании предложена схема бортовой нелинейной РТС мониторинга местности, ориентированная на установку на мобильные робототехнические комплексы. Предложена схема бортовой нелинейной РТС мониторинга местности для установки на РТК, включающая импульсный передатчик, формирователь радиосигнала, СА с эллиптической поляризацией, селективные приемные каналы по основной, второй и третьей гармоникам, подсистему адаптивного управления облучением и модуль обработки сигналов. Показано, что выбранные диапазоны мощности и частот ($P_{\text{имп}} \approx 100\text{--}300$ Вт,

$f_0 \approx 3,33$ ГГц, $3f_0 \approx 10$ ГГц), а также параметры импульсного режима ($\tau \approx 1$ мкс, $D \approx 0,01-0,1$) позволяют обеспечить надежное обнаружение слабоконтрастных электрических неоднородностей с кубической ВАХ на дистанциях от 5 до 20 м.

В ходе исследования уточнены отдельные положения, используемые при расчете нелинейных РТС, прежде всего в части учета условий окружающей среды и особенностей распространения радиоволн. Это позволило более последовательно описать волновые процессы в радиолиниях второго рода с электрическими неоднородностями, обладающими кубической ВАХ, и получить более обоснованные оценки дальности действия системы и эффективности обнаружения источников вторичного излучения на третьей гармонике. Речь идет о классе объектов, который ранее почти не рассматривался применительно к мобильным нелинейным РТС мониторинга местности.

Полученные результаты могут быть использованы в дальнейших исследованиях, связанных с расширением функциональных возможностей нелинейных РТС. Один из возможных дальнейших шагов состоит в применении методов искусственного интеллекта и машинного обучения для анализа гармонического отклика и последующей классификации обнаруживаемых объектов по их нелинейным признакам.

Таким образом, выполненные теоретические и экспериментальные исследования позволили определить основные решения, необходимые для проектирования мобильной нелинейной РТС, предназначенной для установки на РТК и мониторинга местности. Учитывая масштабы загрязнений ландшафтно почвенных зон Вьетнама КРО, широкое внедрение мобильных РТК мониторинга местности существенно повысит скорость поиска небезопасных объектов и ускорит процесс очистки сельскохозяйственных земель СРВ. Цель диссертационного исследования достигнута, научная задача решена.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- АДН – амплитудная диаграмма направленности;
- АЦП – аналого-цифровая преобразователь
- ВАХ – вольтамперная характеристика;
- ГС – генератор сигнала;
- ИИ – интеллектуальная идентификация;
- ИО-П – исследуемый объект прямоугольной формы;
- ИО-С – исследуемый объект сферической формы;
- ИО-Ц – исследуемый объект цилиндрической формы;
- КНРО – коэффициент нелинейного рассеяния объекта;
- КРО – Коррозионно-разрушенные объекты;
- МОМ – металл-оксид-металл;
- МШУ – малошумящий усилитель;
- НО – нелинейный объект;
- НЭПР – нелинейная эффективная площадь рассеяния;
- ПЧФ – полосовой частотный фильтр;
- РТК – робототехнический комплекс;
- РТС – радиотехническая система;
- СА – спиральная антенна;
- СВЧ – сверхвысокая частота;
- СРВ – Социалистическая Республика Вьетнам;
- УМ – усилитель мощности;
- ЭМК – электромагнитное колебание;
- ЭМВ – электромагнитная волна;
- ЭМПив – электромагнитное поле и волна;
- ЭПР – эффективной площади рассеяния.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Штейншлейгер, В. Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами / В. Б. Штейншлейгер. // Успехи физических наук. – 1984. – Т. 142, № 1. – С. 131–145.
2. Горбачев, А. А. Амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей / А. А. Горбачев, С. В. Ларцов, С. П. Тараканков, Е. П. Чигин. // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41, № 5. – С. 558
3. Кузнецов, А. С. Методы исследования эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн / А. С. Кузнецов, Г. И. Кутин. // Зарубежная радиоэлектроника. – 1985. – № 4. – С. 41–53.
4. Разиньков, С. Н. Математическое моделирование нелинейного рассеяния электромагнитных волн в радиолокации / С. Н. Разиньков. // Успехи современной радиоэлектроники. – 1997. – № 1. – С. 87–96.
5. Щербаков, Г. Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов / Г. Н. Щербаков. // Специальная техника. – 1999. – № 1. – С. 34–39.
6. Ларцов С. В. Исследование объектов нелинейной радиолокации: дис. ... к.т.н. : 05.12.04 / С. В. Ларцов. – Н. Новгород, 2002. – 308 с.
7. Бабанов, Н. Ю. Необходимые характеристики для описания пространственных свойств простых нелинейных рассеивателей / Н. Ю. Бабанов, С. В. Ларцов. // Радиотехника. – 2009. – № 5. – С. 34-39.
8. Семенихина, Д. В. Анализ электродинамических структур с нелинейными нагрузками: дис. ... д-ра тех. наук: 05.12.07 / Д. В. Семенихина. – М., 2020. – 519 с.
9. Николаев, А.В. Использование электромагнитного спектра при нелинейно-

- параметрической локации рукотворных объектов в полупроводящих средах / А.В. Николаев. // Спецтехника. – 2011. – № 1. – С. 37-43.
10. Панычев С. Н. Информационная трактовка теории оптимального приема сигналов в нелинейных радиотехнических системах / С. Н. Панычев // Телекоммуникации. – 2008. – № 6. – С. 10–14.
 11. Harger, R. O. Harmonic radar systems for near-ground in-foliage nonlinear scatterers / R. O. Harger. // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. – 1976. – Vol. 12, No. 2. – P. 230-245.
 12. Mazzaro, G. J. Short-range harmonic radar: chirp waveform, electronic targets / G. J. Mazzaro, K. A. Gallagher, A. F. Martone, K. D. Sherbondy, R. M. Narayanan. // Proc. SPIE 9461, Radar Sensor Technology XIX; and Active and Passive Signatures VI. – 2015. – P. 123-130.
 13. Mazzaro, G. J. Harmonic response vs. target orientation: a preliminary study of the effect of polarization on nonlinear junction detection / G. J. Mazzaro, K. A. Gallagher, K. D. Sherbondy, A. Bouvy, B. Perez, T. J. Pierson, D. F. Kotz. – DOI 10.1117/12.2617881. // Radar Sensor Technology XXVI. – 2022 – Vol. 12108. – P. 11-31.
 14. Perez, B. Evaluating the practical range of harmonic radar to detect smart electronics / B. Perez, C. Arguello, T. J. Pierson, G. J. Mazzaro, D. Kotz. // MILCOM 2023 – IEEE Military Communications Conference (MILCOM). – 2023. – P. 528-535.
 15. Зыонг Дык Тхиен. Исследование возможностей и методов построения аппаратуры для нелинейной радиолокации: дис. ... канд. тех. наук: 05.12.14 / Зыонг Дык Тхиен. – М., 2007. – 126 с.
 16. Фам, Д. Х. Радиоэлектронные средства военно-инженерной службы вьетнамской народной армии и перспектива их развития / Д. Х. Фам, Н. В. Кыонг, А. В. Николаев. // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. – 2023. – № 1. – С. 74-79.
 17. Vu Quoc Huy. Research and development of a system of equipment for detecting

- bombs, mines, and unexploded ordnance after the war in Vietnam / Vu Quoc Huy, Phan Van Quang. // Vietnam Journal of Science and Technology. – 2022. – No. 3. – P. 41-44.
18. Nguyen Van Nam. The reality and consequences of the US use of bombs and mines in the Vietnam War in Quang Tri province (1965-1973)/ Nguyen Van Nam. – DOI 10.18173/2354-1067.2021-0055. // HNUET Journal of Science: Social Sciences. – 2021. – Vol. 66, No. 3. – P. 127–135.
19. Le Dinh Son. Improving the asymmetric encryption algorithm based on genetic algorithm, application in online information transmission / Le Dinh Son, Tran Van An, Nguyen Ngoc Thuy. – DOI 10.1504/IJESDF.2021.118543. // International Journal of Electronic Security and Digital Forensics. – 2021. – Vol. 13, No. 6. – P. 612-629.
20. Nguyen TN. Unexploded ordnance contamination and household livelihood choice in rural Vietnam / Nguyen TN, Tran TQ, Vu HV. – DOI 10.32609/j.ruje.8.79738. // Russian Journal of Economics. – 2022. – Vol. 8, No. 3. – P. 276-294.
21. Исследование спектральных характеристик рассеивающих МОМ-структур в нелинейной локации / Зинченко М. В., Во Зуй Фук, Зиньковский Ю. Ф. // Вестник НТУУ «КПИ». Серия «Радиотехника. Радиоаппаратостроение». – 2017. – № 70. – С. 11–16.
22. Щербаков, Г. Н. Обнаружение скрытых объектов – для гуманитарного разминирования, криминалистики, археологии, строительства и борьбы с терроризмом / Г. Н. Щербаков. – М.: Арбат-Информ, 2004 – 144 с.
23. Щербаков, Г. Н. Выбор электромагнитного метода зондирования для поиска объектов в толще укрывающих сред [Электронный ресурс] / Г. Н. Щербаков, М. А. Анцелевич, Д. Н. Удинцев. // Специальная техника. – 2005 – № 1 – Режим доступа: http://bnti.diaagnostm.tmweb.ru/netcat_files/userfiles/udincev.pdf (дата обращения: 18.10.2023).
24. Щербаков, Г.Н. Средства обнаружения тайников с оружием и боеприпасами в толще грунта / Г.Н. Щербаков. // Специальная техника. – 2000. – № 2. – С. 18-

- 23.
25. Щербаков, Г. Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов / Г. Н. Щербаков. // Специальная техника. – 1999. – № 1. – С. 34-39.
26. Беляев В. В. Состояние и перспективы развития нелинейной радиолокации / В. В. Беляев, А. Т. Маюнов, С. Н. Разиньков // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 2002. – № 6. – С. 59–78.
27. Павлов, А. П. Синтез эффективного тестового сигнала для обнаружения нелинейного контакта металл-окисел-металл / А. П. Павлов, Э. В. Семенов. // Технические науки в России и за рубежом : материалы Международной научной конференции. – 2011. – С. 34–38.
28. Артищев, С. А. Моделирование и экспериментальное исследование нелинейного контакта металл-окисел-металл / С. А. Артищев, Э. В. Семенов. // Научная сессия ТУСУР – 2010 : материалы докладов Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых : в 5 ч. – Томск, 04–07 мая 2010 г. – Том. Ч. 1. – Томск : В-Спектр, 2010. – С. 229–231.
29. Иванов А. В. Параметрический метод обнаружения объектов с нелинейными рассеивателями / А. В. Иванов, С. Н. Паньчев, В. И. Подлужный, Н. Т. Хахимов // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, № 9. – С. 11–16.
30. Нгуен, В. К. Радиодетектирование сигнала, рассеянного нелинейным объектом, для безопасных машин / В. К. Нгуен, Д. Х. Фам, А. В. Николаев. // XXXV Международная инновационная конференция молодых ученых и студентов (МИКМУС – 2023): Сб. трудов конф., Москва, 13-14 ноября 2023 г. – Москва: Институт машиноведения им. А. А. Благонравова РАН, 2023. – С. 363-370.
31. Фам Дык Хи. Модель нелинейной радиотехнической системы в свободном пространстве / Фам Дык Хи, Нгуен Ван Кыонг, А. В. Николаев [и др.] – DOI 10.34832/NIIR.2024.16.3.007. // Труды Научно-исследовательского института

- радио. – 2024. – № 3-4. – С. 72-80.
32. Nguyen, V. C. Detection of a radio signal scattered by a nonlinear object for vehicle safety / V. C. Nguyen, D. H. Pham, A. V. Nikolaev. – DOI 10.1063/5.0251915. // AIP Conference Proceedings. – 2025. – Vol. 3205. – Article 080003.
- 33 Щербаков, Г.Н. Новые методы обнаружения скрытых объектов / Г. Н. Щербаков, М. А. Анцеливич. – М.: ООО «Эльф ИПР», 2011. – 504 с.
- 34 Mazzaro, G. J. Short-range harmonic radar: chirp waveform, electronic targets / G. J. Mazzaro, K. A. Gallagher, A. F. Martone, K. D. Sherbondy, R. M. Narayanan. // Proc. SPIE 9461, Radar Sensor Technology XIX; and Active and Passive Signatures VI. – 2015.
- 35 Кравцов, Е. В. Способ нелинейной радиолокации / Е. В. Кравцов, Р. И. Рюмшин, М. О. Лихоманов, О. Н. Дудариков. // Патент на изобретение № 2759117 С1. Заявка № 2021100335 от 11.01.2021.
- 36 Васенков А. А. Дистанционное нелинейное зондирование объектов электромагнитными волнами при наличии границ раздела сред: дис. ... к.т.н. : 05.12.04 / Васенков Алексей Андреевич. – Н. Новгород, 2003. – 135 с.
- 37 Ахияров, В. В. Радиолокационные системы: учебное пособие / В. В. Ахияров, С. И. Нефедов, А. И. Николаев [и др.]; под ред. А. И. Николаева. – 2-е изд. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2018. – 349 с.
- 38 Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учебник для вузов / П. А. Бакулев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.
- 39 Нгуен, В. К. Сравнение методик расчета максимальной дальности обнаружения нелинейных радиолокационных станций / Нгуен В. К., А. В. Николаев, А. Б. Прошин. // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2025. – Т. 30, № 3. – С. 85–93.
- 40 Старовойтов, Е. И. Способ и система определения антенных характеристик на измерительной площадке / Е. И. Старовойтов, А. В. Николаев, В. И. Руссанов, Д. М. Бодунов, М. А. Филин, М. В. Крюков, Н. С. Гончаров, А. В. Колесников,

- Н. Б. Федосова, А. Али, В. К. Нгуен, Д. Х. Фам. // Патент на изобретение №2804836 С1. Заявка № 2023112094 от 11.05.2023.
- 41 Фам, Д. Х. Сравнение методов определения угловых координат объектов в грунте с помощью нелинейной радиолокационной станции / Д. Х. Фам, В. К. Нгуен, А. В. Николаев, А. Ю. Волошин. // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2024. – Т. 29, № 5. – С. 47–54.
- 42 Паньчев, С. Н. Нелинейная радиолокация: методы, техника и области применения / С. Н. Паньчев. // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 2000. – № 5. – С. 54-61.
- 43 Усов, Н. А. Модулирующие свойства объектов в нелинейной радиолокации / Н. А. Усов, В. Н. Похвощев. // Информатика: проблемы, методология, технологии: Сб. материалов XIX междунар. науч.-метод. конф., Воронеж, 14-15 февраля 2019 г. / Под ред. Д. Н. Борисова. – Воронеж: Изд-во «Научно-исследовательские публикации» (ООО «Вэлборн»), 2019. – С. 622-626.
- 44 Нгуен, В. К. Программа для исследования радиолиний с нелинейным объектом вторичного излучения / В. К. Нгуен, А. В. Николаев, Д. Х. Фам. // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025694845 Российская Федерация; заявитель и правообладатель МТУСИ – № 2025693815 ; заявл. 24.11.2025 ; опубл. 08.12.2025. – 1 с.
- 45 Мандель, А. Е. Распространение радиоволн : учебное пособие / А. Е. Мандель, В. А. Замотринский. – Новосибирск : СибГУТИ, 2013. – 176 с.
- 46 Горбачев А. А. Особенности зондирования электромагнитными волнами сред с нелинейными включениями / А. А. Горбачев // Нелинейный мир. – 2009. – № 7-9. – С. 58.
- 47 Горбачев А. А. Признаки распознавания нелинейных рассеивателей электромагнитных волн / А. А. Горбачев, А. П. Колбанов, С. П. Тараканков, С. В. Ларцов, Е. П. Чигин // Нелинейный мир. – 2004. – № 5-6. – С. 301–309.
- 48 Николаев, А.В. Способ и система антенных измерений с использованием беспилотного привязного аэростата / А. В. Николаев, Е. И. Старовойтов, В. И.

- Руссанов, Д. М. Бодунов, М. А. Филин, М. В. Крюков, Н. С. Гончаров, А. В. Колесников, Н. Б. Федосова, А. Али, В. К. Нгуен, Д. Х. Фам, Д. Хасанн, А. Ю. Волошин. // Патент на изобретение № 2818996 С1. Заявка № 2023125399 от 08.05.2024.
- 49 Sommerfeld, A. Propagation of Waves in Wireless Telegraphy / A. Sommerfeld. // *Annalen der Physik.* – 1909. – Vol. 28, No. 4. – P. 665–736.
- 50 Rechten, E. Application of a New Technique for Radio Wave Propagation Study to Experimental Confirmation of the Phase Characteristic of Norton's Ground Wave Propagation Theory : Ph.D. Thesis / E. Rechten. – Pasadena, California : California Institute of Technology, 1950.. – 134 p.
- 51 Hellmann, M. Polarimetric Interferometry and Differential Interferometry [Электронный ресурс] / M. Hellmann, S. R. Cloude. // *Radar Polarimetry and Interferometry (RTO-EN-SET-081)*, Paper 6. – RTO, 2005. – DOI: 10.14339/RTO-EN-SET-081-06-pdf.
- 52 Bowles, L. W. Camp Sentinel Radar / L. W. Bowles et al. // *Journal of Defense Research.* – 1969. – Spring Issue. – P. 67.
- 53 Нгуен, В. К. Оценка характеристик обнаружения нелинейной радиолокационной станции безопасной машины / В. К. Нгуен, Д. Х. Фам, А. В. Николаев, А. Ю. Волошин. – DOI 10.18127/j5604128-20240. // *Электромагнитные волны и электронные системы.* – 2024. – Т. 29, № 5. – С. 39-46.
- 54 Горбачев, А. А. Помехи в системах нелинейного зондирования / А. А. Горбачев, С. В. Лавцов, С. П. Тараканков, Е. П. Чигин // *Радиотехника и электроника.* – 1998. – Т. 43, No 1. – С. 71–76.
- 55 Бердышев, В. П. Радиолокационные системы : учеб. / В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, А. Н. Фомин [и др.]; под общ. ред. В. П. Бердышева. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. – 400 с.
- 56 Кошелев, В. И. Современные методы повышения эффективности обнаружения радиолокационных сигналов / В. И. Кошелев, В. Г. Андреев, В. А. Белокуров.

– Рязань: Полиграф, 2014. – 208 с.

- 57 Горбачев, П. А. О некоторых параметрах зондирующего сигнала при поиске нелинейных рассеивателей / П. А. Горбачев // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, No 7. – С. 804–807.
- 58 Забалуев Е. В. Оптимальный фильтр для обнаружения объекта методом нелинейного радиолокационного зондирования / Е. В. Забалуев, С. Н. Панычев, Н. Т. Хахимов // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2002. – Т. 45, No 3. – С. 12–17.
- 59 Бакулев, П. А. Радиолокационные системы / Бакулев, П. А., Степанов Б. А. - М.: Радиотехника, 2004. — 512 с.
- 60 Нгуен, В. К. Исследование вторичного излучения неразорвавшихся боеприпасов на третьей гармонике [Электронный ресурс] / В. К. Нгуен, А. В. Николаев. // Радиозондирование на Земле и в космосе (РЗК-2025): сборник тезисов научно-технической конференции ИЗМИРАН, 2025. – С. 16–17. – Режим доступа: <https://www.izmiran.ru/library/rzk2025/RZK-2025.pdf> (дата обращения: 2.10.2025).
- 61 Козлов, А. И Эффективная площадь рассеяния нелинейных отражателей / А. И. Козлов, Д. В. Колядов // Научный вестник МГТУ ГА. Радиофизика и радиотехника. – 2004. – No 79. – С. 36–40.
- 62 Колбанов, А. П. Распознавание нелинейных рассеивателей, содержащих несовершенные металлические контакты или полупроводниковые радиокомпоненты / А. П. Колбанов, А. А. Потапов, Е. Е. Степанов, Е. П. Чигин // Нелинейный мир. – 2005. – Т. 3, No 4. – С. 239–244.
- 63 Бабанов, Н. Ю. Моделирование процессов нелинейного рассеяния на антеннах с нелинейной нагрузкой / Н. Ю. Бабанов, С. В. Ларцов, А. В. Ключев [и др.] – DOI 10.18127/j03209601-202406-03. // Антенны. – 2024. – No 6(292). – С. 24-44.
- 64 Данг, Т. Ф. Угловой отражатель и основные методы моделирования электромагнитного рассеяния: обзор за 10 лет / Т. Ф. Данг. // Системы управления, связи и безопасности. – 2025. – No 3. – С. 35–120.

- 65 Вяльшин, Э. С. Спиральные антенны СВЧ диапазона / Э. С. Вяльшин, О. О. Криворука, К. А. Лепихин, Э. Ю. Седышев. // Проектирование и технология электронных средств. – 2020. – № 3. – С. 18-26.
- 66 Николаев, А.В. Способ и система антенных измерений с использованием беспилотного привязного аэростата / А. В. Николаев, Е. И. Старовойтов, В. И. Руссанов, Д. М. Бодунов, М. А. Филин, М. В. Крюков, Н. С. Гончаров, А. В. Колесников, Н. Б. Федосова, А. Али, В. К. Нгуен, Д. Х. Фам, Д. Хасанн, А. Ю. Волошин. // Патент на изобретение № 2818996 С1. Заявка № 2023125399 от 08.05.2024.
- 67 Бойко, С. Н. Методика проектирования спиральных вибраторных антенн с реактивными включениями / С. Н. Бойко, Е. А. Зевакин, О. В. Корышев, И. М. Трухачев. – DOI 10.18127/j03209601-202006-07. // Антенны. – 2020. – № 6(268). – С. 54-67.
- 68 Николаев, А. К. Цилиндрическая спиральная всенаправленная антенна круговой поляризации 2.4 ГГц для управления системами БПЛА / А. К. Николаев, А. В. Борисенок, А. А. Легашова. // Сборник материалов II Молодежной научно-практической конференции, посвященной Дню Российской науки в Севастопольском государственном университете, Севастополь, 8 февраля 2024 г. – Севастополь: Севастопольский государственный университет, 2024. – С. 106-108.
- 69 Нгуен, В. К. Выбор угла поляризации радиоволны в нелинейной радиолокации для обнаружения скрытых объектов / В. К. Нгуен, А. В. Николаев. // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2025. – № 3–4. – С. 88–101.
- 70 Волошин, А. Ю. Основы проектирования широкоугольной радиофары НРЛС безопасной машины / А. Ю. Волошин, А. В. Николаев. // Новые технологии. Наука, техника, педагогика = New Technologies. Science, Engineering, Pedagogics: материалы Всерос. науч.-практ. конф., Москва, 19-26 февраля 2024 г. – Москва: Московский Политех, 2024. – С. 125-128.
- 71 Али Ахмад. Нейросетевая обработка изображений диаграмм направленности

антенна в многонаправленных радиотехнических объектах / Али Ахмад, Николаев А.В., Прохоркин А.Г., Диаа Хасанн, Фам Д.Хи., Нгуен В.К. – DOI 10.34832/NIR.2024.16.3.006. // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2024. – № 3-4. – С. 64-71.



«УТВЕРЖДАЮ»

Заместитель проректора по учебной
работе МТУСИ

Камалова Г. И.

2026 г.

Акт

о реализации результатов диссертационной работы на тему:
«Обнаружение СВЧ сигналов, рассеянных коррозионно-разрушенными объектами, в условиях ландшафтно-почвенных зон Вьетнама» в учебном процессе ордена Трудового Красного Знамени федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Московский технический университет связи и информатики»

Комиссия в составе:

председатель – доц. к.т.н. Гайнутдинов Т.А.

члены комиссии: доц. к.т.н. Федотова Т.Н.

доц. к.т.н. Шушков А.В.

Установила, что результаты диссертационного исследования Нгуен Ван Кыонга на соискание ученой степени кандидата технических наук включают:

- математическую модель радиолинии второго рода на частоте третьей гармоники, описывающую механизм нелинейного рассеяния радиоволн при взаимодействии СВЧ-поля радиопередающего оборудования и объекта с разрушенной коррозией металлической оболочкой;

- компьютерную программу «Программа для исследования радиолиний с нелинейным объектом вторичного излучения», предназначенную для визуализации результатов расчетов и графических решений при изучении процессов распространения радиоволн вдоль земной поверхности.

Указанные разработки используются кафедрой «Техническая электродинамика и антенны» при чтении лекций, проведении практических занятий и выполнении курсовых работ студентами бакалавриата по направлению подготовки 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», профиль «Мобильная связь и интернет вещей».

Председатель комиссии:

доц. к.т.н. Гайнутдинов Т.А.

Члены комиссии:

доц. к.т.н. Федотова Т.Н.

доц. к.т.н. Шушков А.В.

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2804836

**СПОСОБ И СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ АНТЕННЫХ
ХАРАКТЕРИСТИК НА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ
ПЛОЩАДКЕ**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт машиноведения им. А.А. Благонравова Российской академии наук (ИМАШ РАН) (RU)*

Авторы: *Старовойтов Евгений Игоревич (RU), Николаев Алексей Владимирович (RU), Руссанов Владлен Иванович (RU), Бодунов Дмитрий Михайлович (RU), Филин Максим Андреевич (RU), Крюков Михаил Васильевич (RU), Гончаров Никита Сергеевич (RU), Колесников Андрей Викторович (RU), Федосова Наталья Борисовна (RU), Али Ахмат (RU), Нгуен Ван Кыонг (RU), Фам Дык Хи (RU)*

Заявка № **2023112094**

Приоритет изобретения **11 мая 2023 г.**

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **06 октября 2023 г.**

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **11 мая 2043 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ
№ 2818996

**СПОСОБ И СИСТЕМА АНТЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ С
ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЕСПИЛОТНОГО ПРИВЯЗНОГО
АЭРОСТАТА**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
учреждение науки Институт машиноведения им. А.А. Благонравова
Российской академии наук (ИМАШ РАН) (RU)*

Авторы: *Николаев Алексей Владимирович (RU), Старовойтов Евгений
Игоревич (RU), Руссанов Владлен Иванович (RU), Ерофеев Михаил
Николаевич (RU), Бодунов Дмитрий Михайлович (RU), Шушков
Александр Владимирович (RU), Филин Максим Андреевич (RU), Али
Ахмад (RU), Нгуен Ван Кыонг (RU), Фам Дык Хи (RU), Хасани Диана
(RU), Волошин Андрей Юрьевич (RU)*

Заявка № 2023125399

Приоритет изобретения **04 октября 2023 г.**

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации **08 мая 2024 г.**

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает **04 октября 2043 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025694845

**Программа для исследования радиолиний с
нелинейным объектом вторичного излучения**

Правообладатель: *Ордена Трудового Красного Знамени
федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Московский технический университет связи и
информатики» (RU)*

Авторы: *Нгуен Ван Кыонг (VN), Николаев Алексей
Владимирович (RU), Фам Дык Хи (VN)*

Заявка № 2025693815

Дата поступления 24 ноября 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 08 декабря 2025 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570e4f7ad08d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.09.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов