

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

На правах рукописи

Фам Дык Хи

**Обработка радиосигналов при обнаружении объектов с квадратичной
вольтамперной характеристикой для инженерной робототехники**

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 МОНИТОРИНГА МЕСТНОСТИ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА РАЗВИТИЕ ЭКОНОМИКИ ВЬЕТНАМА	15
1.1 Характеристика проблемы	15
1.2 Существующие технологии поиска неоднородностей технических служб мониторинга местности Вьетнама.....	19
1.3 Перспективные электронные технологии поиска неоднородностей технических служб мониторинга местности Вьетнама	26
1.4 Выводы по разделу 1	28
РАЗДЕЛ 2 СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ РАСЧЕТА РАССЕИВАЮЩИХ СВОЙСТВ НЕЛИНЕЙНОГО ОБЪЕКТА В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ.....	30
2.1 Обобщенная модель нелинейного рассеивателя радиоволны.....	30
2.2 Совершенствование метода расчета радиолинии 2-го рода с нелинейным отражателем для свободного пространства.....	35
2.3 Совершенствование метода оценки влияния шума на радиоприемный СВЧ- тракт нелинейной РТС	43
2.4 Совершенствование метода оценки возможности радиобнаружения электрической неоднородности на 2-й гармонике в условиях помех	47
2.5 Выводы по разделу 2	57
РАЗДЕЛ 3 ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ НЕЛИНЕЙНЫХ ОБЪЕКТОВ	60
3.1 Экспериментальное исследование характеристик нелинейного рассеяния радиоволн с помощью спиральных антенн	60
3.2 Имитационная модель нелинейной РТС и алгоритм обработки принимаемых сигналов при обнаружении нелинейных объектов.....	68

3.2.1 Имитационное моделирование процесса функционирования нелинейной РТС	68
3.2.2 Алгоритм обработки принимаемых сигналов при обнаружении нелинейных объектов	76
3.3 Сравнение методов угловой локализации электрических неоднородностей на 2-й гармонике	78
3.4 Потенциальная способность радиотехнических систем по разделению двух сигналов, отраженных от нелинейных объектов	88
3.4.1 Описание технической проблемы	88
3.4.2 Исследование амплитудного метода суммарно–разностной обработки сигналов для решения проблемы.....	90
3.5 Предложение по детектированию 2-й гармоники сигнала в мобильном поисковом средстве для инженерной робототехники.....	96
3.5.1 Назначение, состав и технические характеристики мобильной нелинейной РТС «безопасной машины»	96
3.5.2 Особенности частотных параметров радиопередающего и радиоприемного трактов мобильной нелинейной РТС	100
3.5.3 Особенности антенных конструкций мобильной нелинейной РТС «безопасной машины»	103
3.6 Выводы по разделу 3	106
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	109
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	113
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	114
ПРИЛОЖЕНИЕ А	126
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	127
ПРИЛОЖЕНИЕ В	128
ПРИЛОЖЕНИЕ Г	129

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования.

Обеспечение устойчивого развития Социалистической Республики Вьетнам (СРВ) тесно связано с решением проблемы обнаружения предметов и веществ, представляющих угрозу для жизни и здоровья мирных жителей. После вооруженного конфликта 1960-1975 годов и других событий, связанных с широким внедрением электроники, на территории страны накапливается значительное количество объектов, которые с точки зрения технической электродинамики являются электрическими неоднородностями с квадратичной вольт-амперной характеристикой (ВАХ). Их присутствие ограничивает экономическое развитие, препятствует эффективному использованию природных ресурсов, развитию международного туризма и инфраструктуры государства. Особую проблему создают предметы с наличием полупроводниковых компонентов, число которых возрастает вследствие интенсивного развития производства микроэлектроники.

Современные средства поиска электрических неоднородностей и веществ, применяемые окружными техническими службами мониторинга местности Вьетнама, включают радиоволновые, магнитометрические, индукционные и газоаналитические методы обнаружения объектов. Однако их эффективность ограничивается сложными условиями распространения радиоволн, наличием укрывающей среды (растительность, грунт), низкой испаряемостью веществ, а также присутствием малоразмерных полупроводниковых компонентов в корпусе предмета.

Наибольшей дальностью обнаружения электрической неоднородности с линейной и нелинейной ВАХ обладают радиотехнические системы (РТС) зондирования с использованием сверхширокополосных и узкополосных сигналов соответственно. Известно, что в вышеуказанных условиях распространения

радиоволн с помощью нелинейных РТС можно эффективно обнаружить электрическую неоднородность с квадратичной ВАХ путем детектирования 2-й гармоники, рассеянной полупроводниковой компонентой.

Методы расчета нелинейных РТС, предложенные Щербаковым Г.Н. и Gallagher К.А., демонстрируют хорошее согласие с экспериментальными результатами, однако не учитывают в полной мере влияние геометрических размеров и условий экранирования на радиотехнические характеристики системы. Данное ограничение вызывает сомнения в достоверности оценок дальности обнаружения и выбора методов локализации электрических неоднородностей, таких как полупроводниковые компоненты, являющихся нелинейным объектом (НО) для РТС. Диссертационная работа нацелена на преодоление выявленных ограничений и включает следующие направления исследования:

- совершенствование методов расчета дальности и эффективности обнаружения НО на 2-й гармонике, переизлучаемой предметом с электронным изделием, оснащенным полупроводниковыми компонентами с квадратичной ВАХ;

- совершенствование метода угловой локализации обнаруживаемых НО с электронным изделием в зоне действия нелинейной РТС.

Представленные в данной работе исследования нацелены на повышение надежности и точности обнаружения 2-й гармоники, а также на эффективную угловую локализацию предметов с электронным изделием с помощью усовершенствованной модели нелинейной РТС. Аппаратная часть предлагаемой системы дополняется бортовой радиопередающей станцией с широкополосной цилиндрической или конической спиральной антенной (СА), выполняющей роль «широкоугольной радиофары», и функцией автоматической подстройки рабочей частоты под скорость перемещения мобильного робота. Дополнительно вводится бортовая радиоприемная станция с двумя рупорными или вибраторными антеннами с шириной главного лепестка амплитудной диаграммы направленности (АДН) антенны не более 15-20 градусов, коэффициентом усиления порядка 8-12 дБ и низким уровнем боковых лепестков. Расположение по

бортам таких антенн обеспечивает высокую пространственную избирательность и чувствительность к углу прихода радиоволны, что является критически важным для точной угловой локализации предмета с электронным изделием. Оптические оси антенн располагаются с небольшим угловым отклонением относительно продольной оси широкополосной СА, что позволяет реализовать принцип суммарно-разностной обработки сигналов и обеспечить надежное определение азимутального направления на источник излучения 2-й гармоники.

Реализация предложенных решений посредством специальной мобильной платформы на базе транспортного средства («безопасная машина») значительно расширит возможности по очистке территорий, выполняемой окружными техническими службами мониторинга местности Вьетнама, обеспечивая безопасную эксплуатацию машины и защиту оператора машины.

Актуальность исследования определяется как научно-технической значимостью задачи очистки местности от небезопасных предметов и веществ, так и высоким социальным и экономическим значением результатов диссертационной работы для устойчивого развития экономики и туризма в СРВ.

Степень разработанности темы.

Основоположниками создания теории построения нелинейных радиосистем для целей связи и обнаружения, учитывающих специфику преобразования наведенных токов и напряжений на р-п-переходах и оксидных пленках в контактах, расположенных на поверхности и внутри корпуса предмета, в зоне действия радиостанции являются: Штейншлейгер В.Б., Кузнецов А.С., Разиньков С.Н., Щербаков Г.Н., Горбачев А.А. [1-5] и др.

Значительный вклад в формирование основ проектирования и разработку математических моделей, описывающих процессы распространения радиоволн и преобразование электрических сигналов в нелинейных РТС, а также учитывающих влияние свойств среды распространения и конструктивных особенностей НО на показатели дальности и точности обнаружения, внесли такие ученые, как Ларцов С.В., Бабанов Н.Ю., Семенихина Д.В., Николаев А.В., Панычев А.И. [6] и др. В качестве зарубежных исследований стоит отметить

работы ученых, таких как R.O. Harger, G.J. Mazzaro, K.A. Gallagher, T.J. Pierson, Duong Duc Thien и др.

Объект и предмет исследования. Объектом исследования выбран предмет в виде слабоконтрастной модели электрической неоднородности с квадратичной ВАХ его электронного изделия; а **предметом исследования** – процесс обнаружения гармоник, рассеянных точечными элементами (полупроводниковыми компонентами электронного изделия), поля радиосточника, ограниченный положением и формой главного лепестка АДН передающей СА.

Цель работы. Повышение эффективности функционирования нелинейной радиотехнической системы при обнаружении нелинейных объектов на частоте 2-й гармоники.

Научная задача заключается в разработке усовершенствованных методов обработки радиосигналов при обнаружении объектов с квадратичной вольтамперной характеристикой для инженерной робототехники

Частные задачи исследования:

- разработать математическую модель нелинейной радиотехнической системы, учитывающей процессы нелинейного рассеяния радиоволн объектами с электронными устройствами на 2-й гармонике, а также усовершенствовать методы расчета радиолиний второго типа с нелинейными объектами в свободном пространстве;

- разработать алгоритм обработки принимаемых сигналов при обнаружении нелинейных объектов для повышения эффективности функционирования нелинейной РТС;

- исследовать влияние мощности СВЧ-излучения, уровня шума приемного устройства, расстояния до нелинейного объекта, формы основания спиральной антенны и экранирующих эффектов на вероятность обнаружения 2-й гармоники, рассеянной НО;

- обосновать выбор методов угловой локализации нелинейных объектов для эффективного разделения близко расположенных электрических

неоднородностей на основе анализа сигналов 2-й гармоники в двух разнесенных приемных радиоканалах, включая сравнительный анализ амплитудных и фазовых методов угловой локализации при выборе наилучшего алгоритма разделения сигналов 2-й гармоники;

- разработать технические решения и конструкцию мобильной нелинейной радиотехнической системы, обеспечивающей заданные параметры излучения, рабочий диапазон частот и алгоритмы обработки сигналов, на базе специального транспортного средства («безопасная машина»).

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

1. Предложен усовершенствованный подход к построению и верификации модели нелинейной РТС в условиях свободного пространства. В модели учитываются физические и радиотехнические процессы нелинейного рассеяния радиоволн СВЧ-диапазона объектами с нелинейными электромагнитными свойствами. За счет анализа принятых сигналов на частотах 1-й и 2-й гармоник разработан алгоритм обработки сигналов при обнаружении нелинейных объектов, позволяющий с заданной точностью обнаруживать нелинейные объекты. Полученные теоретические соотношения обеспечивают необходимую точность расчетов характеристик дальности обнаружения НО даже при наличии экранирующих факторов и изменении поляризации сигналов. Предлагаемый подход отличается от известных моделей более высокой физической корректностью и фундаментальной обоснованностью, что подтверждено достоверными результатами численных расчетов.

2. Установлена ранее неизвестная зависимость вероятности правильного обнаружения СВЧ-сигнала, рассеянного объектами с нелинейными электромагнитными свойствами на удвоенной частоте, от таких факторов, как угол наклона зондирования, несовпадение поляризации и наличие экранирующих препятствий. Новое соотношение позволяет правильно подобрать геометрические параметры СА с цилиндрической и конической формой и интенсивность радиоизлучения, обеспечивая однородную плотность потока мощности

радиоизлучения в зоне поиска электрической неоднородности. Результаты подтверждаются численными расчетами.

3. Установлено, что для эффективного разделения СВЧ-сигналов, рассеянных объектами с нелинейными электромагнитными свойствами на удвоенной частоте и расположенных в пределах одного телесного угла АДН антенны, необходимо обеспечить небольшое угловое отклонение осей двух приемных антенн от продольной оси транспортного средства при применении суммарно-разностного метода локализации неоднородности. Соблюдение данного технического условия обеспечивает точность пространственной локализации НО, сопоставимую с фазовым методом.

4. Определены технические характеристики и конструктивно-компоновочные решения мобильной нелинейной РТС, установленной на специализированном транспортном средстве («безопасная машина»). Проведенные исследования, включавшие математическое моделирование, позволили научно обосновать ряд ключевых параметров системы, таких как импульсная мощность передатчика (100-200 Вт), рабочие частоты (2,4 / 4,8 ГГц) и схема размещения антенн на борту транспортного средства.

Теоретическая значимость работы заключается в дальнейшем развитии теории нелинейного рассеяния радиоволн и теории обработки сигналов, отраженных от нелинейных объектов, а также в разработки оригинальных подходов к моделированию электромагнитных сигналов в нелинейных РТС, а именно:

- разработка математических моделей, описывающих нелинейное рассеяние радиоволн объектами, в конструкциях электронной техники которых имеются полупроводниковые компоненты с квадратичной ВАХ;

- выявление и количественное описание ранее неизвестных зависимостей вероятности правильного обнаружения объектов от физических и геометрических параметров нелинейной РТС.

Практическая значимость работы заключается в следующем:

- разработаны общие подходы к проектированию мобильных платформ («безопасных машин»), оснащенных специальной РТС, предназначенной для дистанционного обнаружения и точной локализации объектов с нелинейными электромагнитными свойствами (например, предметов с электронными изделиями);

- получены новые инженерные формулы, позволяющие проводить оценку эффективности специальной РТС при обнаружении и локализации электрических неоднородностей с конкретным типом нелинейности (квадратичная ВАХ). Данные расчеты важны при подборе конфигурации основания СА, настройке режимов приема и передачи СВЧ-сигналов, а также объективной оценки эксплуатационных характеристик проектируемой нелинейной РТС;

- разработанные новые инженерные формулы внедрены в образовательный процесс и 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».

Личный вклад. Все основные результаты, составляющие содержание диссертации, получены самостоятельно.

Методология и методы исследования. В работе применен метод математического моделирования с использованием вычислительной техники. Основные теоретические результаты были подтверждены компьютерным моделированием характеристик обнаружения гармоник, рассеянных точечным элементом с квадратичной ВАХ, а также экспериментальным подтверждением постоянства электрической длины СА при изменении длины радиоволны в полосе рабочих частот исследуемой модели нелинейной РТС и ее зоны обнаружения.

Достоверность. Полученные результаты подтверждаются совпадением, как на количественном, так и на качественном уровне, с результатами, опубликованными в научных публикациях и полученными другими авторами при

изучении эффекта нелинейного рассеяния ЭМВ и вопросов моделирования процесса обнаружения сигналов в традиционных 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 средств радиозондирования, 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.

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 11 работ. Из них 5 опубликованы журналах из списка ВАК, 1 работа проиндексирована в базах данных Web of Science и Scopus. Получены 2 патента на изобретение и 1 свидетельство о государственной 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 125 страницах машинописного текста, содержит 49 рисунков и 5 таблиц; список литературы состоит из 88 наименований.

Соответствие паспорту специальности.

Проведенное 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 (технические науки).

Основные положения, выносимые на защиту

1. Усовершенствованная модель слабоконтрастной электрической неоднородности с квадратичной ВАХ и методы расчета дальности ее обнаружения радиоприемным устройством на частоте 2-й гармоники СВЧ-сигнала в свободном пространстве позволили разработать алгоритм обработки принятых нелинейной РТС сигналов с целью обнаружения объектов с квадратичной ВАХ.

2. Установленные закономерности влияния основных технических параметров нелинейной РТС на процесс обнаружения слабоконтрастной электрической неоднородности с квадратичной ВАХ позволяют количественно определять зависимость вероятности правильного обнаружения 2-й гармоники и вероятности ложной тревоги от таких факторов, как несовпадение по поляризации зондирующего и отраженного сигналов и наличие экранирующих препятствий.

3. Обоснованы условия эффективного разделения близко расположенных электрических неоднородностей с квадратичной ВАХ, находящихся в пределах одного телесного угла главного лепестка АДН бортовой антенны радиопередающего устройства, путем анализа сигналов 2-й гармоники в двух приемных радиоканалах, образованных двумя разнесенными по бортам антеннами, оптические оси которых имеют небольшое угловое отклонение от продольной оси платформы мобильного робота с использованием суммарно-разностного метода угловой локализации НО.

4. Обоснован технический облик мобильной нелинейной РТС для эффективного обнаружения и локализации предметов с электронными изделиями в различных укрывающих средах, имеющей импульсную мощность передатчика (100–200 Вт), рабочие частоты (2,4 / 4,8 ГГц) и разнесённое размещение антенн. Данный технический облик обеспечивает высокую эффективность нелинейной РТС.

Таким образом, исследования сосредоточены на изучении физических процессов и явлений в радиотехнике, направленных на повышение эффективности РТС, использующих явление нелинейного рассеяния радиоволн СВЧ-диапазона объектами с электронными изделиями. Особое внимание уделялось вопросам анализа и обработки сигналов на частоте 2-й гармоники с учетом особенностей их распространения и взаимодействия с различными средами радиоканала. Основные результаты работы включают разработку научно обоснованных и практически значимых рекомендаций, направленных на совершенствование технических характеристик нелинейных РТС: увеличение дальности обнаружения и повышение точности угловой локализации объектов с

полупроводниковыми компонентами. Данные рекомендации предназначены для создания эффективных мобильных нелинейных РТС, используемых в системах мониторинга местности.

РАЗДЕЛ 1 АКТУАЛЬНОСТЬ ПРОБЛЕМЫ МОНИТОРИНГА МЕСТНОСТИ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА РАЗВИТИЕ ЭКОНОМИКИ ВЬЕТНАМА

1.1 Характеристика проблемы

После вооруженного конфликта 1960-1975 годов и других событий, связанных с широким внедрением электроники, на территории Вьетнама накапливается значительное количество объектов, которые с точки зрения технической электродинамики являются электрическими неоднородностями с квадратичной ВАХ. Их присутствие ограничивает экономическое развитие, препятствует эффективному использованию природных ресурсов, развитию международного туризма и инфраструктуры государства. Особую проблему создадут предметы с наличием полупроводниковых компонентов, число которых возрастает вследствие интенсивного развития производства микроэлектроники.

К основным предпосылкам усугубления проблемы и возникновения новых вызовов для устойчивого развития страны относятся:

- высокие темпы развития производства микроэлектроники, радиоэлектроники и средств информатизации во всем мире;
- рост числа специалистов в области радио-, телекоммуникационных и инфокоммуникационных систем;
- увеличение распространенности электронных устройств в повседневной жизни, что усложняет задачу их локализации в ходе мониторинга и контроля.

Все это, а также многие другие факторы указывают на широкое распространение электронных изделий и устройств мобильной связи, которые в определенных случаях могут использоваться несанкционированно и представлять угрозу для населения.

По оценкам независимых исследований, на территории СРВ до сих пор сохраняется значительное количество объектов, оставшихся после конфликта

1960-1975 годов. Их присутствие создает необходимость разработки новых методов и средств обнаружения объектов с полупроводниковыми компонентами, при этом технологии их нейтрализации должны быть безопасными для обслуживающего персонала. В связи с этим актуальной задачей становится формирование научных основ проектирования мобильных роботизированных систем для безопасного поиска, обнаружения и нейрокомпьютерного распознавания [7] полупроводниковых компонентов в составе различных объектов и устройств.

По оценкам вьетнамских ученых, полученным в ходе научно-исследовательской работы «Исследование и картографирование загрязнения территорий страны», значительное количество объектов, сохранившихся после конфликта 1960-1975 годов, до сих пор разбросано по большинству областей и городов республики (см. рисунок 1.1) – в населенных пунктах, сельской и городской местности, лесах и густых зарослях джунглей, на дне прудов и озер, в прибрежной зоне моря и т.д. [8,9]. Их присутствие до сих пор представляет угрозу, оказывая существенное влияние на развитие экономики, жизнь мирного населения Вьетнама, препятствуя эффективному природопользованию, загрязняя водные источники и ограничивая развитие туристического сектора. В настоящей работе отмечается, что в течение длительного периода регулярно происходят техногенные происшествия на особо охраняемых территориях, обусловленные наличием таких объектов, и подобные инциденты будут повторяться, если не будут своевременно внедрены надежные методы и средства безопасного подповерхностного радиозондирования, обеспечивающие точный, быстрый и устойчивый к помехам поиск объектов с электронными компонентами.

Географическая специфика загрязнения территорий напрямую определяет масштабы и характер его влияния на развитие страны. В регионах с наиболее глубоким залеганием объектов, сохранившихся после конфликта (например, центральные и южные районы СРВ), особенно остро проявляются экономические последствия и социальные риски, поскольку именно здесь затрудняется ведение сельского хозяйства, строительство инфраструктуры и развитие туристического

сектора. С другой стороны, в районах с менее выраженным уровнем загрязнения негативный эффект может ограничиваться локальными инцидентами, но даже они существенно влияют на общее состояние экологии и социальный климат.

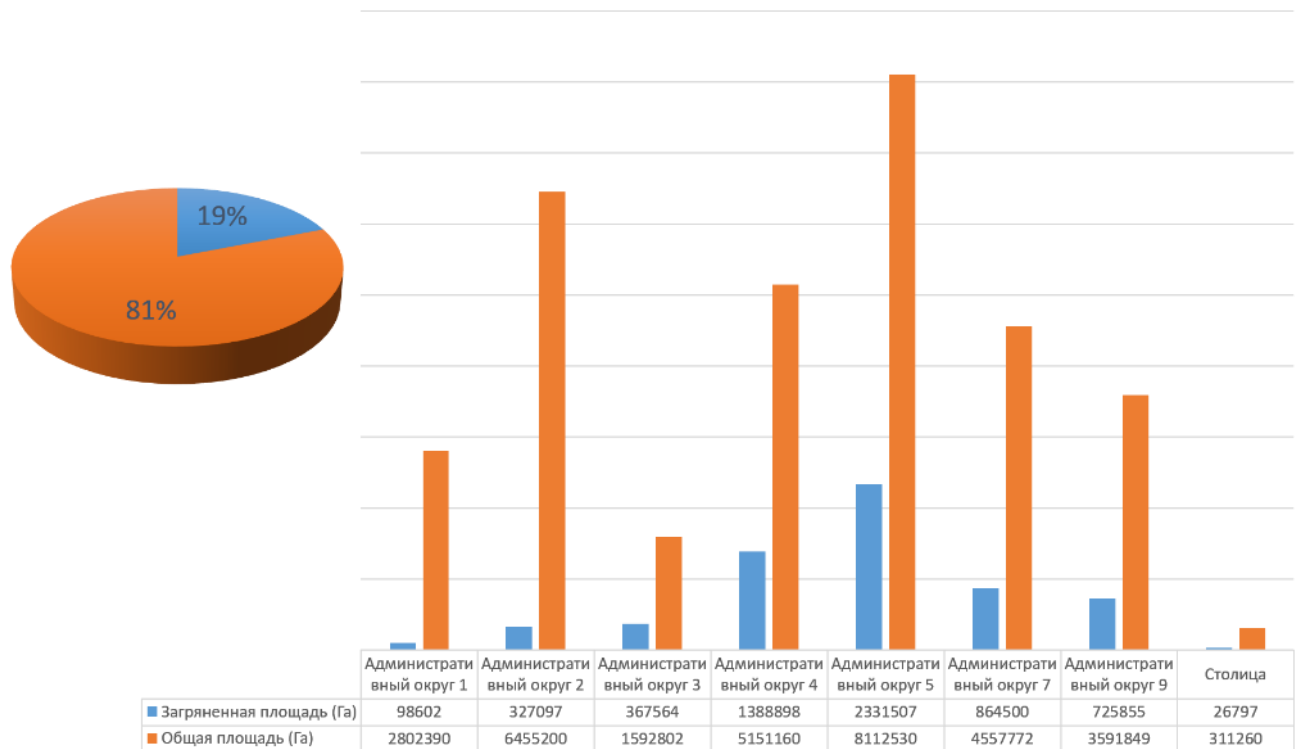


Рисунок 1.1 – Общая доля и соотношения площади, требующей очистки, в разрезе административных регионов РБ

Загрязненные земли в значительной мере ограничивают возможности сельскохозяйственного, промышленного, транспортного и рекреационного освоения территорий, поскольку производство, инфраструктурные проекты и инвестиционная привлекательность напрямую зависят от уровня безопасности и затрат на предварительную очистку. Согласно обобщенным данным исследований [10,11], примерно 19% потенциально плодородных земель в наиболее пострадавших от конфликта провинциях РБ остаются непригодными для возделывания из-за высокого риска наличия небезопасных предметов и веществ. Это приводит к сокращению сельскохозяйственных объемов примерно на 12% в затронутых регионах, особенно в центральной части страны, что в перспективе способно привести к значительному экономическому ущербу.

Аналогичные проблемы возникают и при реализации инфраструктурных проектов: необходимость предварительной очистки территорий перед строительством дорог, линий электропередачи или систем ирригации повышает сметную стоимость работ на 5-25% (в зависимости от уровня загрязненности). Высокие затраты на обследование и очистку снижают инвестиционную привлекательность таких регионов, поскольку инвесторы чаще предпочитают направлять капитал в более безопасные территории, что усиливает диспропорции в социально-экономическом развитии страны.

Дополнительные экологические риски связаны с попаданием в почву и водоемы токсичных соединений, образующихся при разрушении сохранившихся после конфликта объектов. Эти вещества вызывают фитотоксический эффект, нарушают рост растений, ухудшают качество воды, способствуют гибели рыбы и снижению биоразнообразия. В ряде районов это сопровождается деградацией почв, образованием трудновосстанавливаемых нарушений рельефа и утратой мест обитания для флоры и фауны.

Широкомасштабное присутствие объектов, сохранившихся после конфликта, создает значительные риски для населения, особенно в густонаселенных районах и регионах со сложным рельефом. Жители таких территорий вынуждены постоянно жить в условиях повышенной опасности, что негативно отражается на их психологическом состоянии и проявляется в хроническом стрессе и тревожности. Техногенные инциденты, связанные с наличием подобных объектов, оказывают разрушительное воздействие на пострадавшие семьи и существенно влияют на социальную стабильность регионов. Несмотря на принимаемые меры по очистке территорий, случаи с человеческими жертвами все еще происходят, что подчеркивает необходимость совершенствования технологий мониторинга и безопасного обезвреживания таких объектов.

Проблемы обеспечения безопасности туристов становятся одной из ключевых причин снижения привлекательности страны для иностранных путешественников и инвесторов. Обнаружение подобных объектов в популярных

туристических зонах и связанные с ними инциденты формируют негативное восприятие страны. Кроме того, сообщения в международных СМИ о происшествиях среди местного населения и иностранных гостей наносят ущерб репутации Вьетнама как безопасного направления для отдыха.

Таким образом, масштабное загрязнение территорий объектами, сохранившимися после конфликта, представляет собой многоаспектную проблему, оказывающую влияние не только на экономическую и экологическую сферы, но и на социальную стабильность государства. Комплексный анализ различных аспектов воздействия подобных объектов в сочетании с интеграцией усилий различных секторов общества – от государственных структур до местных сообществ и международных организаций – позволяет разрабатывать эффективные механизмы очистки территорий и смягчения негативных последствий. В долгосрочной перспективе реализация данной стратегии обеспечит высокий уровень безопасности населения, сохранение природных ресурсов и создаст прочную основу для устойчивого развития национальной экономики и социальной инфраструктуры страны.

1.2 Существующие технологии поиска неоднородностей технических служб мониторинга местности Вьетнама

Глобальная проблема наличия объектов, сохранившихся после конфликтов, актуальна не только для СРВ, но и для многих стран мира. В ряде регионов Восточной Европы, Ближнего Востока, Африки и Юго-Восточной Азии значительное количество подобных объектов остается в почве, водоемах, городской инфраструктуре и других укрывающих средах, что делает их обнаружение и очистку территорий сложной задачей.

Во Вьетнаме, где последствия конфликта 1960-1975 гг. до сих пор выражаются в сохранении значительного числа объектов, оставшихся в почве и инфраструктуре, актуальность решения проблемы особенно велика [8]. Эти объекты не только создают угрозу для жизни людей, но и существенно затрудняют развитие сельского хозяйства, строительство и эксплуатацию

инфраструктуры. Современные вызовы связаны также с распространением электронных технологий, что приводит к необходимости использования новых методов обнаружения неоднородностей. Для этих целей применяются электромагнитные, магнитометрические, индукционные и газоаналитические методы, которые дополняются технологиями нелинейной радиолокации и системами машинного зрения.

Два простых метода, используемых техническими службами мониторинга местности, включают механическое зондирование грунта и газоаналитический метод детектирования паров потенциально небезопасных предметов и веществ, физические основы и принципы действия которых представлены ниже.

Метод механического зондирования грунта реализуется с использованием специальных щупов-зондов, предназначенных для поиска различных твердых объектов, скрытых в почве или растительности. Щупы могут иметь различную длину (1,5-1,8 м или 0,6-0,8 м) и диаметр (8 мм и 6 мм соответственно) и изготавливаются как из металлических, так и из непроводящих материалов для повышения безопасности работы. В последние годы появились электронные щупы, использующие антенно-зондовый принцип [9]. Физическая основа метода заключается в том, что при контакте токоведущей части с объектом создаются условия для регистрации высокочастотного отклика. Такой подход позволяет оценивать размеры объекта и материал, из которого изготовлен его корпус.

К недостаткам метода относятся очень низкий темп и дальность поиска, невозможность выявления объектов под твердым покрытием, а также высокая зависимость результатов от субъективных факторов.

Газоаналитические методы основаны на регистрации паров веществ, образующихся в процессе их медленного разложения или испарения. Применение высокочувствительных сенсоров позволяет фиксировать концентрации на уровне 10^{-16} г/см³, что обеспечивает возможность обнаружения источника испарений на расстоянии до 10 м.

Известно, что во многих странах для дистанционного обнаружения объектов, сохранившихся после конфликтов, широко используются

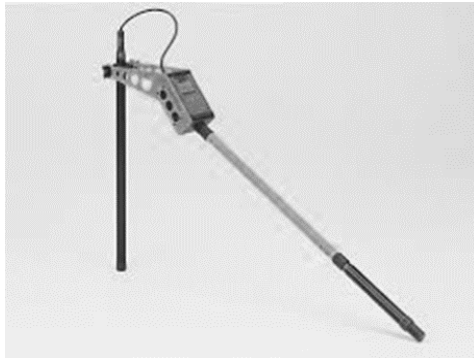
электромагнитные методы поиска. Они позволяют с применением человеко-машинных интерфейсов передавать информацию через сенсорные каналы восприятия (визуальные, аудиальные и тактильные) об обнаружении прямых и косвенных признаков, связанных с наличием металлического или пластикового корпуса, электронных компонентов, аномальных магнитных и тепловых полей, а также радиоизлучающих устройств.

В технических службах мониторинга Вьетнама наибольшее распространение получили магнитометрические и индукционные методы, реализованные в составе специализированных радиоэлектронных систем, рассмотренных ниже.

Магнитометрический метод основан на явлении намагничивания ферромагнитных элементов под воздействием внешнего магнитного поля. Например, в магнитном поле Земли объекты с ферромагнитными компонентами формируют аномальное поле, искажающее естественное распределение магнитных линий. Регистрация такой аномалии позволяет выявлять присутствие объекта по разности электродинамических потенциалов в двух и более точках наблюдения. Для реализации метода применяются магнитометрические приборы [12,13], основным элементом которых является измерительный блок, включающий два соосно расположенных феррозонда на определенном базовом расстоянии. Искажения магнитного поля определяются по изменению показаний дисплея информационно-визуальной системы прибора. При превышении порогового уровня система подает соответствующий сигнал, который может быть отображен визуально или звуковым уведомлением.

В настоящее время в гражданских сферах – таких как геофизические исследования, инженерные изыскания, экологический мониторинг и археология – широко применяются магнитометрические приборы Vallon EL 1303-D2, FEREX 4032-API и GA-72 CD. Их характеристики часто используются в научных работах как ориентир для оценки эффективности методов магнитометрического поиска. Во Вьетнаме данные приборы также применяются техническими службами мониторинга местности для решения прикладных задач по выявлению

неоднородностей в земле (см. рисунок 1.2). На рисунке 1.3 представлена зависимость глубины обнаружения ферромагнитных объектов от их радиуса для различных магнитометрических приборов.



Магнитометр (регистратор магнитных аномалий, модель FOERSTER FEREX 4.032, Германия)



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

Рисунок 1.2 – Магнитометрические приборы, используемые для выявления неоднородностей на местности

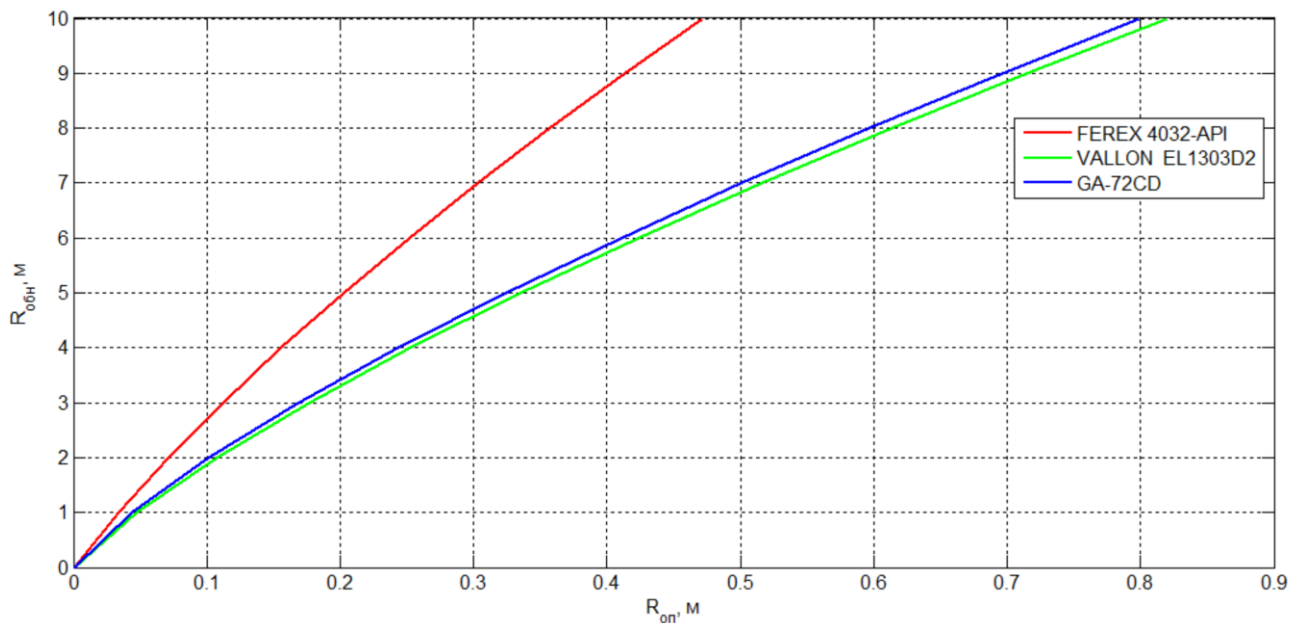


Рисунок 1.3 – Зависимости предельной глубины обнаружения ферромагнитной сферы от радиуса объекта поиска с различными приборами

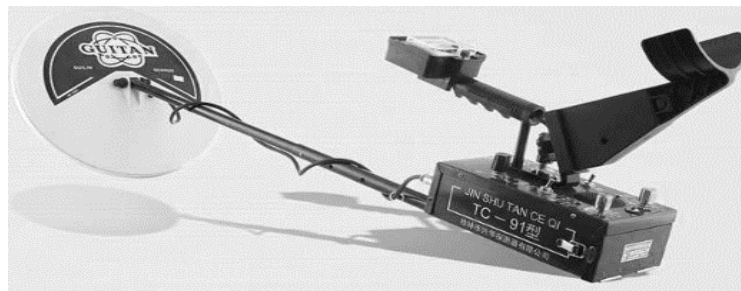
Анализ данных графиков свидетельствует о том, что магнитометрический метод позволяет обнаруживать большинство типов ферромагнитных объектов на различных глубинах в укрывающей среде. Глубина обнаружения зависит от размеров объекта и его ориентации относительно линии, соединяющей датчик с геометрическим центром. Например, прибор FEREX 4032-API демонстрирует способность выявлять крупные объекты на глубине до 10 м, объекты среднего размера на глубине до 4-5 м, а также более мелкие объекты на меньшей глубине. Приборы Vallon EL 1303D2 и GA-72 CD по своим характеристикам незначительно отличаются от указанных значений. Магнитометрический метод эффективен для работы в типичных условиях, характерных для грунтов СРВ, включая сухую и влажную почву, а также водную среду. Большинство объектов, сохранившихся после конфликта, представляют собой ферромагнитные элементы с радиусом поперечного сечения до 0,5 м, что позволяет использовать магнитометры для их надежного обнаружения. Однако данный метод имеет ограничение – невозможность регистрации диамагнитных объектов. Для компенсации этого недостатка применяется дополнительный подход – индукционный метод.

Индукционный метод основан на принципе электромагнитной индукции, возникающей при взаимодействии внешнего электромагнитного поля (ЭМП) с электропроводящими элементами, скрытыми в грунте или других укрывающих средах. В отличие от магнитометрического метода, индукционные приборы позволяют регистрировать как ферромагнитные, так и диамагнитные объекты [9,14]. В металлоискателях этого типа используются катушки индуктивности, на которые подается переменный ток, создающий первичное магнитное поле с частотой в единицы кГц. Если в зоне действия поля находится металлический объект, в его поверхностном слое (скин-слое) индуцируются вихревые токи, формирующие вторичное электромагнитное излучение. Это излучение регистрируется измерительным блоком прибора, состоящим из катушки индуктивности и радиоприемного тракта. Таким образом, наличие вихревых токов является ключевым признаком индукционного метода, поскольку именно

они позволяют обнаруживать металлические объекты различной природы и размеров.

Индукционные приборы получили более широкое распространение по сравнению с магнитометрическими, что объясняется их относительно невысокой стоимостью и способностью обнаруживать объекты, изготовленные из различных металлов.

В настоящее время в гражданских сферах – таких как геофизические исследования, инженерные изыскания, экологический мониторинг и археология – применяются индукционные приборы Guitan TC-91, Minelab F1A4 и Vallon VMH3cs. Их эксплуатационные характеристики позволяют эффективно выявлять широкий спектр металлических объектов в различных укрывающих средах (см. рисунок 1.4).



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



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



Индукционный прибор (регистратор вихревых токов, модель Minelab F1A4, США)

Рисунок 1.4 – Индукционный метод обнаружения неоднородностей

На рисунках 1.5, 1.6 показаны зависимости предельной глубины регистрации и обнаружения сигналов, полученных при использовании различных приборов в разных условиях среды.

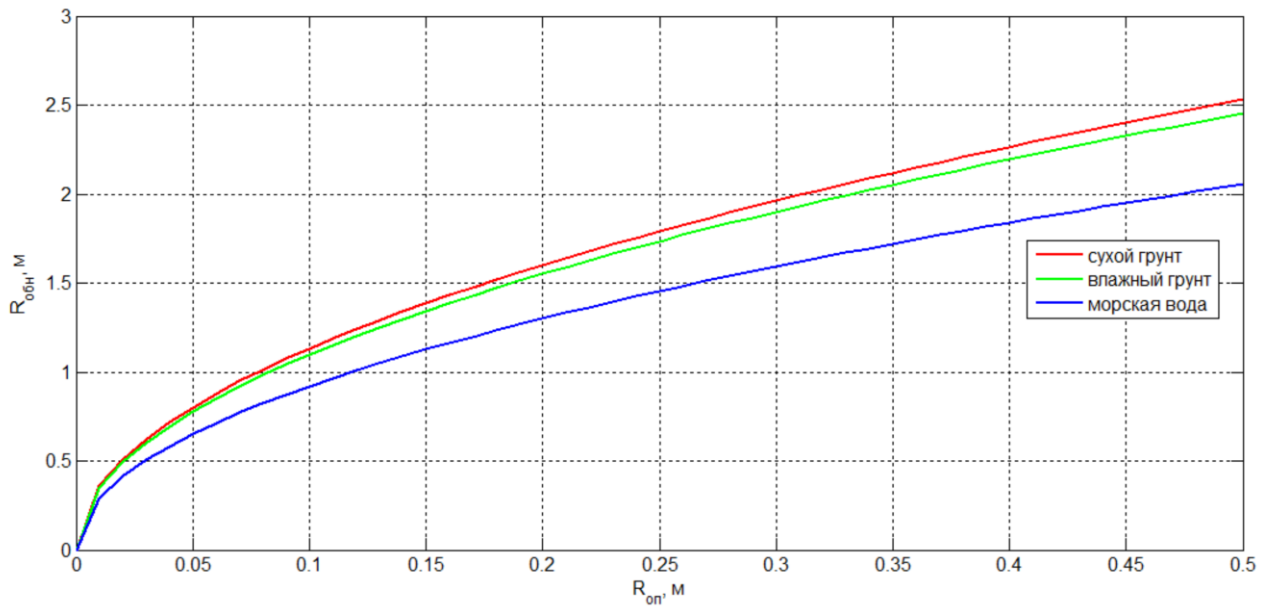


Рисунок 1.5 – Зависимости предельной глубины регистрации сигналов индукционным прибором Vallon VMH3cs в различных укрывающих средах

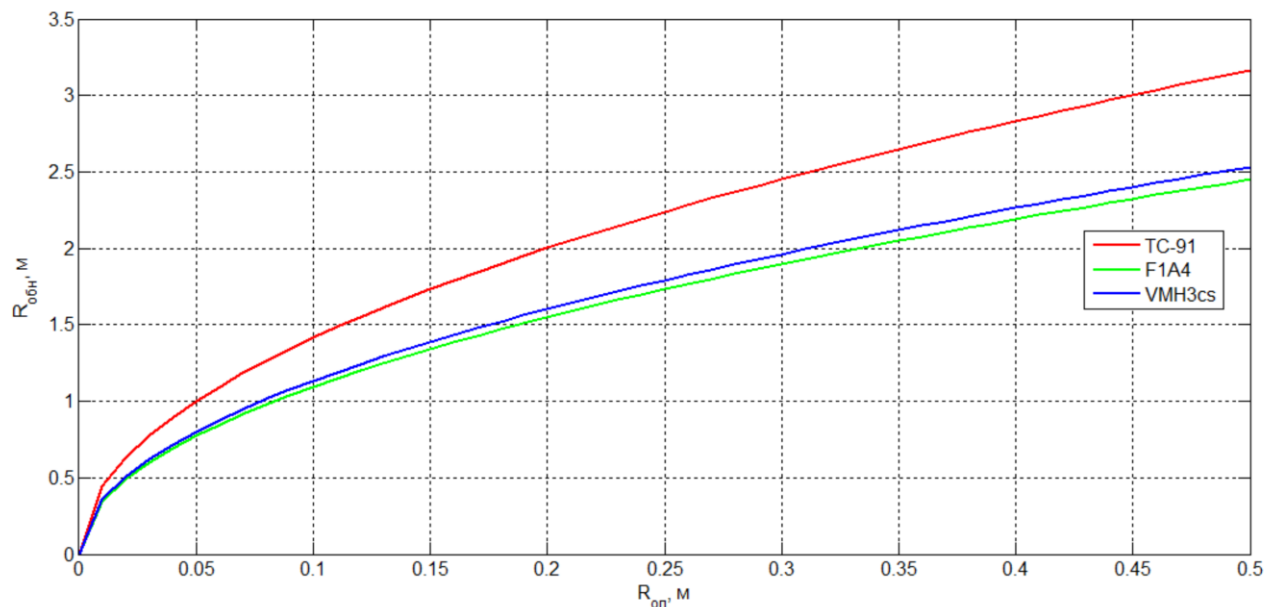


Рисунок 1.6 – Зависимости предельной глубины обнаружения объектов на сухом грунте ($\gamma_{ст} = 0.0001$ См/м) от радиуса объекта поиска с различными приборами

Анализ данных рисунков 1.5 и 1.6 показывает, что при одинаковом радиусе объекта ($R_{оп}=0,1$ м), максимальная глубина обнаружения магнитометрическим методом составляет $R_{обн}\approx 2...3$ м в различных укрывающих средах, тогда как индукционный метод обеспечивает глубину $R_{обн}\approx 2...3$ м во влажном грунте ($\gamma_{вт}=0.1$ См/м), но в морской воде ($\gamma_{мв}=4$ См/м) глубина снижается до менее 1 м. Эти результаты свидетельствуют о том, что к недостаткам индукционного метода относятся ограниченная глубина поиска и зависимость эффективности от электрических характеристик укрывающих сред.

Как известно, эффективность регистрации аномалий в электромагнитных полях и волнах (ЭМПив) поисковыми приборами связана:

- с фундаментальными процессами излучения и приема ЭМПив в условиях окружающей среды, которые зависят от материальных характеристик укрывающих сред (почвы, морской и пресной воды, маскирующих слоев естественного или искусственного происхождения);

- с влиянием размещения и взаимного расположения элементов прибора (датчиков, катушек индуктивности и антенн) относительно объекта поиска и подстилающей поверхности на эффективность регистрации сигнала;

- с причинно-следственными связями между параметрами сигнала, формой объекта и используемой полупроводниковой компонентой, а также экранирующими свойствами корпуса.

Таким образом, на эффективность поиска и качество очистки городских территорий от небезопасных предметов оказывают значительное влияние как природные, так и искусственные факторы, воздействующие на применяемые поисковые приборы.

1.3 Перспективные электронные технологии поиска неоднородностей технических служб мониторинга местности Вьетнама

Все рассмотренные выше методы поиска в основном рассчитаны на обнаружение аномалий ЭМПив в толще грунта. Однако в современных условиях возникает необходимость в разработке методов выявления малоразмерных

объектов, располагающихся не в земной породе, а на поверхности под маскирующим слоем растительности или снега. К подобным объектам можно отнести, например, бортовые самописцы («черные ящики») после авиакатастроф, а также электронные устройства, содержащие в конструкции полупроводниковые элементы (транзисторы, диоды, микросхемы и др.).

Особое значение приобретает создание радиоэлектронных средств (РЭС), способных эффективно функционировать в сложных условиях городской среды и обеспечивать надежное выявление электрических неоднородностей на местности. Использование таких технологий способствует повышению уровня общественной безопасности и позволяет минимизировать риски при проведении работ по очистке территорий.

В условиях динамичного развития микроэлектронной промышленности в азиатско-тихоокеанском регионе, а также внедрения методов векторного анализа сигналов и современных человеко-машинных интерфейсов в мобильные робототехнические комплексы, существенно повышается удобство удаленного восприятия оператором данных об окружающей среде и точность принимаемых решений. На первом этапе развития необходимо наличие поисковых приборов, позволяющих выявлять электронные изделия и иные НО на безопасном для человека расстоянии.

Одним из перспективных направлений развития радиоэлектронных средств является совершенствование методов и технологий радиообнаружения полупроводниковых компонентов, основанных на регистрации 2-й и 3-й гармоник в радиочастотном спектре рассеянного электромагнитного поля при зондировании объектов с полупроводниковыми элементами. Несмотря на то, что теория радиообнаружения нелинейных электромагнитных явлений начала формироваться еще в 1970-е годы, для вьетнамских исследователей направление дистанционного обнаружения электронных изделий остается новым и актуальным.

Рассматриваемый принцип радиообнаружения электронных изделий основан на эффекте нелинейного рассеяния радиоволн объектами, содержащего в

своей конструкции p-n переходы (диоды, транзисторы и т.п.). Нелинейная радиостанция, реализующая данный принцип работы и модель радиолинии 2-го типа с НО отражения, с помощью радиопередающего тракта и узкополосной антенны излучает зондирующий радиосигнал в окружающее пространство [15,16]. При наличии в окружающем пространстве нелинейного объекта отражения, лишь незначительная часть электромагнитной энергии зондирующего радиосигнала переизлучается объектом в окружающее пространство на 2-й и 3-й гармониках. Радиоприемный тракт нелинейной радиостанции с широкополосной антенной улавливает радиосигнал на 2-й и 3-й гармониках и сравнивает с установленным порогом обнаружения. При превышении сигнала над порогом обнаружения принимается решение о наличии электронного изделия. Факт появления гармоник объясняется нелинейной характеристикой полупроводниковых элементов при попадании на них мощных радиоизлучений [17,18], а также при попадании данного излучения на контактную поверхность с окисной пленкой, генерирующей интермодуляционные помехи в системах связи (эффект «ржавого болта»), который ранее наблюдался в РТС при работе с мощными коротковолновыми передатчиками [19].

Объекты поиска могут располагаться в полупроводящей среде (грунте, воде, растительности), а также в стенах зданий, столах, внутри автомобилей и других местах. Поиск затруднен только в непосредственной близости от компьютеров, факсов, некоторых современных телефонов и других устройств, содержащих полупроводниковые радиодетали в своей конструкции [12].

1.4 Выводы по разделу 1

Проведенный анализ современного состояния технологий обнаружения и нейтрализации потенциально небезопасных предметов и веществ с полупроводниковыми компонентами позволил выявить актуальность рассматриваемой проблемы, а также определить перспективные направления ее решения во Вьетнаме и в мировом контексте.

1. Задача поиска и обнаружения объектов, в том числе оставшихся со времен прошлых конфликтов и содержащих электронные компоненты, продолжает оставаться одной из наиболее значимых угроз для безопасности населения, экологической устойчивости и социально-экономического развития страны. Современные вызовы, связанные с распространением управляемых по радио-устройств, подчеркивают необходимость внедрения новых методов и технологий их своевременного обнаружения и безопасной нейтрализации.

2. Объекты с электронными компонентами представляют собой электрические неоднородности с нелинейными свойствами, способные рассеивать радиоволны и тем самым выявляться средствами радиозондирования.

3. Развитие технологий обнаружения сосредоточено на двух ключевых направлениях: увеличении глубины поиска за счет повышения чувствительности приборов и улучшении точности, быстродействия и помехоустойчивости РТС за счет применения современных методов цифровой обработки сигналов.

4. Одним из наиболее перспективных направлений развития РТС во всех странах является совершенствование методов и средств радиообнаружения электронных компонентов, интегрируемых в мобильные роботизированные системы. Этот подход остается новым и недостаточно изученным во Вьетнаме, что требует проведения углубленных исследований и создания научно-технической базы для развития инженерной робототехники.

Таким образом, повышение эффективности радиотехнических устройств, предназначенных для мобильных платформ поиска, является ключевой задачей при исследовании каналов радиообнаружения электронных компонентов объектов. При этом детектируемые сигналы в ряде случаев могут проявляться как пассивные интермодуляционные помехи в системах связи.

РАЗДЕЛ 2 СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ РАСЧЕТА РАССЕИВАЮЩИХ СВОЙСТВ НЕЛИНЕЙНОГО ОБЪЕКТА В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

2.1 Обобщенная модель нелинейного рассеивателя радиоволны

В начале 40-х годов были впервые обнаружены нелинейные эффекты, известные как эффект «ржавого болта», которые вызывали помехи в работе мощных коротковолновых радиостанций. Ученые обнаружили, что эти нелинейные эффекты приводят к появлению рассеянных радиоволн на комбинационных частотах и гармониках при облучении полупроводниковых элементов радиосигналами. С тех пор активно развиваются исследования в области создания нелинейных радиотехнических методов и средств поиска полупроводниковых элементов (таких как полупроводниковые радиодетали, стальные контакты и т.д.) на основе эффекта. Такие элементы, являясь объектом радиообнаружения, рассеивают часть электромагнитного поля (ЭМП) пункта радиопередачи в области частот, отсутствующих в спектре источника первичного радиосигнала. Часть электромагнитной энергии, рассеянная таким образом, может быть обнаружена приемным устройством. В целом такую систему радиообнаружения можно описать с помощью уравнений электросвязи, а именно радиолинии 2-го рода с НО рассеяния. От корректности описания рассеивающих свойств элемента НО, зависит вывод корректного уравнения дальности действия нелинейной радиосистемы.

За последние 20 лет наблюдается значительная активность в области поиска общей инженерной формулы для определения дальности радиообнаружения НО, однако этот радиотехнический процесс сталкивается с множеством трудностей при описании радиолинии 2-го рода с НО – слабоконтрастной электрической неоднородностью, ВАХ которой квадратичная [20,21]. В частности, уравнения

радиолинии 2-го рода для радиозондирования воздушного пространства с помощью радаров были сформулированы почти 100 лет назад и многократно выводились для различных прикладных задач электродинамики и распространения радиоволн. Нелинейная электродинамика и радиолокация уже упоминались в ряде научных работ, опубликованных во 2-й половине XX века, например, в работах исследователей [22,23], однако предлагаемые в них решения уравнения не в полной мере учитывают специфику физических и радиотехнических процессов в нелинейных системах. В данной работе представлен пошаговый вывод уравнений, описывающих нелинейную модель РТС, и рассмотрены уравнения радиолинии 2-го рода с НО в свободном пространстве, когда учитываются лишь общие потери энергии на расходимость радиолуча.

Примером практической реализации нелинейной РТС является детектор нелинейных переходов, использующие явление рассеяния энергии радиоволны НО, а именно электрической неоднородности, и интермодуляцию зондирующего радиосигнала [24]. Это оборудование является эффективным инструментом для радиообнаружения НО, содержащих множество электронных компонентов – полупроводниковых элементов. Такие электронные устройства, как правило, имеют локальные источники вторичного радиоизлучения чрезвычайно малых размеров (точечные источники), определяемых размером рисунка печатной платы в электронном узле и местом электрического подключения электронного изделия, которые существенно отличаются по форме и размерам от типичных объектов поиска традиционных радаров [25].

Преимуществом методов и средств обнаружения, использующих нелинейную модель РТС, является высокая эффективность защиты приемного устройства от многолучевых помех зондирующего сигнала от объектов, окружающих зону локального поиска. Такая эффективность достигается за счет создания более высокой плотности потока мощности зондирующего радиосигнала в данной зоне поиска, а также высокой чувствительности приемного устройства,

способного обнаруживать слабые радиосигналы на частотах, отсутствующих в спектре сигнала средства радиозондирования.

Известно также, что контакты металл-окисел-металл (МОМ), корродированные металлические и полупроводниковые переходы проявляют как линейные, так и нелинейные реакции рассеяния ЭМВ. Основываясь на этой феноменологии, с 1970-х годов активно разрабатывалась концепция нелинейного радара, в первую очередь основанная на принципе гармонического переизлучения зондирующего радиосигнала. Гармоническая нелинейная РТС – это тип радара, который излучает сигнал на частоте f_0 , а принимает его на кратных ей частотах (например, $2f_0$, $3f_0$, $4f_0$ и т.д.). Наиболее распространенные гармонические НРЛС принимают 2-ую и 3-ью гармоники ($2f_0$, $3f_0$), поскольку в большинстве случаев они имеют наибольшую амплитуду при фиксированных значениях частоты и мощности передачи [26].

Несмотря на то, что основное внимание в этом разделе уделяется уравнениям радиолинии 2-го рода с нелинейным отражателем в свободном пространстве, измерение откликов 2-й и 3-й гармоник, отраженных от НО, а также оценка нелинейных свойств электрических систем посредством измерения продуктов интермодуляции остаются важными задачами для достижения наилучших результатов описания модели нелинейной радиосистемы.

Тестирование нелинейных радиосистем на основе процесса интермодуляции различных сигналов в нелинейных каскадах радиоприемного тракта является широко распространенным подходом в литературе [27,28]. Для этого требуется модель нелинейной радиосистемы, которая позволяет прогнозировать поведение различных нелинейных электрических цепей. В разделе обосновывается возможность применения математического представления процесса рассеивания радиоволны при моделировании нелинейной РТС в свободном пространстве. Для описания нелинейных систем будем использовать модель степенного ряда, имеющего вид:

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

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

Структурная схема представления рассеивателя на основе степенных рядов Тейлора показана на рисунке 2.1.

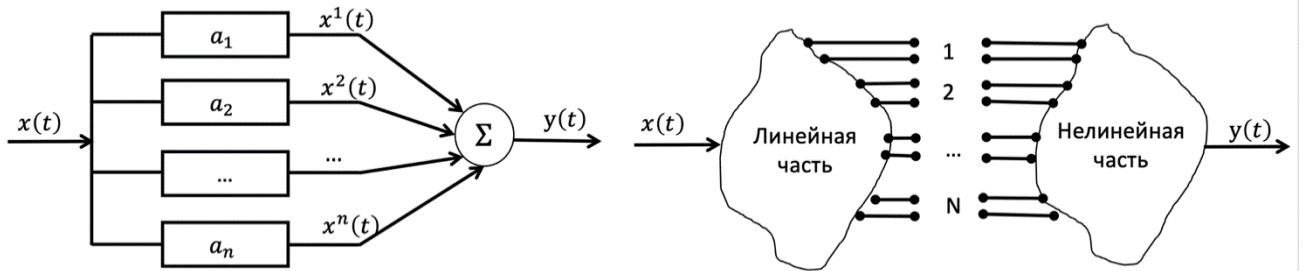


Рисунок 2.1 – Структурная схема описания точечного рассеивателя НО

Данная 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 связь с нелинейностью n -го порядка.

Чтобы вывести математическую модель, рассмотрим основные физические процессы в радиолинии 2-го рода с НО. Что касается нелинейной РТС и детектора нелинейных переходов, то уравнения, определяющие ее дальность действия, известны и приведены в литературе [29,30]. Однако до сих пор нет описания порядка вывода этих уравнений для радиолинии 2-го рода и объяснения, учитывающего особенности протекания нелинейных процессов в НО для свободного пространства. Рассмотрим физические процессы передачи энергии, излучаемой объектом с нелинейными электромагнитными свойствами в результате его облучения зондирующим радиосигналом. На рисунке 2.2 показан путь, по которому проходит сигнал от пункта передачи для получения отклика от НО.

Поскольку НО, согласно данного усовершенствованного метода, облучается зондирующим сигналом, который нелинейно преобразуется во 2-ю или 3-ю гармонику, и повторно излучает радиосигнал, отсутствующий в спектре падающей радиоволны, то этот радиотехнический процесс можно описать таким образом, что энергия радиоволны передается из точки А (пункт передачи) в точку В (пункт рассеяния сигнала), теряя часть энергии радиоволны на преобразования. НО улавливает часть зондирующего сигнала, после чего НО вторично излучает на другой частоте радиосигнал из точки С, который в итоге приходит на пункт приема в точку D.

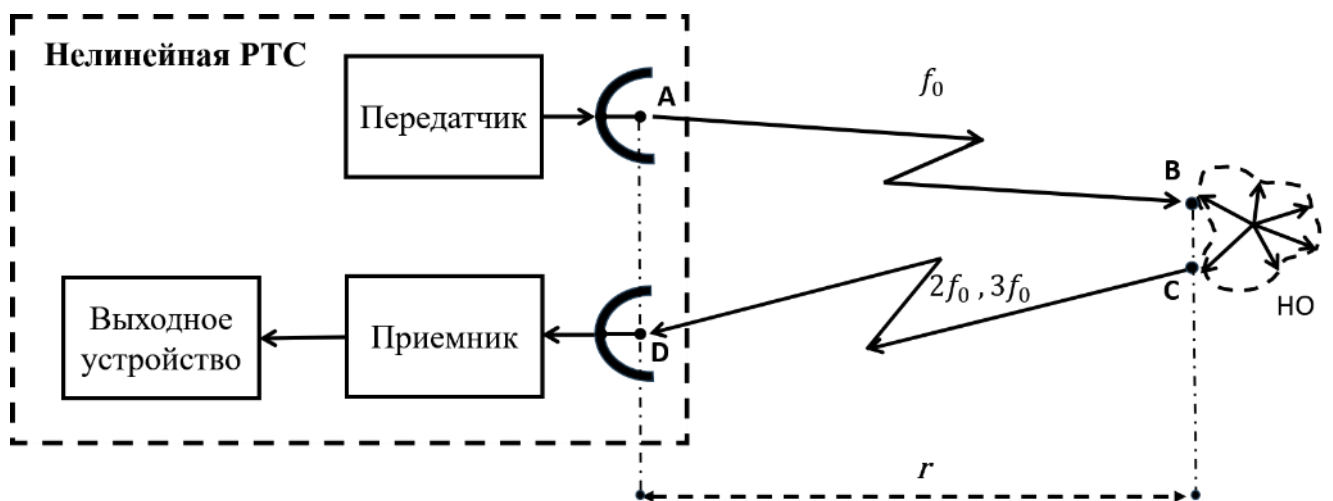


Рисунок 2.2 – Концептуальная схема действия нелинейной радиотехнической системы

Под радиотехническим процессом мы будем понимать ряд преобразований, согласно концептуальной схеме и усовершенствованного метода, которые являются теоретической основой научного исследования способа передачи электромагнитной энергии от точки передачи (А) к точке приема радиосигнала (D). Такой подход позволит вывести новое уравнение, характеризующее нелинейную радиосистему.

2.2 Совершенствование метода расчета радиолинии 2-го рода с нелинейным отражателем для свободного пространства

Рассмотрим радиотехнический процесс передачи электромагнитной энергии от точки А до точки В. При использовании направленной антенны в передающем устройстве плотность потока мощности сферически расходящейся радиоволны на поверхности НО будет определяться выражением:

$$P_{f_0}^{HO} = \frac{P_{f_0} G_1 n_1}{4\pi r^2}, \quad (2.2)$$

где P_{f_0} - мощность излучения нелинейной радиосистемы, Вт;

G_1 - коэффициент усиления передающей антенны;

n_1 - коэффициент полезного действия антенно-фидерного тракта передающего устройства;

r - расстояние от излучающей антенны до НО, м;

Мощность сигнала, принимаемая НО, будет зависеть от его эффективной площади S_{HO} :

$$P_{f_0}^{HO} = \frac{P_{f_0} G_1 n_1}{4\pi r^2} S_{HO}. \quad (2.3)$$

Эффективная площадь НО, освещаемая средством радиозондирования, определяется выражением:

$$S_{HO} = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G_{HO}, \quad (2.4)$$

где λ_0 – длина волны излучения средства радиозондирования, м;

G_{HO} – коэффициент усиления НО в направлении пункта приема падающей на него радиоволны от передающего устройства нелинейной РТС.

Таким образом, с учетом уравнений (2.3) и (2.4), выражение для определения мощности сигнала, принимаемого НО, примет вид:

$$P_{f_0}^{HO} = \frac{P_{f_0} G_1 n_1 \lambda_0^2 G_{HO}}{(4\pi)^2 r^2}. \quad (2.5)$$

В отличие от линейного объекта, мощность сигнала на входе НО не равна отраженной мощности на его выходе. Это связано с тем, что под воздействием ЭМП падающей радиоволны в НО происходит нелинейное преобразование наведенных в нем токов смещения ($i_{см}$) и проводимости ($i_{пров}$). Принцип действия нелинейной РТС основан на свойстве нелинейных элементов в объекте поиска при облучении их зондирующим СВЧ-сигналом дополнительно переизлучать электромагнитную энергию на 2-й и 3-й гармонике [31]. Максимальный отклик от полупроводниковых элементов искусственного происхождения (транзисторы, диоды, микросхемы) наблюдается на 2-й гармонике зондирующего сигнала [32,33], а при облучении оксидных пленок, образовавшихся естественным образом, максимальный отклик наблюдается на 3-й гармонике зондирующего радиосигнала. В данном случае нет необходимости учитывать время нелинейного преобразования радиосигналов, поскольку в данном описании нелинейной радиосистемы не учитывается фазовая структура какого-либо радиосигнала. Таким образом, суть данной теории заключается в исследовании процессов нелинейного преобразования, как бы в «чистом виде», т.е. не учитываются другие состояния НО.

Процесс нелинейного преобразования радиосигналов в НО представлен на рисунке 2.3.

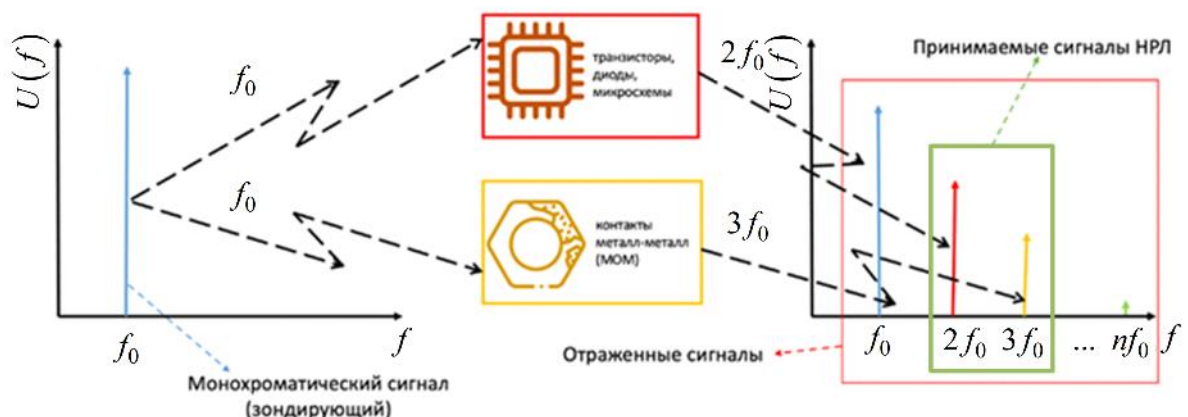


Рисунок 2.3 – Процесс нелинейного преобразования радиосигналов

Узел и корпус электронного изделия, а также соединительные контакты корпуса НО, обладающие эффектом нелинейного рассеяния радиоволн, являются

локальными объектами, содержащими в своей конструкции р-п-переход или контакт металл-диэлектрик-металл, а также контакт МОМ [34]. Падающая волна наводит токи на поверхности НО, которые протекая по нему через р-п переходы (или контакты) испытывают нелинейные преобразования. Такие переходы являются электрическими неоднородностями с соответствующим ВАХ, которые рассеивают энергию ЭМП [35]. В результате рассеянный сигнал содержит информацию о электрических свойствах НО, а именно о его ВАХ [22]. На рисунке 2.4 показана ВАХ р-п перехода (см. рисунок 2.4, а) и контакта металл-диэлектрик-металл (см. рисунок 2.4, б).



Рисунок 2.4 – ВАХ р-п перехода (а) и контакта металл-диэлектрик-металл (б)

Выходной ток при воздействии гармонического сигнала на локальные элементы НО можно представить в виде разложения в ряд Тейлора:

$$i_{\text{вых}}(t) = a_0 + a_1 U(t) + a_2 U^2(t) + a_3 U^3(t) + \dots + a_n U^n(t) + \dots, \quad (2.6)$$

где $U(t)$ – напряжение входного сигнала на нелинейном элементе;

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

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

Рассмотрим случай гармонического входного сигнала на нелинейном элементе:

$$U(t) = U_0 \cos(\omega t). \quad (2.7)$$

Подставив (2.7) в (2.6), получим:

$$i(t) = \left(a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_0^2 + \dots \right) + \left(a_1 U_0 + \frac{3}{4} a_3 U_0^3 + \dots \right) \cos(\omega t) + \left(\frac{1}{2} a_2 U_0^2 + \dots \right) \cos(2\omega t) + \left(\frac{1}{4} a_3 U_0^3 + \dots \right) \cos(3\omega t) + \dots \quad (2.8)$$

Поскольку в выражении (2.8) второе слагаемое в скобках намного меньше первого, то можно допустить, что:

$$(a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_0^2 + \dots) \approx a_0 \text{ при } a_0 \gg \frac{1}{2} a_2 U_0^2 + \dots;$$

$$(a_1 U_0 + \frac{3}{4} a_3 U_0^3 + \dots) \approx a_1 U_0 \text{ при } a_1 U_0 \gg \frac{3}{4} a_3 U_0^3 + \dots \text{ и т.д.}$$

Тогда с учетом допущения выражение (2.6) можно записать в виде:

$$i_{\text{вых}}(t) \approx a_0 + a_1 U_0 \cos(\omega t) + \frac{1}{2} a_2 U_0^2 \cos(2\omega t) + \dots + \frac{1}{2^{n-1}} a_n U_0^n \cos(n\omega t) + \dots \quad (2.9)$$

Выражение (2.9) описывает закон преобразования сигнала в НО применительно к величинам изменения силы тока и напряжения. Учитывая, что для РТС предпочтительной единицей измерения является мощность сигнала, преобразуем выражение (2.9). Средняя мощность сигнала синусоидальной формы на активной нагрузке Z определяется выражением $P_{\text{ex}} = U_0^2 / Z$. С учетом этого эти выражения, описывающие мощность сигнала на различных гармониках, могут быть представлены в следующем виде:

$$P_{\text{вых1}} = I_1^2 Z = (a_1 U_0)^2 Z = (a_1 Z)^2 \frac{U_0^2}{Z} = (a_1 Z)^2 P_{\text{ex}} = \gamma_{\text{HO1}} P_{\text{ex}};$$

$$P_{\text{вых2}} = I_2^2 Z = \left(\frac{1}{2} a_2 U_0^2 \right)^2 Z = \left(\frac{1}{2} a_2 \right)^2 Z^3 \left(\frac{U_0^2}{Z} \right)^2 = \left(\frac{1}{2} a_2 \right)^2 Z^3 P_{\text{ex}}^2 = \gamma_{\text{HO2}} P_{\text{ex}}^2;$$

$$P_{\text{вых3}} = I_3^2 Z = \left(\frac{1}{4} a_3 U_0^3 \right)^2 Z = \left(\frac{1}{4} a_3 \right)^2 Z^4 \left(\frac{U_0^2}{Z} \right)^3 = \left(\frac{1}{4} a_3 \right)^2 Z^4 P_{\text{ex}}^3 = \gamma_{\text{HO3}} P_{\text{ex}}^3;$$

...

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

где $\gamma_{\text{HO1}}, \gamma_{\text{HO2}}, \gamma_{\text{HO3}}, \dots, \gamma_{\text{HO}n}$ – коэффициент нелинейного преобразования для n -й гармоники.

Обобщенное выражение, описывающее связь между мощностью принятого и переизлученного НО сигналов, можно представить в виде:

$$P_{\text{вых}_n} = \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n P_{\text{ex}}^n. \quad (2.10)$$

Объединив уравнения (2.5) и (2.10), получим выражение для расчета выходной мощности сигнала от НО для n -й гармоники:

$$P_{n f_0}^{HO} = \gamma_n (P_{f_0}^{HO})^n = \gamma_n \left(\frac{P_{f_0} G_1 n_1 \lambda_0^2 G_{HO}}{(4\pi)^2 r^2} \right)^n. \quad (2.11)$$

По аналогии с формулой (2.5) выражение для оценки мощности сигнала на выходе приемной антенны нелинейной РТС можно представить в виде:

$$P_{\text{прм}} = \frac{P_{n f_0}^{HO} G_{HO} n_2 \lambda_n^2 G_{A_n}}{(4\pi)^2 r^2}. \quad (2.12)$$

где $\lambda_n = \lambda_0/n$ – длина волны n -й гармоники, м;

G_{A_n} – коэффициент усиления приемной антенны для n -й гармоники;

r – расстояние от НО до приемной антенны, м;

n_2 – коэффициент полезного действия антенно-фидерного тракта приемного устройства нелинейной РТС.

Подставляя выражение (2.11) в (2.12), получим:

$$P_{\text{прм}} = \frac{\gamma_n \left(P_{f_0} G_1 n_1 G_{HO} \right)^n G_{HO} \lambda_0^{2n+2} G_{A_n} n_2}{n^2 (4\pi)^{2n+2} r^{2n+2}}. \quad (2.13)$$

Выражение (2.13) является основным уравнением радиолинии 2-го рода в нелинейной радиосистеме для n -й гармоники. Величина n может принимать значения 1, 2, 3, и т.д. Известно [36,37,38], что с увеличением номера гармоники ее амплитуда быстро уменьшается, и практическую значимость представляют только первые три гармоники радиосигнала. Нетрудно верифицировать модель нелинейной РТС и показать, что для случая $n=1$ мы получим основное уравнение традиционной РТС с линейным объектом отражения зондирующего сигнала.

При этом выражение (2.13) справедливо только для идеальных условий, в которых не учитывается экранирование нелинейного объекта корпусом изделия и

слоем укрывающей среды (почва, снег, растительность), что приводит к потере мощности зондирующего и отраженного сигналов. Для уточнения энергетических характеристик радиолинии второго рода необходимо ввести в выражение (2.13) коэффициент экранирования K_1 .

Данный коэффициент K_1 может быть рассчитан по формуле:

$$K_1 = \frac{E_3}{E}, \quad (2.14)$$

где E – напряженность электрического поля без экрана;

E_3 – напряженность электрического поля при наличии экрана.

Из соотношения (2.14) видно, что коэффициент K_1 может изменяться в пределах от 0 до 1.

Также при описании энергетических характеристик радиолинии второго рода необходимо учитывать наличие у электромагнитной волны зондирующего сигнала поляризационных свойств. Так при излучении зондирующий сигнал будет иметь линейную, круговую или эллиптическую поляризацию, а при отражении от объекта локации и подстилающей поверхности исходная поляризация может частично или полностью измениться, что приведёт к снижению амплитуды напряженности электрического поля на входе радиоприемной нелинейной РТС. Данную возможность предлагается учесть в виде (2.15) коэффициента K_2 . Данный коэффициент может быть рассчитан на основе соотношения:

$$K_2 = \frac{E_{\text{пр}}}{E_{\text{max}}}, \quad (2.15)$$

где $E_{\text{пр}}$ – вектор напряженности принятого отраженного электрического сигнала с искажением поляризации;

E_{max} – вектор напряженности принятого отраженного электрического сигнала без искажения поляризации.

Так как при оценке поляризации сигнала также важно направление вращения вектора напряженности электрического поля, то коэффициент K_2 должен изменяться в пределах от -1 до 1.

Таким образом для повышения точности описания энергетического баланса в радиолинии 2-го рода нелинейной РТС в выражение (2.13) вводятся два корректирующих коэффициента:

$K_1 = [0...1]$ – коэффициент экранирования корпусом электронного изделия и слоем укрывающей среды;

$K_2 = [-1...1]$ – коэффициент, учитывающий несовпадение поляризаций зондирующего и отраженного сигналов, знак определяет направление вращения вектора E .

С учетом этих факторов, выражение (2.13) принимает вид:

$$P_{\text{прм}} = K_1^2 K_2^2 \frac{\gamma_n \left(P_{f_0} G_1 n_1 G_{\text{НО}} \right)^n G_{\text{НО}} \lambda_0^{2n+2} G_{A_n} n_2}{n^2 (4\pi)^{2n+2} r^{2n+2}}. \quad (2.16)$$

Полученное выражение (2.16) является новым научным результатом, ранее не представленным в научной публикации. В отличие от классических уравнений радиолинии 2-го рода нелинейной РТС, данное выражение учитывает реальные физические потери, обусловленные конструктивными особенностями НО (коэффициент K_1) и параметрами антенной системы (коэффициент K_2).

Введение коэффициентов K_1 , K_2 позволяет учитывать реальные физические ограничения, влияющие на амплитуду переизлученного сигнала, и повышает адекватность теоретической модели экспериментальным данным.

Соответственно максимальная дальность действия в нелинейной радиосистеме для радиолинии 2-го рода на 2-й и 3-й гармониках ($n=2, 3$) в свободном пространстве, будет определяться следующими выражениями:

$$r_{2.\text{max}} = \sqrt[6]{K_1^2 K_2^2 \frac{\gamma_2 \left(P_{f_0} G_1 n_1 \right)^2 G_{\text{НО}}^3 \lambda_0^6 G_{A_2} n_2}{4(4\pi)^6 P_{\text{прм.мин}}}}, r_{3.\text{max}} = \sqrt[8]{K_1^2 K_2^2 \frac{\gamma_3 \left(P_{f_0} G_1 n_1 \right)^3 G_{\text{НО}}^4 \lambda_0^8 G_{A_3} n_2}{9(4\pi)^8 P_{\text{прм.мин}}}}. \quad (2.17)$$

Уравнения (2.17) показывают, что дальность действия радиолинии 2-го рода для 2-й гармоники будет обратно пропорциональна мощности сигнала у приемной антенны в 6-й и 8-й степени соответственно. Это значит, что при увеличении дальности до НО мощность принимаемых сигналов на 2-й и 3-й гармониках будет уменьшаться существенно быстрее, чем для сигналов на несущей частоте f_0 .

Для удобства сравнения на рисунке 2.5 представлены зависимости мощности сигнала у приемной антенны для 1-й, 2-й и 3-й гармоник ($n=1, 2, 3$) от дальности до НО с учетом коэффициентов K_1, K_2 . График получен расчетным способом с использованием выражений (2.16) применительно к техническим параметрам распространенных на рынке типовых нелинейной РТС и детекторов нелинейных переходов.

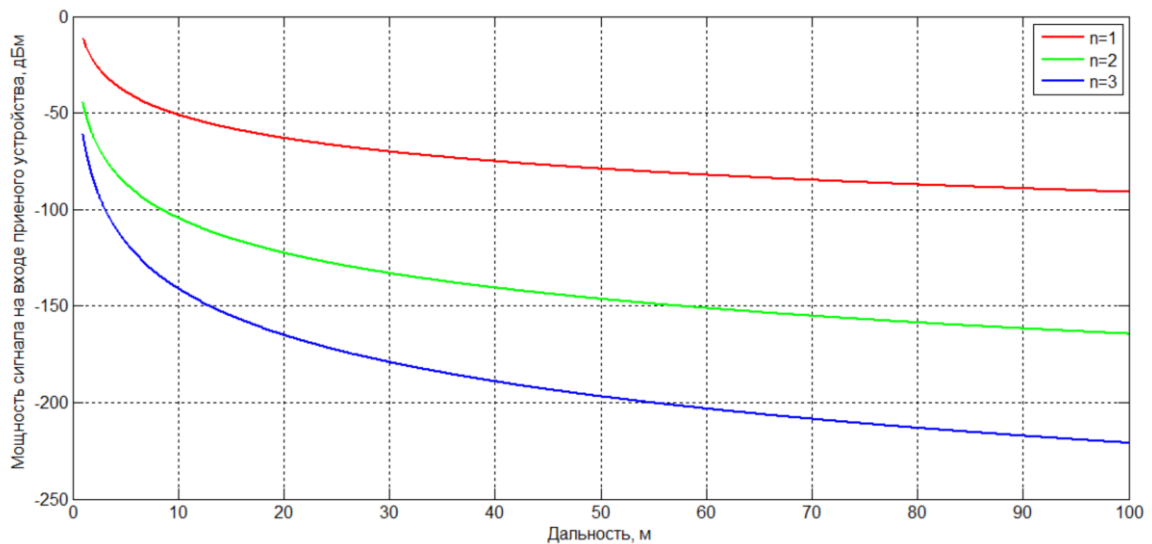


Рисунок 2.5 – Зависимость мощности сигнала в приемной антенне от дальности для 1-й, 2-й и 3-й гармоник в свободном пространстве

Проанализировав график на рисунке 2.5, можно прийти к выводу, что при мощности излучения 100 Вт объект, расположенный на расстоянии 30 м от нелинейной РТС (при фиксированных значениях параметров модели (см. формулу (2.16)), формирует в приемной антенне для 2-й и 3-й гармоник сигнал мощностью порядка примерно минус 133 дБм и минус 179 дБм соответственно. Для работы с таким малыми сигналами требуется высокочувствительный приемник [39]. В то же время передающая антенна должна обладать высокой линейностью в широком диапазоне частот радиозондирования, а приемная антенна – без искажений принимать и передавать в приемник слабые радиосигналы, несущие информацию о нелинейных отражениях от узла, корпуса электронного изделия и соединительных контактов корпуса.

К радиопередающему и радиоприемному устройству нелинейной системы

также предъявляются строгие технические требования по отсутствию вторичных гармоник. Данная техническая задача усложняется тем, что необходимо генерировать и излучать передающей антенной сигналы с уровнем мощности порядка выше 50 дБм, в то время как принимать отраженный сигнал приходится на уровнях мощности ниже минус 130 дБм. Для решения данной проблемы возможно использовать две антенны – одна на передачу, другая на прием, однако это в свою очередь приведет к увеличению громоздкости конструкции нелинейной РТС.

2.3 Совершенствование метода оценки влияния шума на радиоприемный СВЧ-тракт нелинейной РТС

В реальных условиях нелинейно рассеянный радиосигнал, улавливаемый радиоприемным устройством, подвергается искажению из-за аддитивного шума (естественного или преднамеренного происхождения). В результате чего на всех рабочих частотах нелинейной РТС возникают нежелательные напряжения или токи. Природный входной шум формируется совокупностью множества случайных источников и может рассматриваться как гауссовский. При этом его спектральная плотность мощности обычно считается белой, то есть равномерной на всем диапазоне частот [40,41]. Однако в большинстве реальных радиосистемы шум имеет ограниченную полосу пропускания, по крайней мере не превышающую мгновенную полосу приемника, и описывается как белый гауссовский шум. Мощность входного шума, проходящего через антенну в радиоприемное устройство, обозначается $P_{ш.вх}$. В то же время, на СВЧ-частотах существенный вклад в общий уровень шума вносит сам приемник: даже при идеальных условиях, полностью исключающих внешние источники помех, в приемнике возникает шум вследствие теплового движения электронов проводимости в омических участках его входных каскадов [42]. Его величина напрямую зависит от ширины полосы пропускания и абсолютной температуры соответствующих омических элементов входной цепи. Мощность шума на входе приемника равна:

$$P_{ш.вх} = kTB, \quad (2.18)$$

где $k = 1,3806 \times 10^{-23}$ – констант Больцмана;

T – шумовая температура приемника, К;

B – ширина полосы пропускания приемника, Гц.

Отношение уровня шума на выходе реального приемника к уровню шума идеального приемника, содержащего лишь только тепловой шум, называется коэффициентом шума и определяется следующим образом:

$$F_{ш} = \frac{q_{вх}}{q_{вых}} = \frac{P_{с.вх} / P_{ш.вх}}{P_{с.вых} / P_{ш.вых}}, \quad (2.19)$$

где $q_{вх}$ – отношение «сигнал/шум» на входе приемника;

$q_{вых}$ – отношение «сигнал/шум» на выходе приемника;

$P_{с.вх}$ – мощность сигнала на входе приемника, Вт;

$P_{с.вых}$, $P_{ш.вых}$ – соответственно мощность сигнала и шума на выходе приемника, Вт.

Уравнение (2.19) показывает, что коэффициент шума можно рассматривать в качестве меры ухудшения отношения «сигнал/шум» при прохождении сигнал через приемник. Переформулируя уравнение (2.19), запишем выражение для входной мощности сигнала в приемнике:

$$P_{с.вх} = kTBF_{ш} q_{вх}. \quad (2.20)$$

При достижении минимального отношения «сигнал/шум» минимально детектируемая входная мощность сигнала $P_{с.вх.мин}$ устанавливается к чувствительности приемника. Тогда

$$P_{с.вх.мин} = P_{прм.мин} = kTBF_{ш} q_{вх.мин}. \quad (2.21)$$

Подставляя уравнение (2.21) в (2.16) получаем следующую форму уравнения дальности действия в нелинейной радиосистемы для радиолинии 2-го рода на 2-й гармонике ($n=2$):

$$r_{2.маx} = \sqrt[6]{K_1^2 K_2^2 \frac{\gamma_2 (P_{f_0} G_l n_1)^2 G_{НО}^3 \lambda_0^6 G_{A_2} n_2}{4(4\pi)^6 kTBF_{ш} q_{мин}}}. \quad (2.22)$$

Из соотношения (2.22) путем несложных математических действий можно выразить значение отношения «сигнал/шум» и при фиксации всех параметров

можно построить зависимость отношения «сигнал/шум» от дальности до НО. График такой зависимости при $n=2$, т.е. на 2-й гармонике представлен на рисунке 2.6.

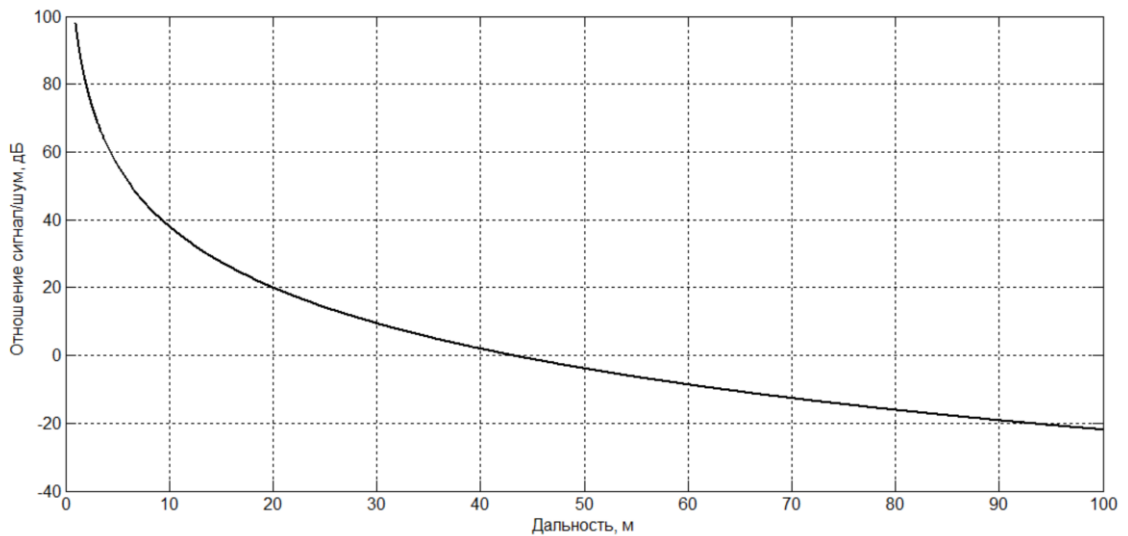


Рисунок 2.6 – Зависимость отношения «сигнал/шум» от дальности до НО при $n = 2$ в свободном пространстве

Очевидно, при увеличении дальности до объекта уменьшается значение отношения «сигнал/шум». На рисунках 2.7 и 2.8 показана зависимость отношения «сигнал/шум» от мощности шума на входе приемника и от мощности излучения нелинейной радиосистемы при $n=2$.

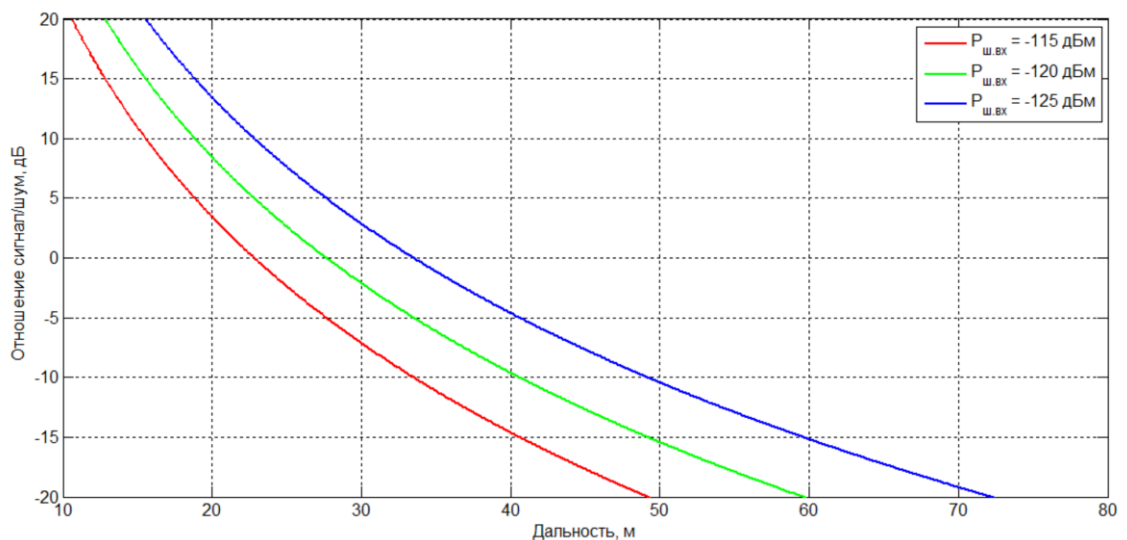


Рисунок 2.7 – Зависимость отношения «сигнал/шум» от мощности шума на входе приемника при $n=2$ в свободном пространстве

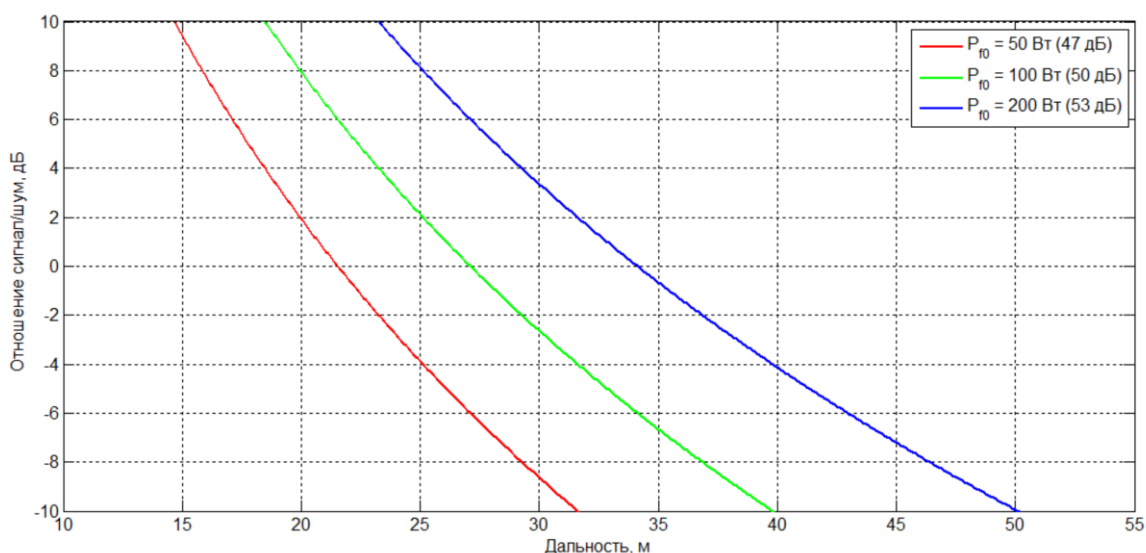


Рисунок 2.8 – Зависимость отношения «сигнал/шум» от мощности излучения нелинейной радиосистемы при $n=2$ в свободном пространстве

Из графика на рисунках 2.7 и 2.8 видно, что при увеличении мощности шума на 5 дБм уменьшается значение отношения «сигнал/шум» на 5 дБ. Это значит, отношение «сигнал/шум» обратно пропорционально мощности шума по отношению 1:1.

При увеличении мощности излучения на 3 дБм увеличивается значение отношения «сигнал/шум» на 6 дБ. Поэтому отношение «сигнал/шум» прямо пропорционально мощности излучения по отношению 2:1.

Таким образом, отношение «сигнал/шум» является одним из ключевых параметров, определяющих эффективность функционирования нелинейной радиосистемы, и играет решающую роль в уравнении дальности действия нелинейной РТС. Чем выше это отношение, тем выше вероятность обнаружения НО на 2-й гармонике и точность измерения параметров отраженного сигнала на фоне собственных шумов приемного устройства [43,44]. Однако, чтобы полностью оценить эффективность обнаружения НО в реальных условиях эксплуатации, целесообразно перейти к статистическому анализу и рассмотреть кривые обнаружения, которые отображают взаимосвязь между вероятностью правильного обнаружения (D), вероятностью ложной тревоги (F) и отношением сигнал-шум (q). В следующем разделе будут подробно изучены характеристики

обнаружения и показана их значимость при проектировании и оптимизации радиотехнических параметров нелинейной радиосистемы.

2.4 Совершенствование метода оценки возможности радиообнаружения электрической неоднородности на 2-й гармонике в условиях помех

Вероятностные характеристики обнаружения радиосигнала на 2-й гармонике играют фундаментальную роль в анализе и оценке эффективности радиообнаружения НО РТС. Однако публикаций о кривых обнаружения нелинейной радиосистемы очень мало и оценить потенциальные возможности метода нелинейной радиолокации сложно. В [45,46,47] показана зависимость вероятности правильного обнаружения D нелинейной радиосистемы от отношения «сигнал/шум». В этом разделе рассмотрены теоретические аспекты построения кривых обнаружений нелинейной радиосистемы, а также анализ влияния мощности передатчика, уровня шумов и расстояния до НО на характеристики обнаружения D 2-й гармонике сигнала. Показано, что выбор порога принятия решений по критерию Неймана-Пирсона позволяет оптимизировать вероятность правильного обнаружения 2-й гармонике сигнала при заданной вероятности ложной тревоги F [48,49]. Полученные результаты демонстрируют возможность обеспечения высокой точности обнаружения и локализации НО на расстояниях до нескольких метров.

В разделе 2.2 входной сигнал на нелинейном элементе имеет гармонический вид, поэтому в результате чего принимаемый сигнал на 2-й гармонике также представляет собой синусоидальную волну, подлежащую обнаружению на фоне белого шума с неизвестной начальной фазой. Принимаемый сигнал на n -й гармонике представим в виде:

$$u_{нрм}(t) = U_m \cos(2\pi f_n t + \phi) + n(t), \quad (2.23)$$

где U_m – амплитуда принимаемого сигнала от НО;

f_n – частота n -й гармонике принимаемого сигнала;

ϕ – неизвестная начальная фаза;

$n(t)$ – белый гауссовский шум.

По критерию Неймана-Пирсона первый этап процедуры расчета вероятностей правильного обнаружения D и ложной тревоги F заключается в постановке двух статистических гипотез, описывающих возможные состояния наблюдаемого сигнала на частоте 2-й гармоники. Нулевая гипотеза H_0 предполагает отсутствие полезного сигнала, и в таком случае принимаемый сигнал представлен исключительно шумовой компонентой, описываемой аддитивным белым гауссовским шумом $n(t)$ [50]. Таким образом, математическая формулировка гипотезы H_0 записывается следующим образом:

$$H_0 : x(t) = n(t).$$

Альтернативная гипотеза H_1 , напротив, предполагает наличие полезного сигнала (отраженный сигнал от НО), выраженного синусоидальной волной с амплитудой U , фазой ϕ и частотой f_n , наблюдаемой на фоне белого гауссовского шума. Эта гипотеза формулируется следующим образом:

$$H_1 : x(t) = U_m \cos(2\pi f_n t + \phi) + n(t).$$

После формулировки гипотез возникает необходимость выбрать соответствующий метод, позволяющий достоверно разделить ситуации, описанные гипотезами H_0 и H_1 . В условиях, когда принимаемый сигнал представляется в виде синусоидального сигнала с неизвестной фазой на фоне белого гауссовского шума, оптимальным методом обнаружения с точки зрения минимизации вероятности ошибочного решения является корреляционная обработка с двумя квадратурными каналами [51,52]. На рисунке 2.9 представлена предлагаемая для аппаратной реализации схема корреляционного обнаружителя с квадратурными каналами.

Автокорреляционный обнаружитель реализуется путем параллельной обработки входного сигнала двумя согласованными фильтрами, настраиваемыми на одну и ту же частоту, но сдвинутыми на 90° по фазе (косинус и синус). Наличие двух каналов исключает потерю полезного сигнала за счет незнания его начальной фазы. Интегрируя проекции входного процесса на эти две ортогональные опорные функции, система максимизирует отношение

«сигнал/шум» на выходе.

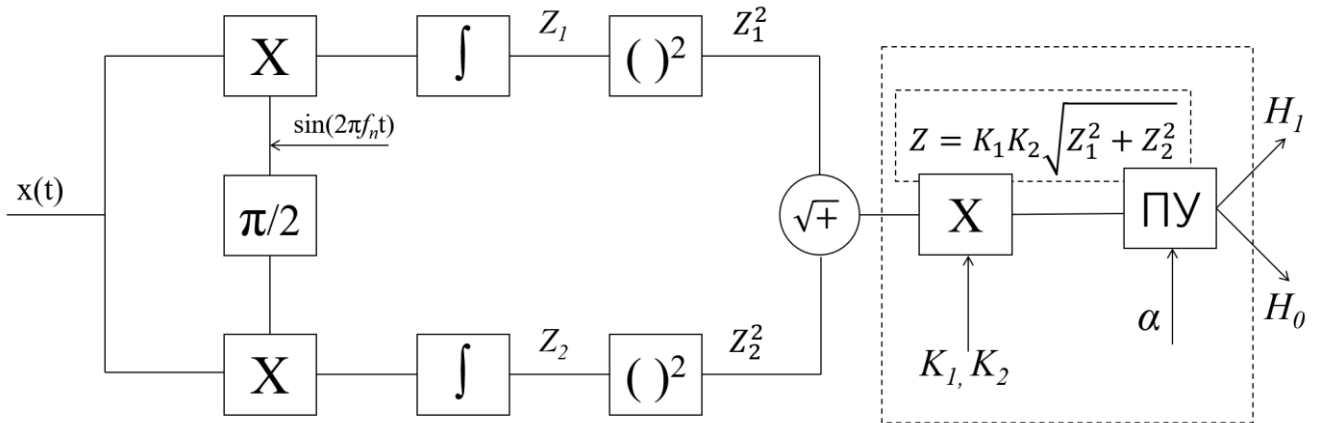


Рисунок 2.9 – Схема автокорреляционного обнаружителя с квадратурными каналами, предлагаемая для аппаратной реализации

После интегрирования результирующие квадратурные компоненты Z_1 и Z_2 объединяют в детекторе огибающей по формуле $Z = K_1 K_2 \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}$, где коэффициенты K_1 , K_2 соответственно. Полученное значение Z поступает на пороговое устройство, где сравнивается с порогом α , установленным в соответствии с требуемой вероятностью ложной тревоги. При превышении данного порога принимается решение о наличии сигнала, а при неперевышении – об ее отсутствии. Благодаря такому подходу, критерий Неймана-Пирсона, задающий компромисс между вероятностями обнаружения и ложной тревоги, реализуется наиболее эффективно. Ключевыми практическими факторами при использовании корреляционного обнаружителя с квадратурными каналами являются точное совпадение частот опорных сигналов с искомой синусоидой и корректный выбор порога, основанный на допустимом уровне ложной тревоги.

Значение вероятности ложной тревоги F определяется как вероятность того, чтобы значение Z превышает порог γ , хотя сигнала нет (ложная тревога):

$$F = P(H_1 / H_0) = P\{Z > \alpha / H_0\}. \quad (2.24)$$

При гипотезе H_0 , выход фильтра представляет собой сумму квадратов двух независимых нормально распределенных величин с нулевым средним значением и дисперсией σ^2 . Такая сумма подчиняется центральному χ^2 -распределению с

двумя степенями свободы. После нормализации (делением на дисперсию), получаем:

$$F = P \left\{ \frac{Z^2}{K_1^2 K_2^2 \sigma^2} > \frac{\alpha^2}{K_1^2 K_2^2 \sigma^2} / H_0 \right\}. \quad (2.25)$$

Используя вероятность правого хвоста выражение (2.25) можно записать в виде [53]:

$$F = Q_{\chi^2} \left(\frac{\alpha^2}{2K_1^2 K_2^2 \sigma^2} \right) = e^{\frac{-\alpha^2}{2K_1^2 K_2^2 \sigma^2}}. \quad (2.26)$$

Из формулы (2.26) можно выразить порог α , необходимый для достижения вероятности ложной тревоги F :

$$\alpha = K_1 |K_2| \sigma \sqrt{2 \ln \left(\frac{1}{F} \right)}. \quad (2.27)$$

Формула (2.27) показывает, что порог зависит только от заданного уровня F , мощности шума σ и коэффициентов K_1 , K_2 .

Вероятность правильного обнаружения D рассчитывается аналогично, но уже в предположении наличия сигнала (гипотеза H_1):

$$D = P(H_1 / H_1) = P\{Z > \alpha / H_1\}. \quad (2.28)$$

При наличии сигнала (гипотеза H_1) выход фильтра распределен согласно нецентральному χ^2 -распределению с двумя степенями свободы и нецентральным параметром β :

$$\beta = \frac{(K_1 |K_2| U_m)^2 N}{\sigma^2}, \quad (2.29)$$

где N – количество наблюдений.

После нормализации выражение (2.28) становится:

$$D = P\{Z^2 > \alpha^2 / H_1\} = Q_{\chi^2(\beta)}(\alpha^2). \quad (2.30)$$

Подстав выражение (2.27), (2.29) в (2.30) получим:

$$D = Q \left(\sqrt{2 \ln \left(\frac{1}{F} \right)} - \sqrt{\beta} \right). \quad (2.31)$$

Формула (2.31) показывает, что кривые обнаружения исключительно зависят от отношения «сигнал/шум», заданного параметром α .

В формуле (2.22) представлена зависимость отношения «сигнал/шум» от дальности до НО при $n=2$. На основе формулы (2.22) и (2.31) мы построим график зависимости вероятности правильного обнаружения D от дальности до НО на 2-й гармонике ($n=2$) с учетом и без учета коэффициентов K_1 , K_2 при заданном уровне вероятности ложной тревоги $F=10^{-3}$ (см. рисунок 2.10).

На представленном графике изображена зависимость вероятности правильного обнаружения НО D от дальности r для двух случаев: идеализированной модели без учета физических коэффициентов K_1 , K_2 (синяя кривая), и более реалистичной модели, учитывающей физические потери в объекте и антенной системе (красная кривая).

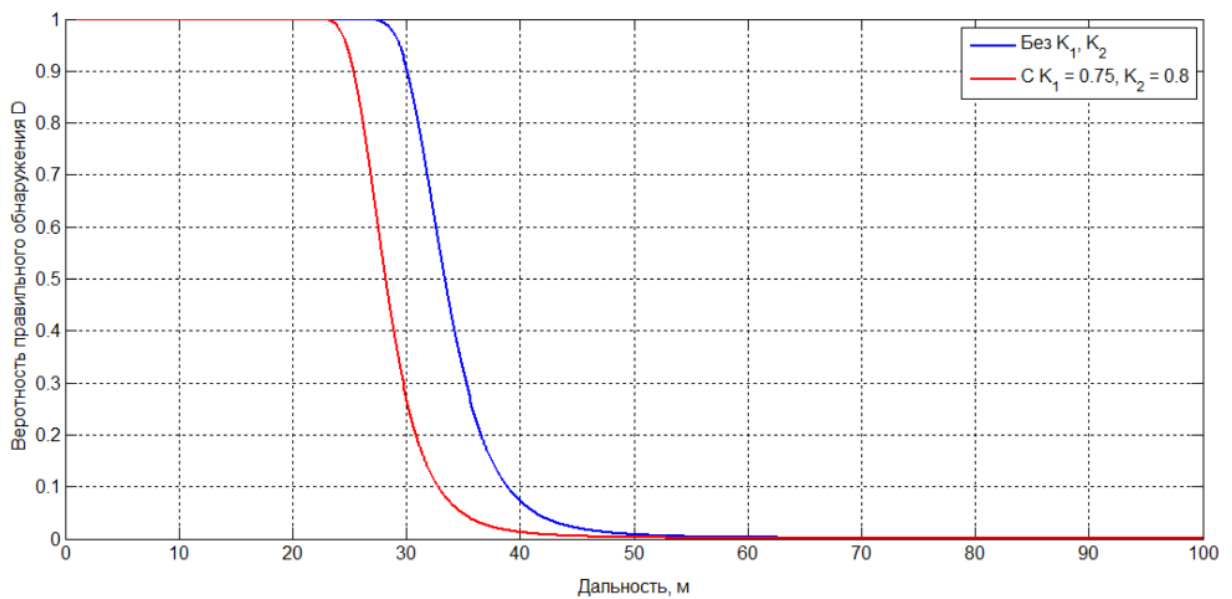


Рисунок 2.10 – Зависимость вероятности правильного обнаружения D от дальности до НО при $n=2$ и заданном уровне ложной тревоги

Видно, что в ближней зоне действия (до 20-25 м) обе модели демонстрируют высокую вероятность правильного обнаружения. Однако с увеличением дальности наблюдается существенное расхождение кривых: при наличии физических потерь вероятность обнаружения начинает снижаться значительно раньше и быстрее. В частности, на расстояниях, превышающих 25-35

м, реалистичная модель показывает снижение вероятности обнаружения D до значений менее 0,2, в то время как идеализированная модель сохраняет приемлемые показатели эффективности.

График представляет зависимость вероятности правильного обнаружения D от расстояния до НО, полученную посредством применения нелинейного уравнения дальности (2.22) действия нелинейной радиосистемы на фоне белого шума. Из представленных данных (см. рисунок 2.6) видно, что при близком расположении НО с учетом коэффициентов K_1 , K_2 , например, на расстоянии 25 м, отношение «сигнал/шум» q достаточно высокое (около 14 дБ), что приводит к практически 93% вероятности правильного обнаружения ($D=92,6\%$). Однако с увеличением расстояния наблюдается резкое снижение q , что влечет за собой экспоненциальное уменьшение D . Так, при расстояниях 20, 25, 30 и 35 м отношение «сигнал/шум» q падает до 20 дБ; 14 дБ; 9,4 дБ и 5,3 дБ соответственно, что соответствует снижению D до 100%; 92,6%; 26,7% и 4,6% (таблица 2.1).

Данный результат подчеркивает критическую чувствительность нелинейной радиосистемы к изменению расстояния до НО, что объясняется 6-й степенной зависимостью принимаемой мощности от расстояния r^6 .

Таблица 2.1 – Значения вероятности правильного обнаружения и отношения «сигнал/шум» при расстояниях до объекта от 20 м до 35 м

Дальности до объекта [м]	q [дБ]	D [%]
20	20	100
25	14	92,6
30	9,4	26,7
35	5,3	4,6

Такая зависимость указывает на то, что даже незначительное увеличение расстояния приводит к значительному уменьшению принимаемой мощности радиосигнала, а, следовательно, и q , что напрямую влияет на потенциальные возможности нелинейной радиосистемы обнаруживать НО.

На рисунке 2.11 представлены кривые обнаружения при различных расстояниях до НО.

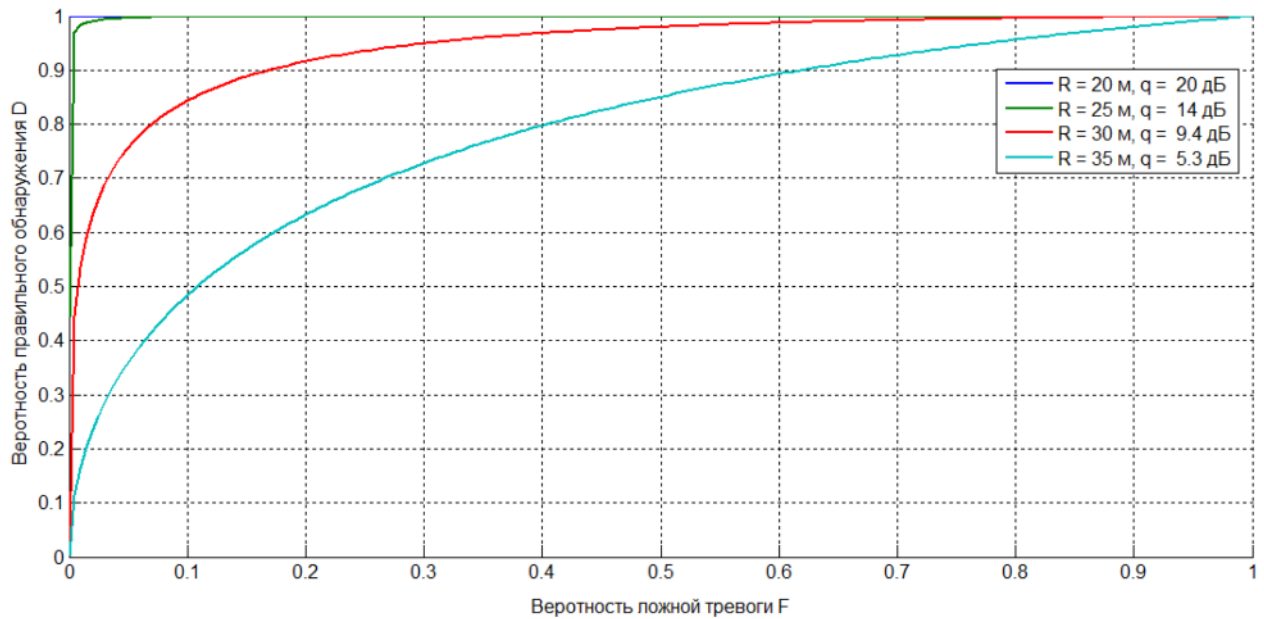


Рисунок 2.11 – Кривые обнаружения при различных расстояниях до НО

В нелинейной радиосистеме мощность излучения представляет собой один из ключевых параметров, определяющих эффективность обнаружения НО. Применение уравнения дальности (2.22) позволяет не только оценить, как изменение мощности передачи влияет на принимаемую в точке D (см. рисунок 2.2) мощность нелинейно рассеянного сигнала, но и установить прямую зависимость характеристик кривых обнаружений от уровня сигнала на частоте 2-й гармоники. На рисунке 2.8 представлена зависимость отношения «сигнал/шум» от мощности излучения нелинейной радиосистемы. Влияние мощности излучения 2-й гармонической составляющей на вероятность правильного обнаружения НО и на дальность действия нелинейной РТС представлено на рисунке 2.12 при $n=2$.

При увеличении мощности передающего устройства с 50 Вт до 200 Вт приводит к значительному повышению отношения «сигнал/шум» на фиксированном расстоянии (например, 30 м), что, в свою очередь, существенно улучшает вероятность правильного обнаружения D . В частности, при расстоянии 30 м D возрастает от 2,1% (при $P_{f_0}=50$ Вт) до 26,7% и достигает 99% (при $P_{f_0}=100$ Вт и 200 Вт соответственно). График кривых обнаружений при

различных мощностях источника излучения на фиксированном расстоянии 30 м изображен на рисунке 2.13.

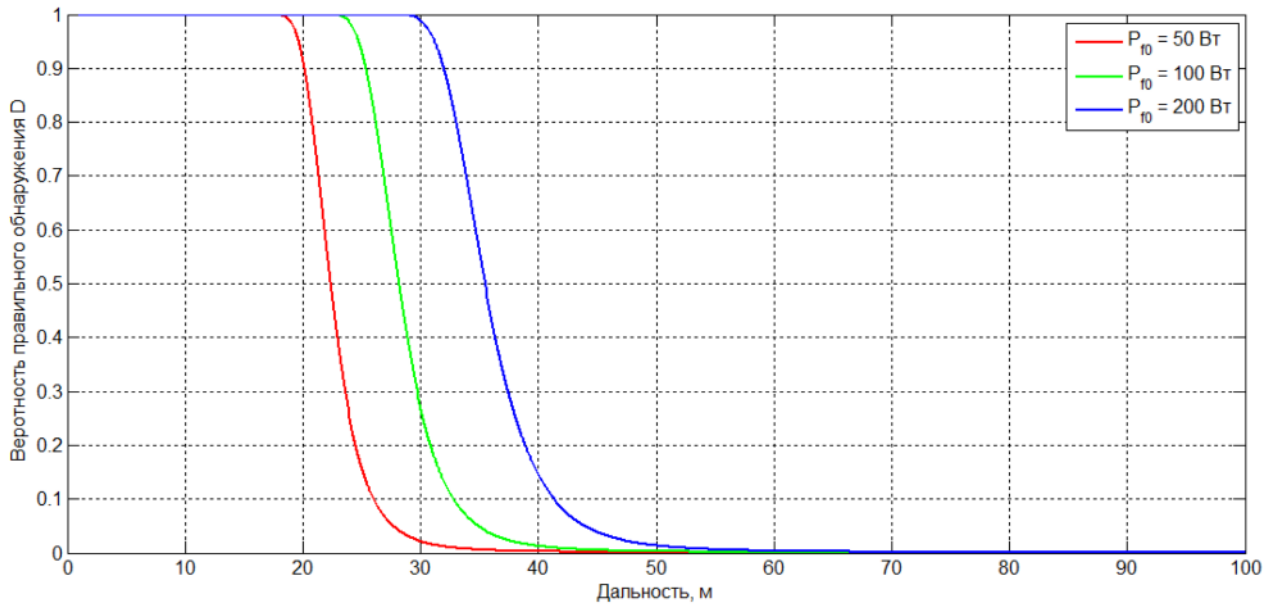


Рисунок 2.12 – Зависимость вероятности правильного обнаружения D от дальности до НО на 2-й гармонике ($n=2$) при различной мощности передающего устройства

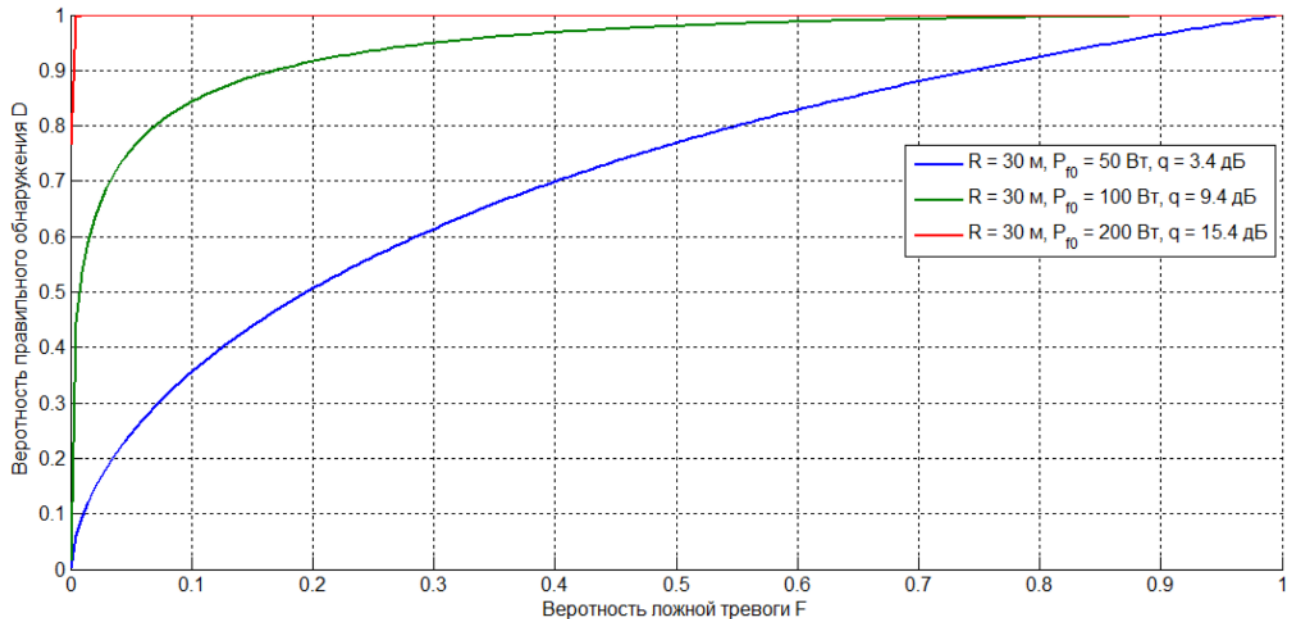


Рисунок 2.13 – Кривые обнаружения при различных мощностях источника первичного радиоизлучения на фиксированном расстоянии 30 м

Данные об изменении вероятности правильного обнаружения D при различной мощности радиоизлучения и дальности до НО сведено в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Вероятность правильного обнаружения D при различных мощностях радиоизлучения и дальностей до НО

Дальности до объекта [м]	Мощность излучения [Вт]	D [%]
25	50	15,3
	100	92,7
	200	100
30	50	2,1
	100	26,7
	200	98,8
35	50	0,5
	100	4,7
	200	55,1

Ниже рассмотрим влияние входной мощности шума приемника на кривые обнаружения. На рисунках 2.14 и 2.15 представлены зависимость вероятности правильного обнаружения D от дальности до НО при различных входных мощностях шума приемника на 2-й гармонике и кривые обнаружения.

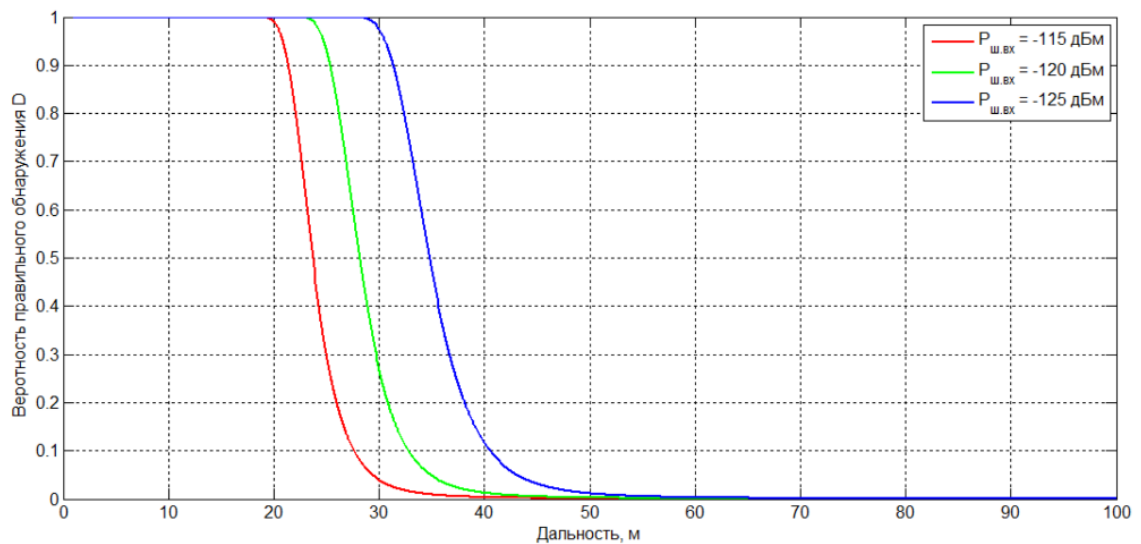


Рисунок 2.14 – Зависимость вероятности правильного обнаружения D от дальности до НО при различных соотношениях сигнал/шум на 2-й гармонике

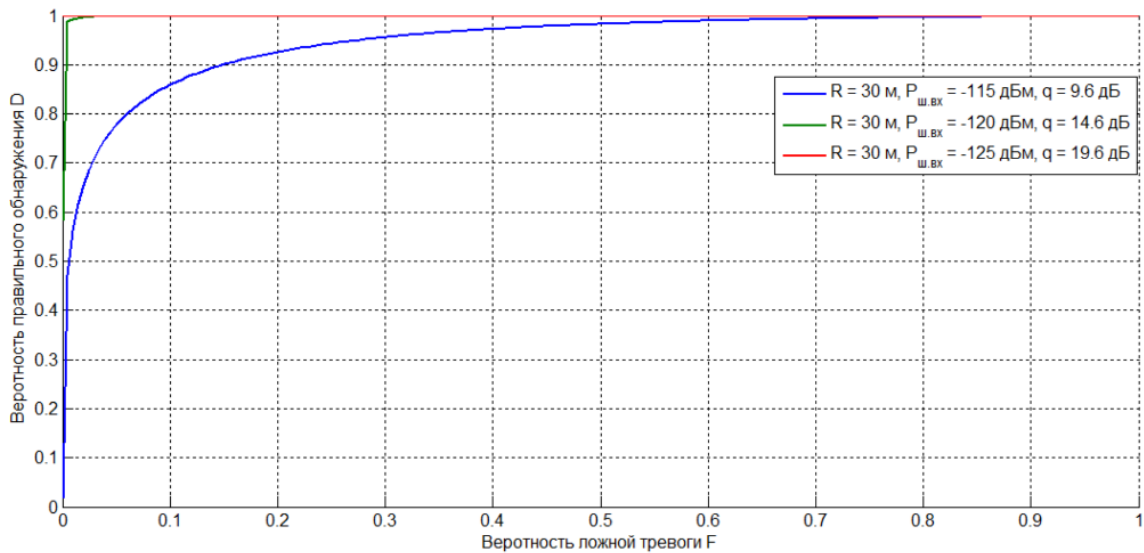


Рисунок 2.15 – Кривые обнаружения при фиксированной дальности 30 м и различных соотношениях сигнал/шум на 2-й гармонике

В таблице 2.3 представлены результаты изменения D в зависимости от мощностей шума на входе приемника.

Таблица 2.3 – Вероятность правильного обнаружения D при различных мощностях шума и дальностей до НО

Дальности до объекта [м]	Входная мощность шума приемника [дБм]	D [%]
25	-115	30
	-120	91
	-125	100
30	-115	3,8
	-120	26,7
	-125	97,4
35	-115	0,8
	-120	4,6
	-125	46,2

2.5 Выводы по разделу 2

В результате некоторых допущений при рассмотрении радиотехнического процесса взаимодействия радиоволны и НО, а также вопросов теоретической оценки вероятности радиообнаружения 2-й гармоники сигнала и потенциальной дальности обнаружения НО усовершенствованы:

1. Концепция работы нелинейной радиосистемы, функционирующей в свободном пространстве, предполагает представление полупроводникового элемента в НО, отражающего радиоволны СВЧ-диапазона, математической моделью, основанной на степенном ряде Тейлора для квадратичной ВАХ с дополнительным введением коэффициентов K_1 , K_2 . Данный подход обеспечивает учет как линейных, так и нелинейных электромагнитных явлений, возникающих при взаимодействии источника первичного поля с объектом. Это позволило разработать точную инженерную формулу, интегрирующую дополнительные коэффициенты K_1 и K_2 , которая обеспечивает расчет параметров обнаружения нелинейными РТС при зондировании местности с соблюдением физической размерности всех величин.

2. Метод расчета радиолинии 2-го рода с НО в свободном пространстве, в котором коэффициенты полиномиальной аппроксимации использованы для описания новой модели объекта поиска с линейными и нелинейными электромагнитными свойствами в свободном пространстве.

3. Основные выражения, описывающие дальность действия нелинейной РТС, отличающиеся от известных теоретико-эмпирических явным использованием коэффициентов K_1 и K_2 . Показано, что при проверке выражений для случая радиообнаружения системой 1-й гармоники выражение описывает радиолинию 2-го рода с линейным отражающим объектом. Определено и теоретически обосновано, что при учете коэффициентов K_1 и K_2 мощность принимаемого сигнала на 2-й и 3-й гармониках обратно пропорциональна дальности до НО в 6-й и 8-й степени соответственно, что согласуется с теоретическими и экспериментальными результатами, полученными другими

исследователями. Кроме того, введение коэффициентов K_1 и K_2 подчеркивает фундаментальное различие в характере затухания мощности сигналов на высших гармониках по сравнению с линейным отражением, где мощность сигнала рассеивается значительно медленнее. Данный результат имеет ключевое значение при проектировании нелинейной радиосистемы.

4. Метод расчета вероятности правильного обнаружения D и вероятности ложной тревоги F применительно к нелинейной радиосистеме обнаружения НО, предусматривает введение двух обобщенных коэффициентов K_1 и K_2 , которые отражают степень нелинейного преобразования электромагнитных сигналов в объектах с квадратичной ВАХ. Анализ полученных кривых обнаружений показал, что вероятности правильного обнаружения D и вероятности ложной тревоги F зависят не только от мощности радиоизлучения, уровня входного шума приемника и дальности до НО, но и существенно определяются значениями указанных коэффициентов K_1 и K_2 . Полученные данные показывают, что вероятности правильного обнаружения D резко снижается при учете коэффициентов K_1 и K_2 : с 90,4% на расстоянии 30 м без K_1 и K_2 до 26,7% с K_1 и K_2 . Уставлено, что увеличение мощности источника первичного радиоизлучения оказывает больше влияние на вероятности обнаружения НО, чем снижение уровня входного шума приемника, хотя оба параметра позволяют увеличить дальнюю границу зоны обнаружения электрической неоднородности с квадратичной ВАХ.

Таким образом, при создании нелинейных РТС открываются новые возможности их совершенствования благодаря комплексному подходу, включающему повышение мощности излучения, оптимизацию методов подавления шумов, использование автокорреляционных методов обнаружения сигналов и реализацию пространственного разнесения передающих и приемных антенных систем. Последняя мера необходима для эффективного углового разделения сигналов в зоне обнаружения, что требует дополнительного изучения вопроса, которое рассматривается в следующем разделе. Вместе с тем, подобное техническое развитие сопряжено с ростом габаритов аппаратуры и повышением

потребляемой мощности, обуславливая целесообразность размещения оборудования на транспортных средствах, обеспечивающих требуемую мобильность и энергетику.

РАЗДЕЛ 3 ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ НЕЛИНЕЙНЫХ ОБЪЕКТОВ

3.1 Экспериментальное исследование характеристик нелинейного рассеяния радиоволн с помощью спиральных антенн

Современные радиоэлектронные системы предъявляют повышенные требования к точности и быстродействию угловой локализации источников электромагнитного излучения. В условиях усложнения ЭМП и появления нелинейных характеристик отражающих объектов традиционные методы локализации зачастую не обеспечивают требуемой точности локализации [54,55]. В связи с этим актуальной является задача разработки и внедрения новых подходов, позволяющих повысить эффективность угловой локализации источников, особенно в системах, где нелинейные эффекты играют существенную роль.

Настоящее исследование направлено на экспериментальное изучение характеристик нелинейного рассеяния электромагнитных волн с использованием СА, обладающих сверхширокополосным диапазоном согласования и близкой к круговой поляризацией [56,57]. Применение СА обусловлено их способностью работать в широком интервале частот и принимать сигнал независимо от ориентации НО и изменения плоскости поляризации, что является важным для обеспечения стабильности работы РТС в условиях нелинейного электромагнитного взаимодействия, описываемого усовершенствованной моделью нелинейной РТС.

Для реализации поставленных задач разработана измерительная установка, базирующаяся на векторном анализаторе цепей и двух поворотных устройствах, что позволяет проводить детальное измерение ДН как исследуемых антенн, так и

НО при излучении на основной частоте и на гармонических частотах. Использование метода линеаризации нелинейной РТС позволило свести влияние искажений измерительной установки к минимуму и обеспечить корректное сравнение амплитудных характеристик.

В данной работе подробно описываются схема измерений и конструкция экспериментальной установки, а также анализ полученных результатов, который позволяет сделать выводы о целесообразности применения СА в качестве передающих элементов в нелинейных радиосистемах. Исследование имеет высокую практическую значимость для разработки нелинейных систем радиомониторинга, навигации и связи, требующих высокой точности угловой локализации излучения.

Широкополосные антенны с круговой поляризацией находят широкое применение в современных радиоэлектронных системах (связь, навигация, радиомониторинг и т.д.). К их числу относятся СА, обладающие сверхширокополосным диапазоном согласования и эллиптической (близкой к круговой) поляризацией излучения [58]. Благодаря этим свойствам СА востребованы в случаях, когда требуется стабильная работа в широком интервале частот и прием сигнала независимо от ориентации НО и изменения плоскости поляризации.

Целью исследования является экспериментально измерение ДН НО путем использования СА конического и цилиндрического видов. Для точного измерения амплитуды сигнала от отраженной нелинейной неоднородности в радиолинии 2-го рода необходимо обеспечить, чтобы измерительная система не вносила свои искажения на полученный сигнал. С этой целью применяется метод линеаризации нелинейной РТС [59].

Измерительная установка позволяет экспериментально измерять ДН исследуемых антенн и НО, а также их согласование линейной передачи (фидером или антенно-фидерным устройством). Для измерений использовалась установка на базе векторного анализатора цепей и двух поворотных устройств. Структурная схема измерительной установки приведена на рисунке 3.1. В качестве

возбуждения применялся двухпортовый векторный анализатор S2409 с диапазоном частот 100 кГц–9 ГГц. Порт 1 анализатора подключался к измеряемой спиральной антенне, а порт 2 – к измерительной антенне-приемнику. В роли измерительной антенны использовалась стандартная рупорная антенна с линейной поляризацией, охватывающая диапазон частот до 18 ГГц. Обе антенны располагались на некотором расстоянии друг от друга (в дальней зоне) и могли вращаться: СА устанавливалась на поворотном столе ПУ-1, обеспечивающем ее вращение в горизонтальной плоскости (изменение азимута θ); рупорная антенна крепилась на поворотном устройстве ПУ-2, позволяющем менять ее ориентацию поляризации (вращение вокруг продольной оси рупора).

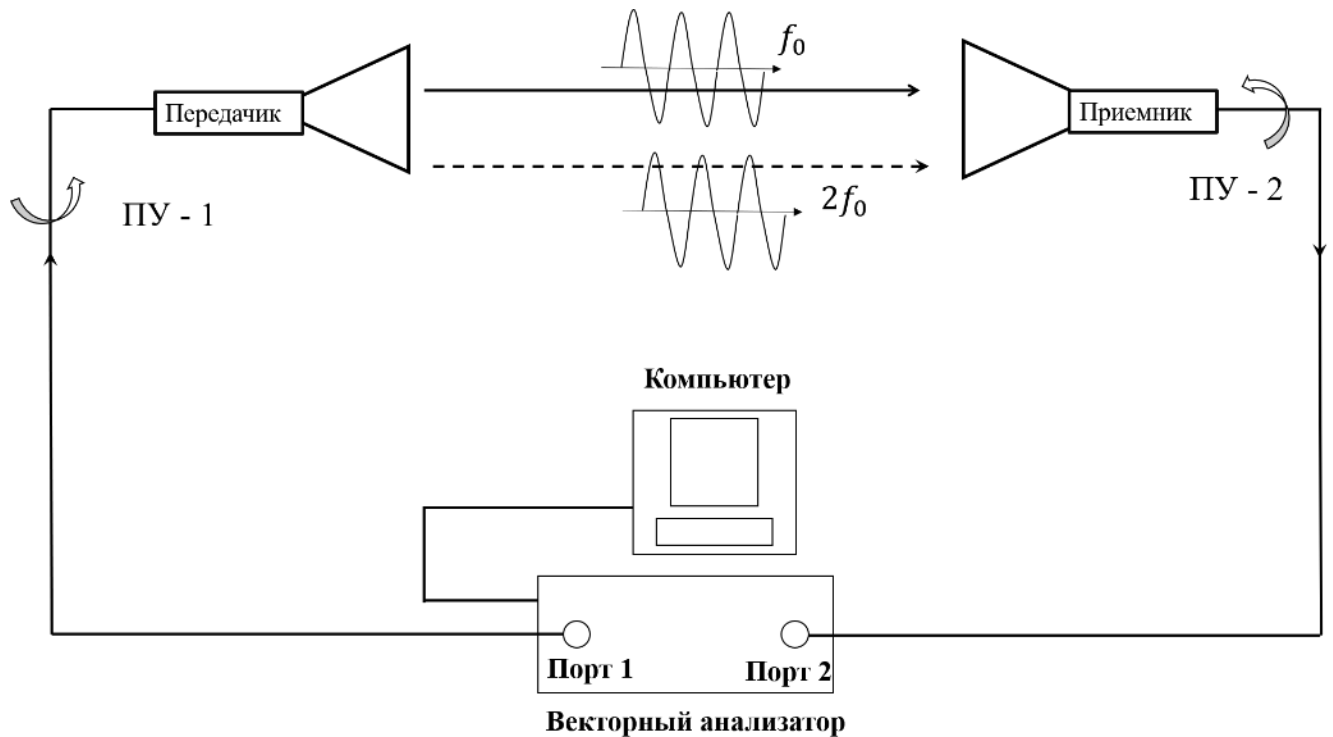


Рисунок 3.1 – Структурная схема измерительной установки

Таким образом, комбинация двух поворотных устройств позволяла измерять азимутальную ДН (вращая антенну). Оба поворотных механизма – ручные, с круговой шкалой для отсчета угла поворота. Для обработки и отображения данных использовался персональный компьютер с программным обеспечением S4VNA, управляющим анализатором и получающим от него

измеренные амплитуды. В ходе эксперимента предполагалось измерять ДН в зависимости от угла между антеннами.

Во [45,37] представлена подробная схема функционирования нелинейной РТС (см. рисунок 2.2). Принцип работы системы заключается в следующем: при воздействии на НО сигналом с основной (несущей) частотой f_0 отраженный от этого объекта сигнал будет иметь частоты, кратные исходной, а именно $2f_0$, $3f_0$ и т.д. Таким образом, НО можно одновременно рассматривать как пункт приема (точка В, см. рисунок 2.2), работающее на основной частоте f_0 , и как пункт передачи (точка С, см. рисунок 2.2), излучающее на гармонических частотах nf_0 (где n – целое число, обозначающее порядок гармоники) [60,61].

Опираясь на описанные ранее электромагнитные свойства НО и применяя метод линеаризации, проведено эмпирическое исследование характеристик радиосистемы на 2-й гармонике ($n=2$). Данное исследование было реализовано посредством двух взаимосвязанных процедур:

- первая заключалась в измерении ДН исследуемых антенн при облучении их сигналом на основной частоте f_0 . Полученные диаграммы позволили определить исходные характеристики направленности антенн, служащие базовым ориентиром для последующих измерений;

- вторая – исследуемые антенны рассматривались в качестве НО, которые излучали сигнал на 2-й гармонической частоте ($2f_0$). При этом антенна-излучатель работала на 2-й гармонике, и проводились измерения диаграмм вторичного излучения НО, соответствующие переизлучаемому сигналу электрической неоднородности с квадратичной ВАХ, т.е. на частоте $2f_0$. Таким образом, стало возможным получить комплексные данные о нелинейных свойствах антенн и особенностях их излучения НО на гармонических частотах.

Анализатор формирует и излучает сигнал заданной формы и частоты. При базовом режиме работы ($n=1$) сигнал излучается на основной частоте $f_0=900$ МГц. В случае же приема отраженного сигнала на 2-й гармонике ($n=2$), приемник регистрирует сигнал на удвоенной относительно исходной частоте, составляющей $2f_0=1,8$ ГГц. Таким образом, происходит переход от исходной несущей частоты f_0

к ее гармоническому компоненту $2f_0$, что обусловлено нелинейными свойствами исследуемого объекта. Результаты экспериментальных измерений для двух типов антенн на частотах $f_0=900$ МГц и $2f_0=1,8$ ГГц приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Результаты экспериментальных измерений, выполненных для двух типов исследуемых антенн:
а) цилиндрической антенны; б) конической антенны

θ, градус	F(θ)	
	$f_0 = 900$ МГц	$2f_0 = 1,8$ ГГц
0	1	1
10	0.98	0.99
20	0.81	0.89
30	0.53	0.5
40	0.2	0.28
50	0.15	0.3
60	0.27	0.68
70	0.32	0.78
80	0.34	0.75
90	0.31	0.43
100	0.27	0.05
110	0.18	0.1
120	0.05	0.45
130	0.1	0.52
140	0.17	0.44
150	0.21	0.19
160	0.2	0.13
170	0.17	0.12
180	0.1	0.22

а

θ, градус	F(θ)	
	$f_0 = 900$ МГц	$2f_0 = 1,8$ ГГц
0	1	1
10	0.93	0.96
20	0.86	0.89
30	0.79	0.81
40	0.7	0.68
50	0.6	0.53
60	0.49	0.34
70	0.51	0.41
80	0.48	0.33
90	0.35	0.06
100	0.11	0.11
110	0.13	0.17
120	0.09	0.18
130	0.02	0.1
140	0.04	0.03
150	0.06	0.08
160	0.07	0.11
170	0.08	0.12
180	0.08	0.13

б

Полученные экспериментальные результаты позволяют провести комплексный анализ и сравнение таких важных параметров антенн, как отражательные свойства, линейность характеристик и эффективность излучения гармонических сигналов. На основе проведенного анализа становится возможным сформулировать выводы о целесообразности практического применения данных антенн в конкретных РТС.

На основании схемы измерения, с учетом полученных амплитуд отраженного сигнала были построены ДН цилиндрической и конической антенн и НО на 2-й гармонике на рисунке 3.2.

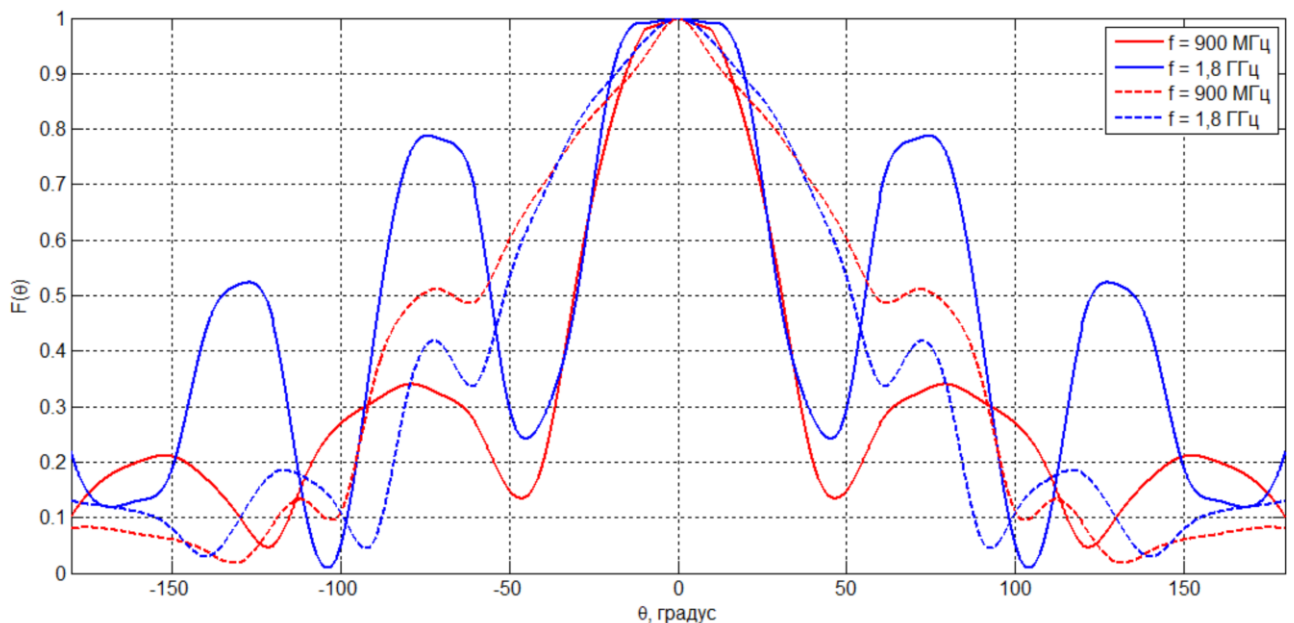
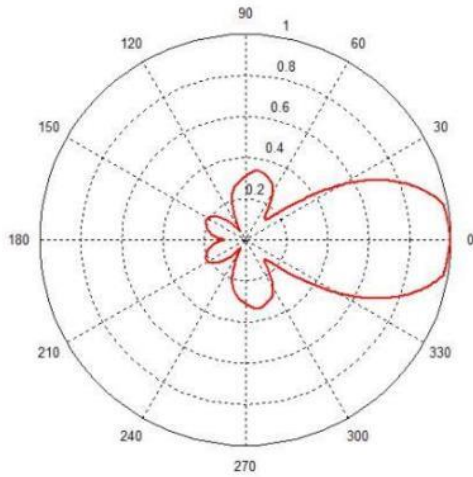
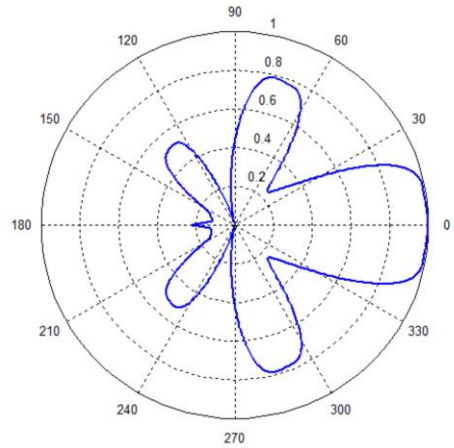


Рисунок 3.2 – Нормированные диаграммы направленности исследуемых антенн и модели НО на 2-й гармонике (сплошная линия – цилиндрическая антенна, пунктирная – коническая антенна)

Для анализа распределения поля и формы ДН в полярной системе координат построены дополнительные зависимости, представленные на рисунках 3.3 и 3.4. Эти диаграммы отражают особенности вторичного излучения и позволяют наглядно оценить влияние формы антенн на распределение поля в полярной системе координат.



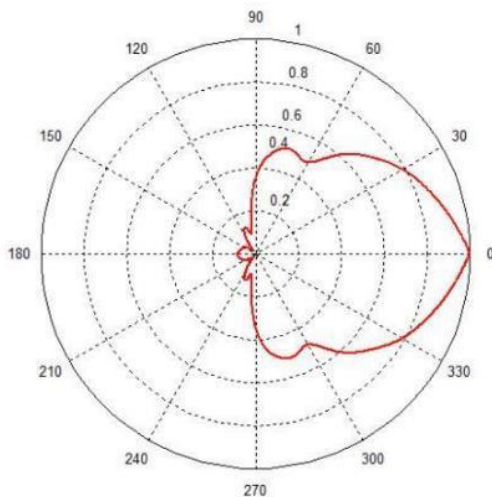
а



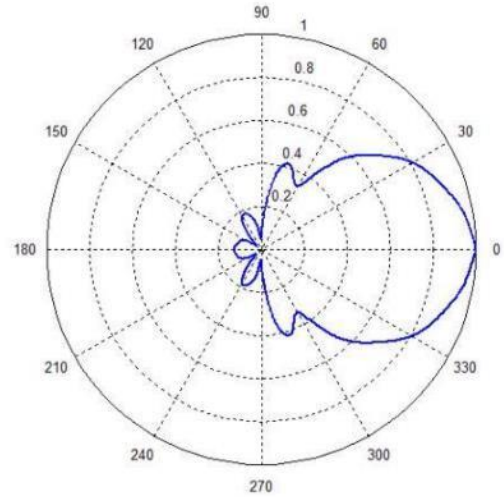
б

Рисунок 3.3 – ДН по полю в полярной системе координат:

а) цилиндрической СА; б) НО на 2-й гармонике



а



б

Рисунок 3.4 – ДН по полю в полярной системе координат:

а) конической СА; б) НО на 2-й гармонике

Из данных полученных результатов экспериментального исследования можно сделать следующие выводы:

В разделе представлены результаты экспериментальных исследований характеристик нелинейного рассеяния электромагнитных волн с использованием СА. Целью работы было изучение особенностей нелинейного рассеяния сигнала, возникающего при облучении объекта излучением основной частоты f_0 и

регистрации наведенного излучения на 2-й гармонике $2f_0$. Для достижения этой цели были сформулированы и решены задачи по разработке экспериментальной установки на базе СА, измерению ДН рассеянного сигнала на частотах f_0 и $2f_0$ с использованием технологии векторного анализатора цепей, а также сравнительному анализу диаграмма направленности антенны (ДНА), воспроизводящих условия нелинейного рассеяния радиоволны объектом исследования.

Эксперимент основан на использовании широкополосных СА в качестве излучателя и приемной антенны. Выбор СА обусловлен их свойствами: они относятся к классу частотно-независимых антенн, обладая широким рабочим диапазоном частот и круговой поляризацией [62]. Это позволило эффективно возбуждать объект на частоте f_0 и регистрировать отклик на гармонике $2f_0$ тем же антенно-фидерным трактом, обеспечивая корректность сравнения ДН и вторичного излучения. Измерения проводились в учебной лаборатории кафедры «Техническая электродинамика и антенны», где осуществлялось сканирование угловых характеристик рассеянного поля при различных режимах облучения, что гарантирует достоверность и повторяемость результатов.

Экспериментально показано, что при нелинейном рассеянии возникают заметные отличия в пространственных характеристиках излучения на основной частоте и на 2-й гармонике. В частности, ДН рассеянного сигнала на частоте f_0 имеет относительно широкий главный лепесток с максимальным излучением вдоль оси антенны. На удвоенной частоте $2f_0$ наблюдается сужение главного лепестка и изменение формы диаграммы: энергия рассеяния более сконцентрирована вблизи осевого направления, а относительные уровни боковых лепестков отличаются от таковых на основной частоте. Эти результаты количественно подтверждают наличие нелинейного отклика и демонстрируют, что частотное удвоение сопровождается перераспределением энергии направленного излучения.

3.2 Имитационная модель нелинейной РТС и алгоритм обработки принимаемых сигналов при обнаружении нелинейных объектов

3.2.1 Имитационное моделирование процесса функционирования нелинейной РТС

На основе полученных во втором разделе математических выражений разработана имитационная модель радиолинии второго рода для имитации работы нелинейной РТС. На рисунке 3.5 представлена схема экспериментальной установки, на которой: РПДУ – радиопередающее устройство; РПРУ – радиоприемное устройство; f_0 – частота 1-й гармоники.

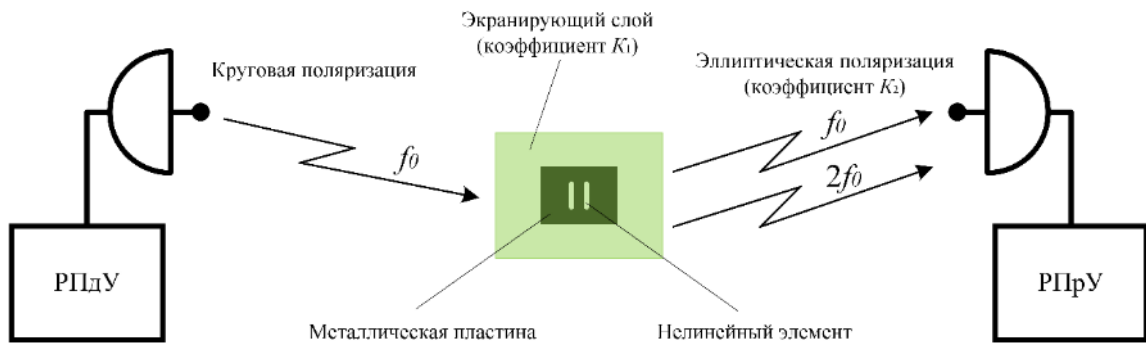


Рисунок 3.5 – Схема экспериментальной установки

Для изучения особенностей функционирования нелинейной РТС были разработаны следующие условия проведения имитации. Модель имитирует работу передающей антенной системы с круговой поляризацией, основной лепесток диаграммы направленности которой направлен на облучаемый элемент. В качестве облучаемого элемента используется объект, имеющий определенную эффективную площадь рассеяния. При этом моделируются три ситуации:

- 1) объектом является металлическая пластина, не обладающая нелинейными свойствами;
- 2) объектом является та же металлическая пластина, на которой размещен нелинейный элемент со своей эффективной площадью рассеяния на частоте второй гармоники;

3) объектом является та же металлическая пластина, на которой размещены два одинаковых нелинейных элемента с такими же, как и во второй ситуации эффективными площадями рассеяния.

Отраженный сигнал принимает антенная система, поляризационные характеристики которой совпадают с поляризационными характеристиками передающей антенны, а основной лепесток диаграммы направленности направлен на облучаемый элемент. Облучаемый элемент находится под экранирующим слоем. В модели учтено наличие естественных шумов и тепловых шумов антенных систем.

Данная имитационная модель позволяет исследовать различные зависимости, например, влияние толщины экранирующего слоя и его экранирующих свойств на амплитуду принятого сигнала на частотах первой и второй гармоник, влияние эффективной поверхности рассеяния нелинейного элемента и количества нелинейных элементов на амплитуду сигнала на частоте второй гармоники, влияние несовпадения по поляризации зондирующего сигнала с отраженным от нелинейного объекта сигналом. Кроме того, модель также позволяет разработать алгоритм обработки принятого сигнала на частоте второй гармоники для оценки количественных показателей нелинейных элементов, содержащихся в зоне облучения.

При проведении моделирования были взяты следующие исходные данные: в качестве зондирующего сигнала выбран отрезок синусоидального сигнала; мощность излучения – 100 Вт; температура радиоприемного устройства – 300 К; температура окружающей среды – 300 К; частота излучения – 2,4 ГГц; длительность импульса – 5 нс; коэффициент экранирования – 0,75; расстояние до объекта – 20 м; коэффициент несовпадения по поляризации – 1; эффективная площадь рассеяния объекта на частоте первой гармоники (металлической пластины) – 0,1 м²; эффективная площадь рассеяния на частоте второй гармоники (нелинейный элемент) – 0,01 м². Значения параметров исходных данных выбраны с целью максимального приближения работы имитационной модели к реальным

условиям обстановки. Вид зондирующего сигнала и его спектр показаны на рисунках 3.6 и 3.7.

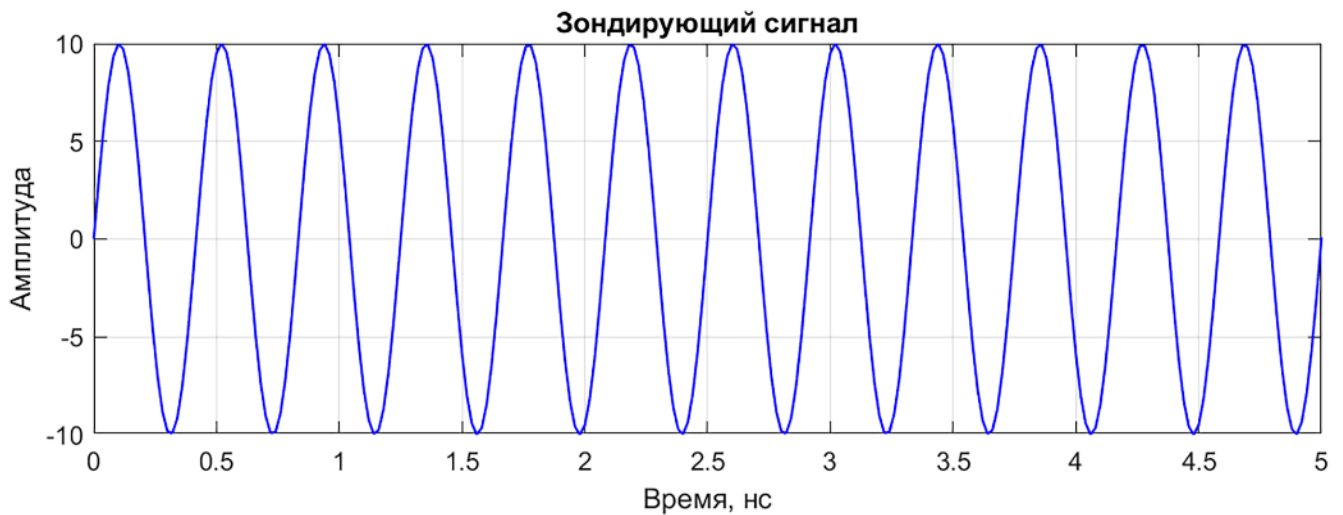


Рисунок 3.6 – Синусоидальный зондирующий сигнал

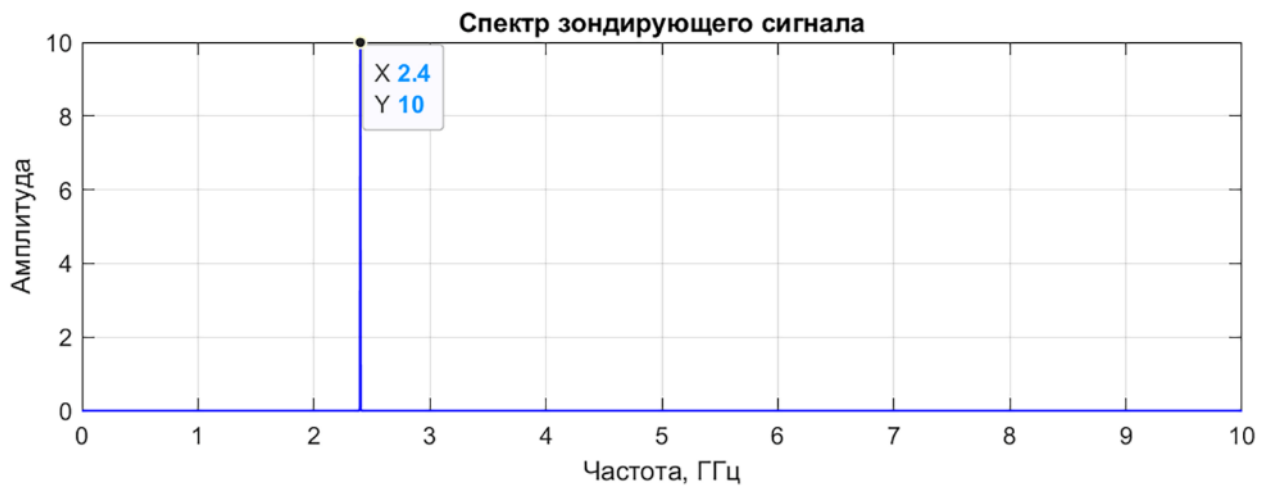


Рисунок 3.7 – Спектр зондирующего сигнала на частоте 2,4 ГГц

В первой ситуации нелинейная РТС облучает металлическую пластину при естественных шумах и наличии на объекте экранирующего слоя. После отражения от металлической пластины сигнал поступает на антенну радиоприемного устройств. Вид принятого сигнала и его спектр на частоте первой гармоники представлен на рисунках 3.8 и 3.9.



Рисунок 3.8 – Принятый сигнал на частоте первой гармоники

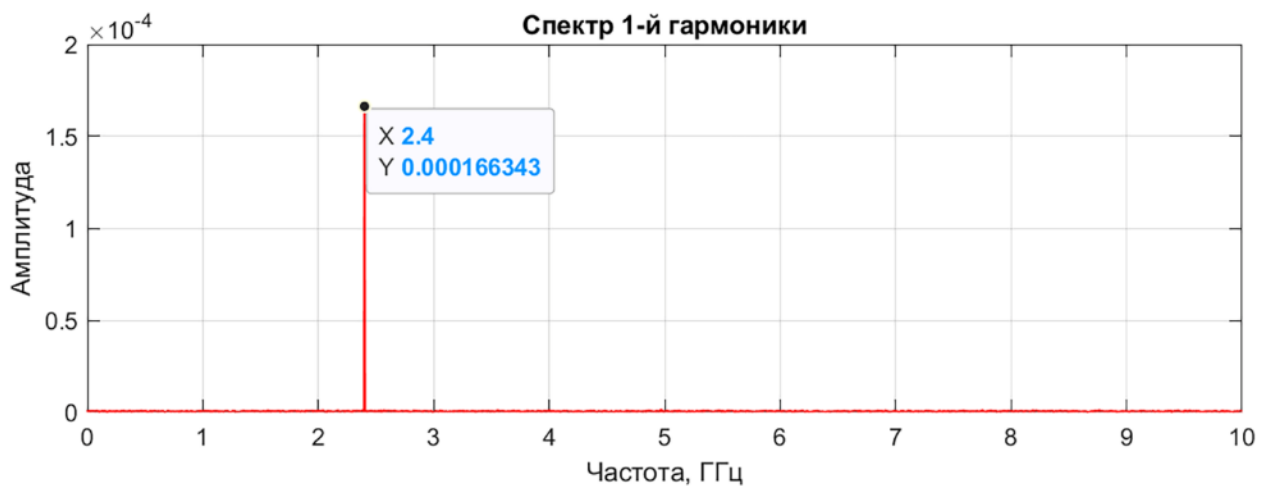


Рисунок 3.9 – Спектр принятого сигнала

Как видно из рисунков 3.8 и 3.9, сигнал претерпевает затухание и искажается внешним шумом, однако принимается на частоте 2,4 ГГц, которая соответствует основному излучению на первой гармонике. При этом, исходя из теории нелинейной радиолокации, сигнал на частоте второй гармоники должен отсутствовать. Графики принятого сигнала на частоте второй гармоники и его спектр представлены на рисунках 3.10 и 3.11.



Рисунок 3.10 – Принятый сигнал на частоте второй гармоники

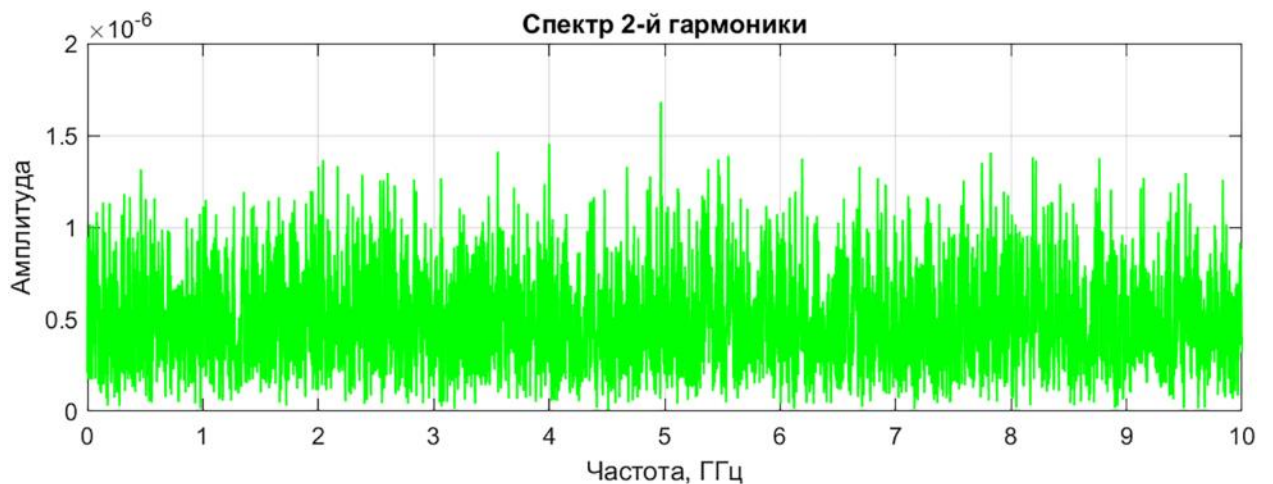


Рисунок 3.11 – Спектр принятого сигнала

Как видно из графиков на рисунках 3.10 и 3.11, на частоте второй гармоники 4,8 ГГц в случае облучения линейного объекта сигнал отсутствует, а присутствует только шумовая составляющая, что позволяет заключить, что результаты моделирования совпадают с теоретическими положениями, что подтверждает адекватность разработанной модели.

Во второй ситуации нелинейная РТС облучает металлическую пластину с расположенным на ней нелинейным элементом при естественных шумах и наличии на объекте экранирующего слоя. Графики принятого сигнала и его спектр представлены на рисунках 3.12 и 3.13.



Рисунок 3.12 – Принятый сигнал на частоте первой гармоники

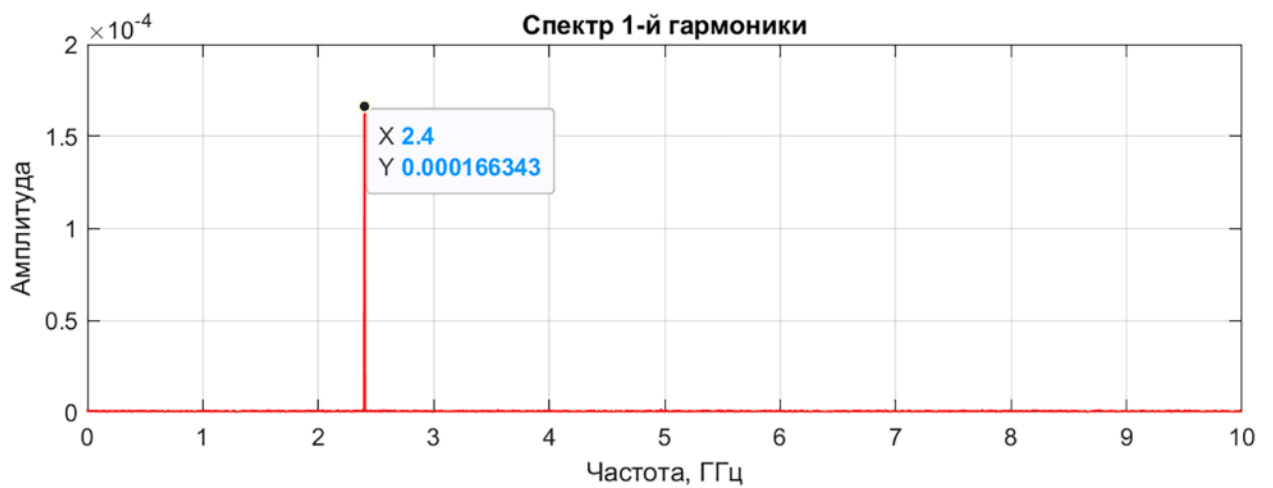


Рисунок 3.13 – Спектр принятого сигнала

Как видно из графиков, принятый сигнал на частоте первой гармоники не отличается от сигнала в первой ситуации, что подтверждает теоретические положения нелинейной радиолокации о том, что на частоте первой гармоники нелинейный элемент не обнаруживается.

На рисунках 3.14 и 3.15 представлены графики принятого сигнала и его спектра.



Рисунок 3.14 – Принятый сигнал на частоте второй гармоники

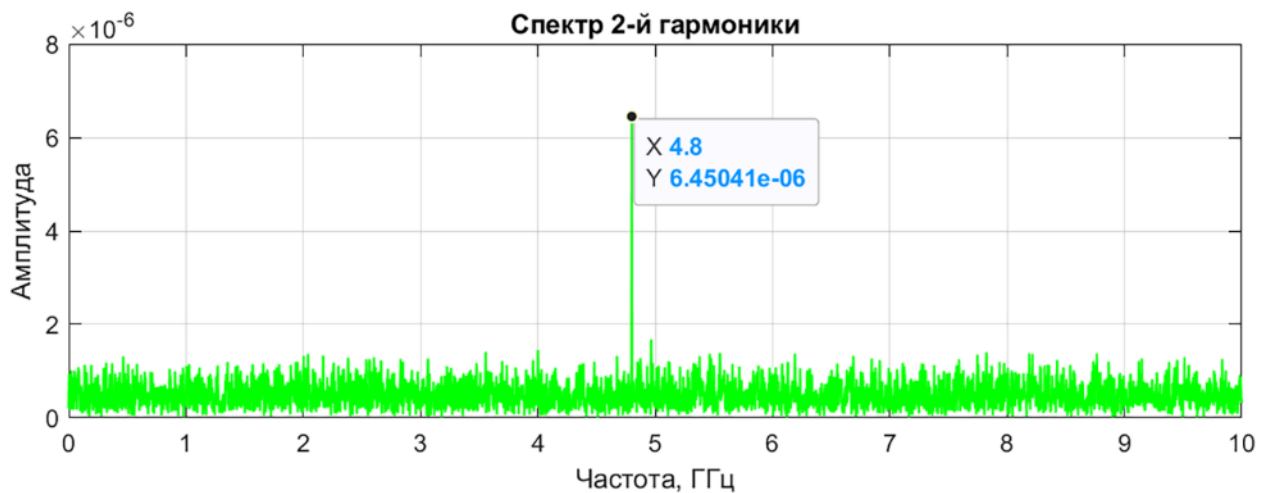


Рисунок 3.15 – Спектр принятого сигнала

Анализ графиков, представленных на рисунках 3.14 и 3.15, показывает, что при наличии в облучаемом объекте нелинейного элемента на частоте второй гармоники 4,8 ГГц возникают нелинейные колебания, уровень которых значительно выше уровня шумов, что позволяет его однозначно идентифицировать. Данные вычислительного эксперимента также подтверждаются теоретическими положениями нелинейной радиолокации.

В третьей ситуации нелинейная РТС облучает металлическую пластину с расположенными на ней двумя одинаковыми нелинейными элементами при естественных шумах и наличии на объекте экранирующего слоя. При этом рассмотрение принятого сигнала на частоте первой гармоники не имеет смысла,

так как количество нелинейных элементов не влияет на отраженный сигнал, как и во второй ситуации. Но при этом особое внимание в данной ситуации следует обратить на принятый сигнал на частоте второй гармоники, представленный на рисунках 3.16 и 3.17.



Рисунок 3.16 – Принятый сигнал на частоте второй гармоники

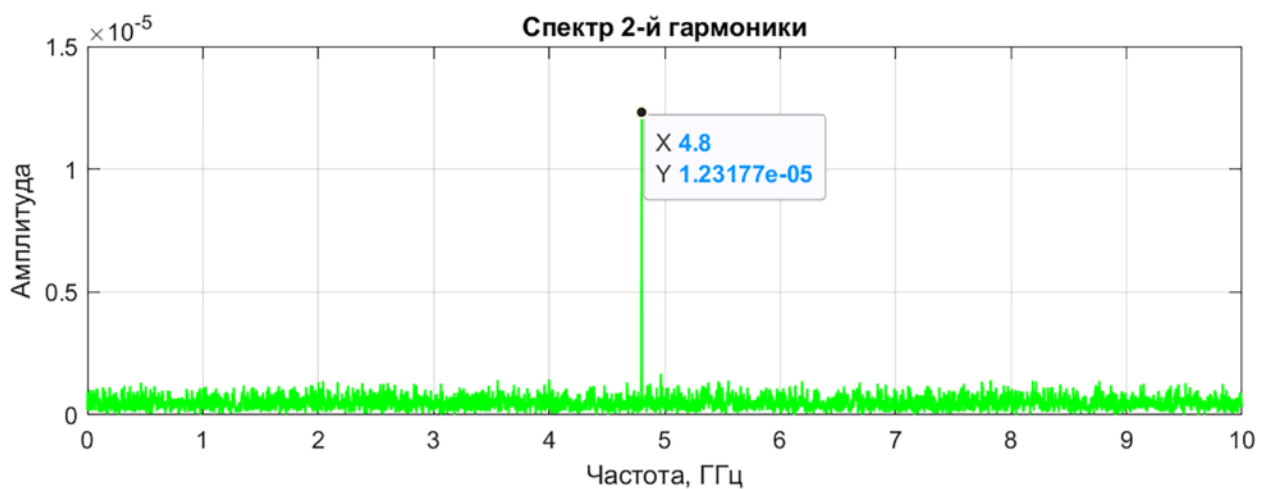


Рисунок 3.17 – Спектр принятого сигнала

Анализ графиков, представленных на рисунках 3.16 и 3.17, показывает, что при увеличении в облучаемом объекте количества нелинейных элементов на частоте второй гармоники 4,8 ГГц уровень нелинейных колебаний увеличивается, что повышает вероятность идентификации нелинейного объекта.

Из таблицы 3.2, в которой приведены значения амплитуд принятых сигналов на частотах первой и второй гармоник для рассмотренных ситуаций, видно, что в третьей ситуации значение амплитуды принятого сигнала на частоте второй гармоники выше, чем во второй.

Таблица 3.2 – Значение амплитуд принятых сигналов на частотах первой и второй гармоник для рассмотренных ситуаций

Ситуация Амплитуда, В	Ситуация 1	Ситуация 2	Ситуация 3
A_{c1}	$1,66 \cdot 10^{-4}$	$1,66 \cdot 10^{-4}$	$1,66 \cdot 10^{-4}$
A_{c2}	≈ 0	$6,45 \cdot 10^{-6}$	$1,23 \cdot 10^{-5}$

3.2.2 Алгоритм обработки принимаемых сигналов при обнаружении нелинейных объектов

На основе полученных экспериментальных данных разработан алгоритм обработки принятых сигналов на частотах первой и второй гармоник с целью идентификации нелинейных объектов.

На первом этапе необходимо выбрать параметры зондирующего сигнала, а также пороговый уровень идентификации нелинейных объектов. Пороговый уровень идентификации выбирается исходя из следующих соображений. За основу необходимо взять амплитуду (интенсивность) или мощность принятого отраженного сигнала на частоте первой гармоники, затем измерить уровень шума в месте локации. Далее на основе условия

$$K_{\text{пор}} = \frac{P_{\text{ш}}}{P_{c1}} = \frac{A_{\text{ш}}^2}{A_{c1}^2} \rightarrow 0,$$

где $P_{\text{ш}}$ и $A_{\text{ш}}$ – соответственно спектральная мощность и средняя амплитуда шума на частоте первой гармоники, P_{c1} и A_{c1} – мощность и амплитуда отраженного сигнала на частоте первой гармоники соответственно, определить уровень порогового значения $K_{\text{пор}}$, превышение которого будет считаться наличием нелинейного объекта в подсвечиваемой зоне. Для оценки P_{c1} и A_{c1} целесообразно

применить фильтрацию сигнала полосовым фильтром с центральной частотой, равной частоте первой гармоники излучаемого сигнала, и шириной полосы пропускания, равной величине, обратной длительности зондирующего импульса. Оценка $P_{ш}$ и $A_{ш}$ может быть получена после аналогичного фильтра, но с центральной частотой, отличающейся от частот первой и второй гармоник излучаемого сигнала.

На втором этапе производится прием отраженных сигналов на частотах первой и второй гармоник. Далее в условие для $K_{пор}$ вместо $P_{ш}$ или $A_{ш}$ необходимо подставить значение мощности или амплитуды принятого отраженного сигнала на частоте второй гармоники, получаемое применением фильтрации сигнала полосовым фильтром с центральной частотой, равной частоте второй гармоники излучаемого сигнала, и шириной полосы пропускания, равной величине, обратной длительности зондирующего импульса для расчета коэффициента отношения $K_{отн}$ мощности сигнала принятого на частоте 2-й гармоники к мощности сигнала на частоте 1-й гармоники.

На третьем этапе необходимо сравнить полученное значение коэффициента отношения $K_{отн}$ с уровнем порогового значения $K_{пор}$ и сделать вывод о наличии или отсутствии нелинейного элемента в освещаемой зоне.

Блок-схема предложенного алгоритма представлена на рисунке 3.18.

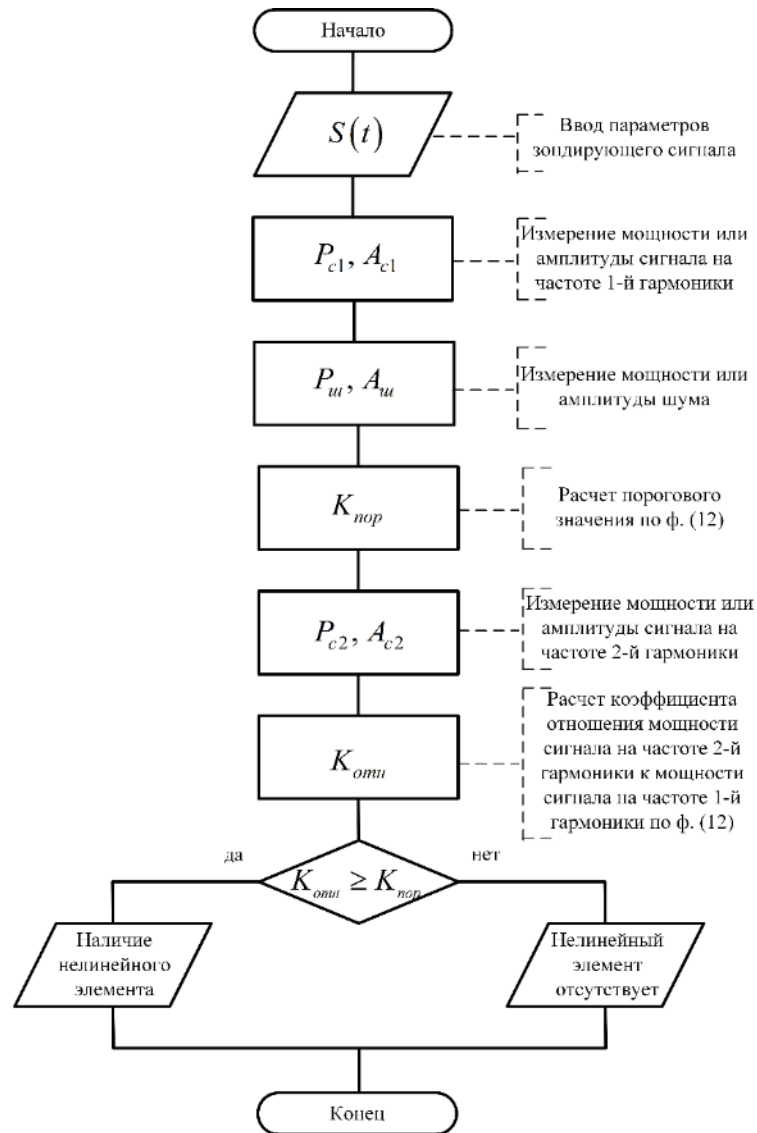


Рисунок 3.18 – Алгоритм обработки принимаемых сигналов при обнаружении нелинейных объектов

3.3 Сравнение методов угловой локализации электрических неоднородностей на 2-й гармонике

Задача точной локализации объектов с полупроводниковыми компонентами, укрытых слоем грунта, приобретает все большую актуальность в области инженерного мониторинга местности [8]. Это связано с необходимостью повышения общественной безопасности и минимизации техногенных рисков в местах массового пребывания людей. НО, содержащие полупроводниковые компоненты, способны представлять потенциальную угрозу при их скрытом

расположении. В связи с этим актуально развитие и совершенствование методов радиотехнических выявления и локализации таких объектов. Традиционные методы локализации источника радиоизлучения – угломерные и дальномерные [63,64,65,66]. Технические требования к проектированию мобильной нелинейной РТС на базе транспортного средства («безопасная машина») для инженерной робототехники могут включать необходимость обнаружения НО на небольшой, но безопасной для эксплуатации, дальности действия с высокой точностью угловой локализации. Поэтому дальномерные методы практически не применяются в конструктивных проектах подобных систем. Разработка эффективной мобильной нелинейной РТС в виде встроенной бортовой аппаратуры с приемными антеннами (спиральными, микрополосковыми, конформными), расположенными симметрично по бортам и определяющими угловое положение НО угломерными методами, проводится впервые [36]. Приемные антенны, ориентированные под углом для регистрации сигналов на 2-й гармонике, позволяют реализовать систему измерения угла прихода радиоволн в мобильном варианте инженерного робота.

Угломерные методы основаны на измерении угла прихода радиоволн, излученных или отраженных объектом, путем измерения амплитуд или фаз приходящих сигналов [67,68,69]. В следствии этого классифицируются на методы, использующие амплитудную или фазовую систему измерения угла прихода радиоволны.

Амплитудный метод локализации, основанный на направленных свойствах антенн, применяется для угловой локализации НО по сигналу 2-й гармонике. К ним относятся методы максимума, минимума и сравнения [70] (см. рисунок 3.19).

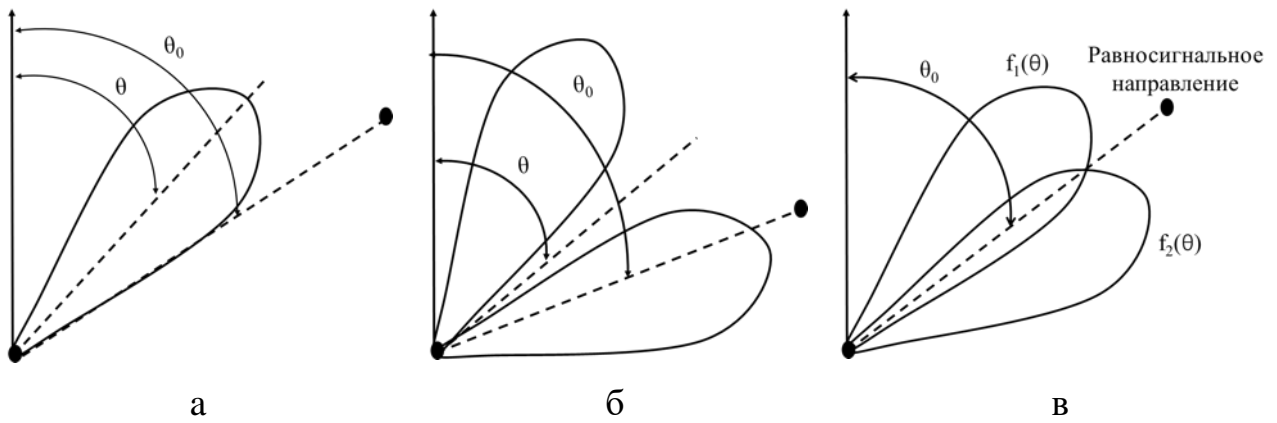


Рисунок 3.19 – Амплитудные методы:

а) метод максимума; б) метод минимума; в) метод сравнения

Особенность метода максимума заключается в том, что направление максимума углового положения θ совмещается с направлением на объект θ_0 в результате плавного вращения ДНА. Когда напряжение на выходе приемника достигает максимального значения, производится считывание угловых координат НО. В этом случае нормаль фазового фронта приходящей волны находится параллельно плоскости раскрыва антенны, а направление главного лепестка ДН точно совпадает с направлением на источник радиоизлучения 2-й гармоник.

В точке приема напряженность поля обычно представляется в комплексной форме в виде:

$$\dot{E}(t) = E_0 e^{i(\omega t - \varphi_0)}, \quad (3.1)$$

где φ_0 – начальная фаза;

ω – циклическая частота источника радиоизлучения, рад/с;

E_0 – напряженность электрического поля источника радиоизлучения, В.

Результирующее напряжение U на выходе приемной антенны определяется произведением напряженности электрического поля и ее ДН:

$$\dot{U}(t, \theta) = \dot{E}(t) F(\theta), \quad (3.2)$$

где $F(\theta)$ – АДН приемной антенны нелинейной РТС.

Точность считывания угла прихода радиосигнала от НО определяется угломерной характеристикой $g(\theta)$. Она определяется зависимостью выходного напряжения приемника от угла прихода радиоволн:

$$g(\theta) = \frac{U_{\text{вых}}(\theta)}{U_{\text{max}}}, \quad (3.3)$$

где $U_{\text{вых}}(\theta)$ – зависимость выходного напряжения приемника от углового положения НО относительно опорного значения, В;

U_{max} – максимальное значение выходного напряжения приемника, В.

Для оценки точной локализации используется крутизна угловой локализации K :

$$K = \frac{dg(\theta)}{d\theta} = \frac{dU_{\text{вых}}(\theta)}{U_{\text{max}} d\theta}. \quad (3.4)$$

Как видно, при фиксированном выходном напряжении приемника согласно (3.4), чем больше крутизна угловой локализации K , тем меньше погрешность измерения угла и выше точность считывания угловых координат НО мобильной нелинейной РТС.

На рисунке 3.20 представлена зависимость угловой локализации НО от ширины ДНА при реализации амплитудного метода.

Анализируя формы характеристик угловой локализации НО различных антенн, можно сделать вывод о недостаточной точности метода максимума при локализации НО с помощью мобильной РТС. Это обусловлено тем, что при малых углах положения НО, крутизна графика стремится к нулю, т.е. погрешность измерения угла прихода радиоволны высока. Однако достоинством метода является легкая и недорогая реализация устройства локализации. Таким образом, метод максимума может применяться при проектировании безопасных машин в режиме обзора, т.е. где не требуется высокая точность локализации на источник радиоизлучения 2-й гармоники.

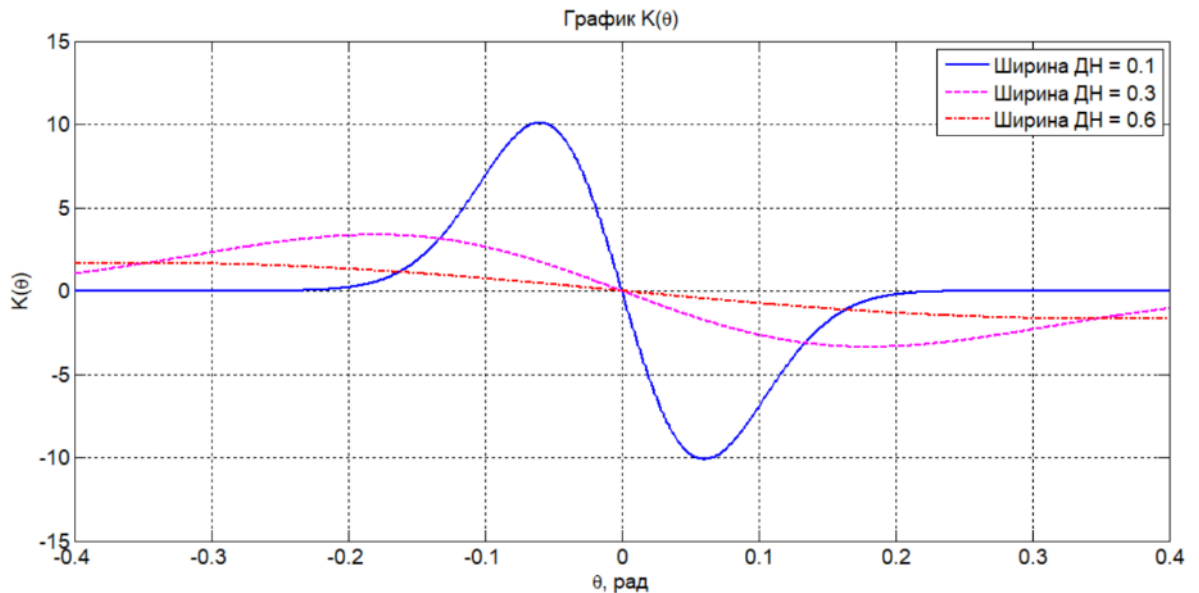


Рисунок 3.20 – Зависимость угловой локализации НО от ширины ДНА при реализации амплитудного метода (по методу максимума)

Локализация методом минимума осуществляется аналогично, как и при применении метода максимума. Отличие будет заключаться в том, что отсчет угловых координат НО производится тогда, когда напряжение на выходе приемника достигает наименьшего значения. Из-за маленького значения выходного напряжения затрудняется изменение дальности до объекта. На рисунке 3.7 представлена зависимость угловой локализации НО от ширины ДНА при реализации метода минимума.

Из рисунке 3.21 видно, что крутизна угловой локализации метода минимума выше, чем у метода максимума в области нулевого значения угла положения НО. Следовательно, выше точность локализации объектов по сравнению с методом максимума. При проектировании безопасных машин с использованием метода минимума локализации рекомендуем применять пару приемных антенн с узкой ДН. Замечено, что этот метод только используется для локализации источников мощного собственного излучения. Поэтому при использовании метода минимума для локализации НО достаточно увеличить излучающую мощность передатчика до требуемого значения, чтобы получить достаточный уровень отраженного

сигнала от НО и обеспечить небольшую, но безопасную дальность действия мобильной нелинейной РТС.

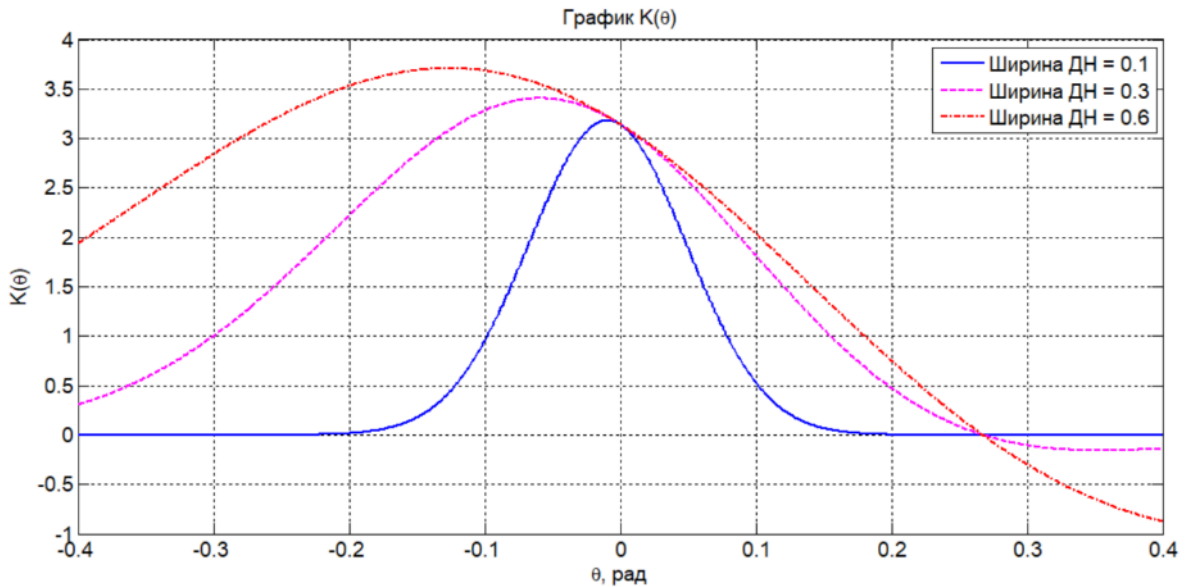


Рисунок 3.21 – Зависимость угловой локализации НО от ширины ДНА при реализации амплитудного метода (по методу минимума)

При применении метода сравнения угловые координаты определяются за счет сравнения уровней принимаемых сигналов в пространственных каналах как минимум от двух пересекающихся ДНА. На рисунке 3.22 представлена схема угловой локализации мобильной нелинейной РТС мониторинга с моноимпульсным методом сравнения.

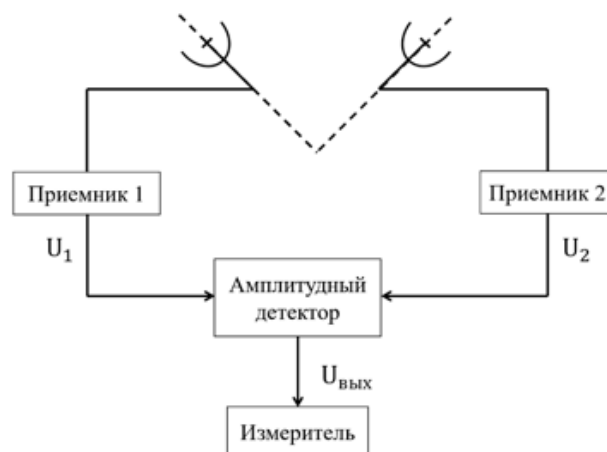


Рисунок 3.22 – Схема угловой локализации мобильной нелинейной РТС мониторинга с моноимпульсным методом сравнения

Выходное напряжение может быть определено отношением выходных напряжений двух приемных антенн:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_1}{U_2}, \quad (3.5)$$

где U_1 – напряжение на выходе 1-го канала, В;

U_2 – напряжение на выходе 2-го канала, В.

Когда $U_1 = U_2$ метод сравнения приходит к равносигнальному методу локализации. При этом равносигнальное направление совпадает с направлением на НО. На рисунке 3.23 представлена зависимость угловой локализации НО от ширины ДНА при реализации амплитудного метода (по методу сравнения). Из графика видно, что чем уже ширина ДНА, тем больше крутизна угловой локализации и тем больше точность локализации на источник радиоизлучения 2-й гармоники. По сравнению с методом максимума метод сравнения имеет высокую точность локализации НО, соответственно и возможность разделения сигналов в зоне действия мобильной нелинейной РТС.

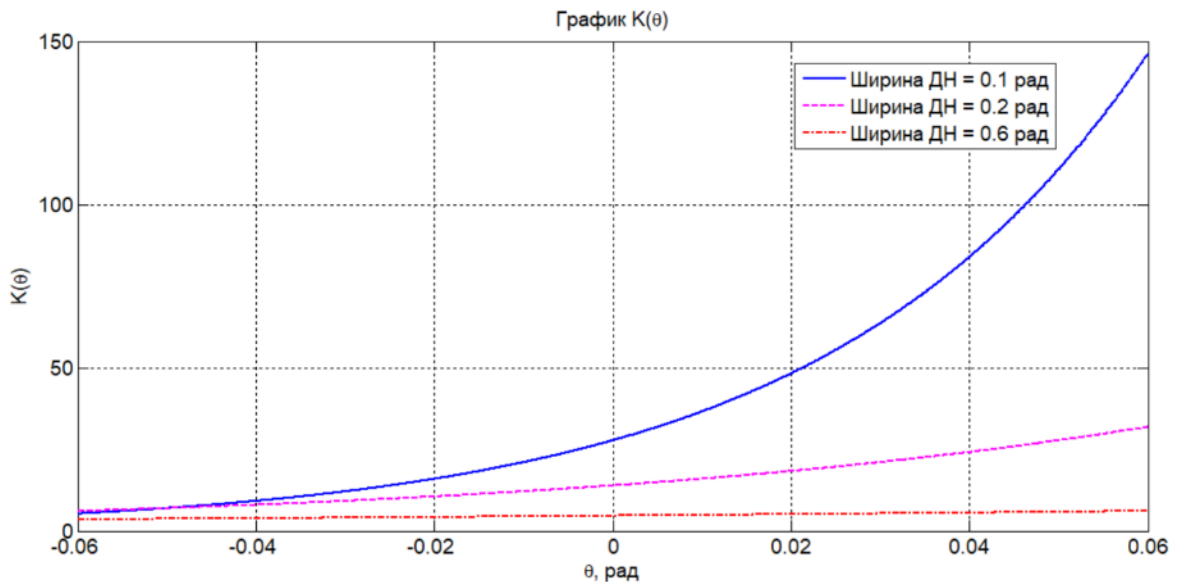


Рисунок 3.23 – Зависимость угловой локализации НО от ширины ДНА при реализации амплитудного метода (по методу сравнения)

В простейшем случае метод сравнения может использоваться в безопасных машинах следующим образом. Пусть система антенн состоит из двух одинаковых СА, расположенных на левом и правом борту безопасной машины относительно

друг друга на угол $2\theta_0$. Сигналы, отраженные от НО, поступают сначала на одну антенну, а затем на другую. Для переключения антенн используется специальный входной переключатель, работающей синхронно с входным. Антенная система поворачивается до тех пор, пока выходные напряжения двух принимаемых антенн не будут равны. Угловые координат НО отсчитываются угловым положением антенной системы.

Схема фазовой локализации угла прихода радиоволны от неоднородности с квадратичной ВАХ представлена на рисунке 3.24 [71]. Простейшая схема (двухканальный) фазовой локализации угла состоит из двух отдельных антенных элементов, разнесенных в пространстве на расстояние d и образующих два приемных канала. В одном из каналов используется фазовращатель на $\pi/2$. Дополнительно следует отметить, что фазовый метод локализации обладает высокой точностью измерения угловых координат даже при слабых уровнях отражённого сигнала. При этом его практическая реализация требует точной синхронизации каналов и высокой стабильности аппаратуры.

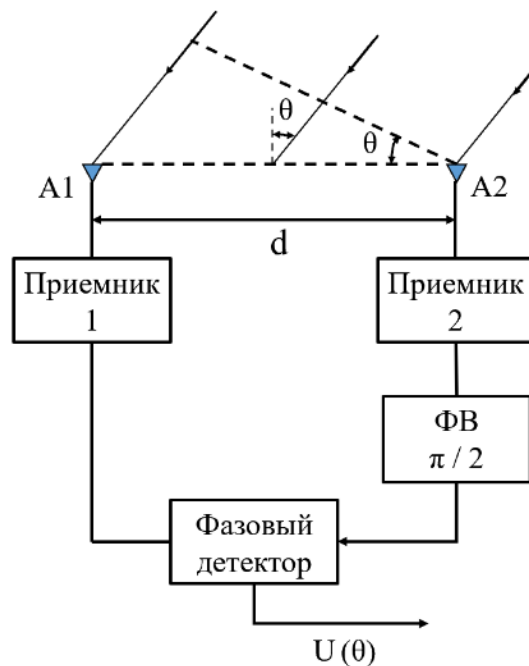


Рисунок 3.24 – Схема фазовой локализации угла прихода радиоволны от неоднородности с квадратичной ВАХ

Благодаря смещению фазы сигнала угловая характеристика становится нечетной функцией (см. рисунок 3.25), т.е. можно определить направление объекта, который находится перпендикулярно к базе [72]. Если объект находится на расстоянии много больше базы расположенных приемных антенн, то фронт проходящей волны считается плоским.

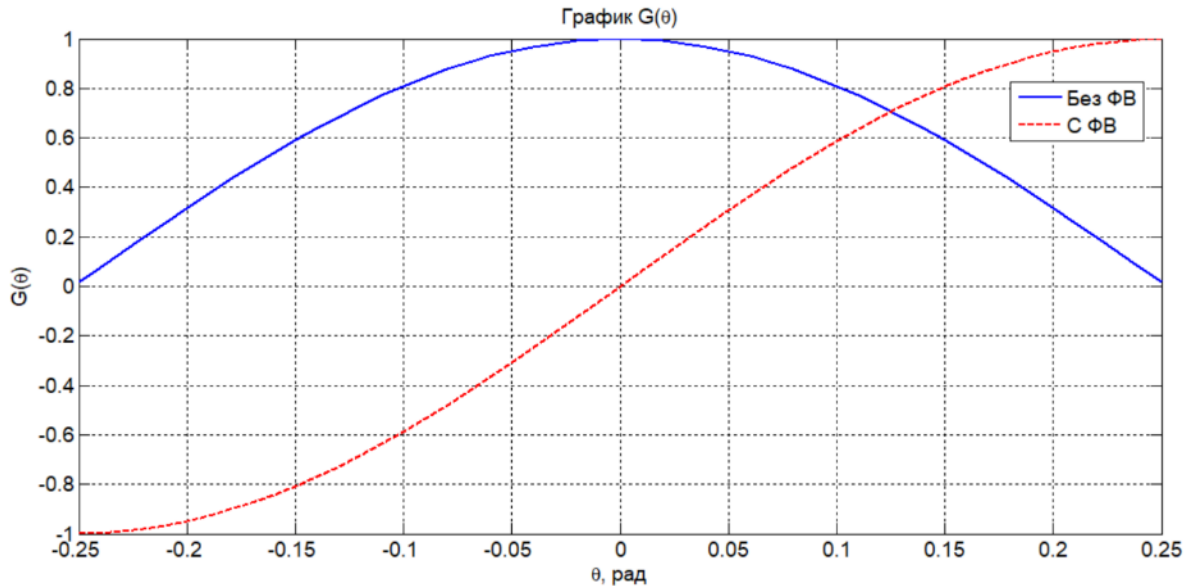


Рисунок 3.25 – Угловая характеристика фазового метода без фазовращателя и с фазовращателем

Разность фаз принимаемых колебаний:

$$\Delta\varphi = 2\pi d \frac{\sin(\theta)}{\lambda}, \quad (3.6)$$

где λ – длина волны электромагнитных колебаний на 1-й гармонике, м.

Из (3.6) можно определить угловое положение НО θ на частоте 2-й гармоники:

$$\theta_{2f_0} = \arcsin\left(\frac{\Delta\varphi\lambda}{4\pi d}\right). \quad (3.7)$$

Из (3.7) видно, что один из недостатков фазового метода – угловая координата НО зависит от длины волны электромагнитных колебаний на 2-ой гармонике и расстояния между приемными антеннами (базе), в связи с этим точность углового положения для 1-й и 2-й гармоник будут разными [36]. Это связано с отношением длины волны отраженных сигналов от НО к базе между

антеннами, которое не имеет фиксированного значения (например: 1, 2, 3 и т.д. для гармоник), а длину базы невозможно изменить при анализе амплитуды той или иной гармоники. Результат расчета крутизны угловой локализации НО от параметра $h = d/\lambda$ при реализации фазового метода в нелинейной РТС представлен на рисунке 3.26.

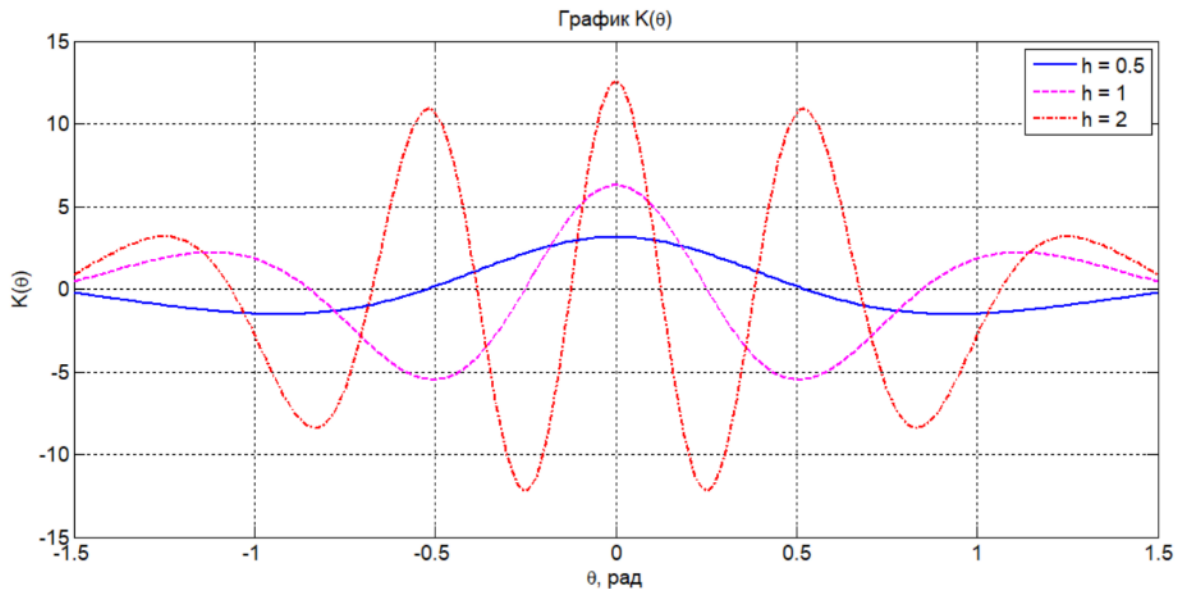


Рисунок 3.26 – Зависимость угловой локализации НО от параметра h при реализации фазового метода в нелинейной РТС

Из рисунка 3.26 видно, что крутизна угловой локализации увеличивается с ростом соотношения базы и волны электромагнитных колебаний на гармониках. Однако, следует заметить, что при этом появляется неоднозначность диапазона измерения угла $\Delta\theta$. Для ее исключения и обеспечения высокой точности необходимо применить многоканальную фазовую нелинейную РТС с достаточными узкими ДН.

Таким образом, при проектировании мобильной нелинейной РТС безопасной машины нужно программным способом учитывать различия в сферичности отраженной волны и другие аспекты механического управления положением группой бортовых антенн. Кроме того, возникнут трудности по однозначной локализации НО в окружающем пространстве. Для решения данных и других проблем можно принять специальные меры, но они усложняют антенную конструкцию, возникнут вопросы пространственного размещения

множества антенн на корпусе машины, что скажется на сложности и стоимости всей бортовой радиосистемы безопасной машины.

3.4 Потенциальная способность радиотехнических систем по разделению двух сигналов, отраженных от нелинейных объектов

3.4.1 Описание технической проблемы

Задача повышения точности и разрешающей способности является актуальной и важной для современной радиотехники. Особенно остро этот вопрос стоит при анализе сигналов, поступающих от близко расположенных источников электромагнитного излучения, разделение которых представляет собой сложную техническую проблему. В нелинейных РТС, особое внимание уделяется методам, основанным на амплитудном сравнении сигналов. Данные методы позволяют формировать четкую угломерную характеристику и обеспечить потенциально высокое угловое разделение двух сигналов, отраженных от НО.

В данном разделе представлены результаты исследования по оценке потенциала определения направления прихода сигнала в нелинейной РТС и анализу их разрешающей способности по амплитудам улавливаемых антенной системой сигналов. Рассматривается наиболее распространенного метода – метод суммарно-разностной обработки сигналов. Предполагая плоскость фронта радиоволн, создаваемых источниками вторичного излучения, линейной рассмотрим радиотехнические процессы в идеализированном виде. Это позволит сконцентрироваться на основных принципах функционирования рассматриваемых методов, исключив влияние флуктуаций сигналов и шума приемников из-за сферичности радиоволны. Для получения аналитических выражений и количественной оценки углового разрешения в нелинейных РТС проанализируем условия эффективного разделения близко расположенных источников сигналов в зоне действия системы.

Под разрешающей способностью понимается способность системы различать два близко расположенных источника сигнала по угловым координатам, если они не разделяются по другим признакам (времени прихода, частоте, поляризации и т.д.). Количественно разрешающая способность оценивается минимальным угловым расстоянием между двумя источниками излучения, при котором их направления еще могут быть измерены отдельно с требуемой точностью [73]. Иными словами, это минимальный угол $\Delta\theta$ между двумя сигналами, при котором детектор способен уверенно указать наличие двух отдельных направлений.

В практических системах для оценки углового разрешения часто используют критерий Рэля, заимствованный из оптики [74]. Согласно классическому критерию Рэля, два источника считаются разрешенными, если максимум ДН одного источника совпадает с первым минимумом (нулем) диаграммы другого. В терминах антенной диаграммы это обычно соответствует угловому разнесению порядка величины ширины главного лепестка (для равных по мощности сигналов). Более формально, критерий можно сформулировать на основе автокорреляционной функции входных сигналов двух источников сигналов [73]. Автокорреляционная функция $\Psi(\Delta\theta)$ описывает степень перекрытия (сходства) сигналов от двух точечных источников, угловое расстояние между которыми равно $\Delta\theta$.

Для двух одинаковых антенн автокорреляционная функция принимаемых сигналов имеет вид:

$$\Psi(\Delta\theta) = 2Ne^{\left(-4\ln 2 \cdot \frac{\Delta\theta^2}{\theta_{0,5}^2}\right)}, \quad (3.8)$$

где N – энергия (мощность) сигнала, Вт;

$\theta_{0,5}$ – ширина ДНА по уровню половинной мощности (угловая ширина главного лепестка антенны на уровне 3 дБ).

Ширина этой функции по уровню 0,5 от максимума в главном лепестке ДНА служит потенциальной оценкой предельного разрешения нелинейной РТС. Приравнивая $\Psi(\Delta\theta)/\Psi(0)=0,5$, получим условно минимальное разрешаемое

расстояние $\Delta\theta = \sqrt{2}\theta_{0,5}$ (т.е. около половины ширины ДНА по уровню 3 дБ). Однако на практике такой критерий слишком оптимистичен. Обычно для уверенного разделения сигналов требуется большее разнесение – порядка полной ширины главного лепестка или несколько больше. Далее мы рассмотрим вывод формул разрешающей способности на примере наиболее распространенного метода локализации – метода суммарно-разностной обработки сигналов. Данный метод относится к нелинейным РТС, так как использует нелинейные операции (детектирование, сравнение сигналов) для определения угла. При выводе формул будем пренебрегать флуктуациями сигналов и шумом приемника, анализируя идеализированный случай в одной плоскости.

3.4.2 Исследование амплитудного метода суммарно–разностной обработки сигналов для решения проблемы

Амплитудный метод с суммарно-разностной обработкой, также известный как моноимпульсный амплитудный метод, представляет собой одноканальную систему, в которой одновременно формируются суммарный и разностный сигналы от двух антенн [75]. Этот метод структурно похож на предыдущую систему, так как использует две разнесенные антенны и принцип нулевого сигнала. Однако обработка сигналов производится одновременно и автоматически [76]. Сигналы двух приемных каналов (двух антенн, расположенных по углу на $2\theta_0$ как и раньше) складываются и вычитаются с помощью гибридного суммарно-разностного устройства. В результате получаем суммарный канал $U_{\Sigma}(t)$ и разностный канал $U_{\Delta}(t)$. В одной плоскости наличия сигналов от двух источников радиоизлучения в приемных каналах могут быть записаны следующим образом:

- на входе первого приемника:

$$u_1(t) = E_1 F(\theta_1 - \theta_0) e^{[j(\omega t + \varphi(\theta_1))]} + E_2 F(\theta_2 - \theta_0) e^{[j(\omega t + \varphi(\theta_2) + \mu)]},$$

- на входе второго приемника:

$$u_2(t) = E_1 F(\theta_1 + \theta_0) e^{j(\omega t + \varphi(\theta_1) + \mu)} + E_2 F(\theta_2 + \theta_0) e^{j(\omega t + \varphi(\theta_2))},$$

где θ_1 и θ_2 – направления на 1-ый и 2-й вторичный источник радиоизлучения относительно равносигнального (середины), град;

$\varphi(\theta_1)$ и $\varphi(\theta_2)$ – фазовый сдвиг, связанный с ДНА и задержкой сигнала в канале, град;

μ – дополнительный фазовый сдвиг между сигналами двух антенн, зависящий от разности расстояний до 1-го и 2-го источников вторичного излучения сигнала на 2-й гармонике.

В этих выражениях принято, что каждая антенна направлена на плюс θ_0 и минус θ_0 соответственно, поэтому амплитуды сигналов u_1 , u_2 уже включают в себя значения диаграммы $F(\theta)$ для соответствующих углов наблюдения за источниками радиоизлучения. Суммируя и вычитая эти комплексные амплитуды, получаем. Суммируя и вычитая эти комплексные амплитуды, получаем:

- суммарный сигнал: $U_{\Sigma}(t) = u_1(t) + u_2(t),$

- разностный сигнал: $U_{\Delta}(t) = u_1(t) - u_2(t),$

После детектирования (например, с помощью фазового детектора умножительного типа) формируется угломерный выходной сигнал $g(\theta)$ – он может быть получен, например, путем перемножения U_{Σ} и U_{Δ} с последующим фильтрованием по постоянному току. В упрощенном виде выходная характеристика детектора можно выразить через мгновенные значения суммарного и разностного сигналов:

$$g(\theta) : Re(U_{\Delta}(t)U_{\Sigma}^*(t)). \quad (3.9)$$

После нормализации по амплитуде и усреднения по времени. Подставив выражения для U_{Σ} и U_{Δ} и выполнив алгебраические преобразования, можно получить аналитическое выражение $g(\theta)$ для двух источников радиосигнала. После упрощения (отбросив быстрые осцилляции, зависящие от случайной фазы α между сигналами, так как они отфильтровываются электрическими цепями при обработке сигналов) выходная угломерная характеристика в присутствии двух НО в зоне действия нелинейной РТС описывается примерно так:

$$g(\theta) \approx \frac{E_1^2 F^2(\theta - \theta_1) - E_2^2 F^2(\theta - \theta_2)}{E_1^2 F^2(\theta - \theta_1) + E_2^2 F^2(\theta - \theta_2)}. \quad (3.10)$$

Для упрощения анализа принято, что ДН 2-й антенны симметрична 1-й, а угловые смещения $\pm\theta_0$ уже учтены в значениях углов θ_1 и θ_2 относительно середины (равносигнального направления).

В случае одного источника выходная характеристика детектора принимает простую форму $g(\theta)=0$, если направление сигнала совпадает с равносигнальным (то есть $\theta=0$). При этом знак функции $g(\theta)$ указывает сторону отклонения НО от равносигнального направления, что используется как дискриминаторный признак.

Если в полосе рабочих частот антенны и приемного устройства нелинейной РТС присутствуют два вторичных источника радиоизлучения, выходная угломерная характеристика $g(\theta)$ определяется разностью их вкладов. Рассмотрим точку равных сигналов, где $g(\theta)=0$. Для выполнения этого условия числитель выражения для $g(\theta)$ должен обращаться в ноль, что приводит к следующему равенству:

$$E_1^2 F^2(\theta_1 - \theta_0) = E_2^2 F^2(\theta_2 - \theta_0). \quad (3.11)$$

Данная точка фактически соответствует угловому положению, при котором детектор воспринимает оба источника как один совокупный. Это положение смещается в сторону более мощного источника, поскольку для достижения равенства вкладов меньшая ДН слабого источника должна компенсироваться его большей амплитудой. Иными словами, детектор в режиме суммарно-разностной обработки, аналогично методу сравнения, первоначально указывает направление на энергетический центр двух НО. Однако, зная аналитическую форму выходной функции $g(\theta)$, можно провести анализ и определить минимальное угловое расстояние $\Delta\theta$ между источниками вторичного радиоизлучения, при котором нелинейная РТС начинает разрешать их как отдельные НО.

Рассмотрим случай, когда оба источника вторичного радиоизлучения имеют равные мощности $P_1=P_2$, что является наихудшим случаем для разрешения, и расположены симметрично относительно середины: $\theta_1 = -\frac{\Delta\theta}{2}, \theta_2 = +\frac{\Delta\theta}{2}$. В этом

случае равносигнальное направление будет находиться в точке $\theta=0$ благодаря симметрии расположения источников. Однако при наличии двух НО в зоне действия нелинейной РТС разностный канал уже не будет точно нулевым – на характеристике $g(\theta)$ появятся два боковых «отклонения».

Для оценки разрешающей способности нелинейной РТС рассмотрим малое смещение: положим $\theta_1 \approx 0$ и $\theta_2 = \Delta\theta$, где $\Delta\theta$ – малое отклонение 2-го НО. Разложив ДН $F(\theta)$ в ряд Тейлора, можно выразить изменение углового отклика на отклонение НО. Оказывается, что в присутствии 2-го НО эффективная чувствительность угломерной характеристики снижается, а также возникает угловая погрешность – отклонение измеренного угла 1-го НО от его истинного направления.

Для небольшого $\Delta\theta$ 1-й НО будет определяться с угловым смещением $\delta\theta$ относительно его действительного положения. Это смещение определяется из условия $g(\theta)=0$ для 1-го НО (т.е. нулевой разностный сигнал при наличии мешающего 2-го источника вторичного радиоизлучения на 2-й гармонике). В результате получаем выражение для угловой погрешности:

$$\delta\theta = \frac{F(\theta_0 + \Delta\theta) - F(\theta_0 - \Delta\theta)}{4F'(\theta_0)}, \quad (3.12)$$

где θ_0 – равносигнальный угол (в данном случае $\theta_0 = 0$);

$F'(\theta_0)$ – производная диаграммы направленности по углу при θ_0 .

Знак погрешности определяется тем, что максимум смещается к более сильному источнику сигнала. Если оба источника имеют равные мощности излучения ($P_1 = P_2$), то смещение происходит симметрично относительно центра.

Формула (3.12) отражает влияние асимметрии антенной характеристики, вызванной присутствием второго источника, на результат оценки углового положения НО. Проведенное численное моделирование показало, что при малом угловом расстоянии $\Delta\theta$ между двумя НО измеренная угловая погрешность $\delta\theta$ практически отсутствует, так как оба объекта воспринимаются системой как единый источник вторичного излучения. По мере увеличения $\Delta\theta$ значение $\delta\theta$ возрастает, достигает максимума при частичном перекрытии диаграмм

направленности, а затем уменьшается при дальнейшем разнесении НО. Полученные зависимости представлены на рисунке 3.27.

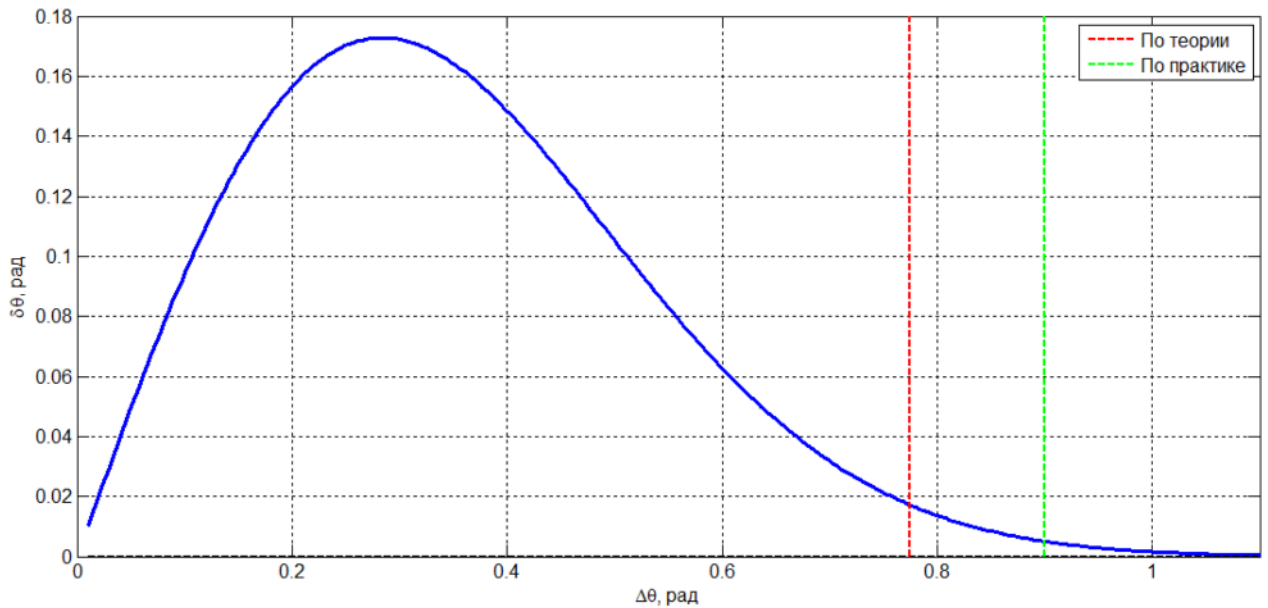


Рисунок 3.27 – Зависимость угловой погрешности от углового расстояния между двумя НО

Из анализа полученных результатов следует, что при малых значениях $\Delta\theta$ ($\Delta\theta < \theta_{0,5} = 0,6$ рад.) наблюдается существенное возрастание погрешности, что обусловлено взаимным перекрытием сигнальных откликов от двух пространственно разнесенных НО. При достижении соотношения $\Delta\theta \geq 1,5\theta_{0,5}$ величина погрешности асимптотически приближается к нулевому значению, что свидетельствует о достижении надежного углового разрешения НО. Исходя из полученных данных, величина $\Delta\theta \approx 1,5\theta_{0,5}$ может быть установлена в качестве практического критерия углового разрешения для нелинейной РТС.

Величина $\Delta\theta \approx 1,5\theta_{0,5}$, определенная по результатам графического анализа, демонстрирует полное соответствие теоретическому критерию углового разрешения, которому соответствует расчетная величина $\Delta\theta_{\text{тео.}} = \sqrt{2}\theta_{0,5}$. Полученные результаты исследования подтверждают корреляцию между аналитическими и экспериментальными оценками критической угловой разности, обеспечивающей достоверное разрешение сигналов от двух пространственно сближенных НО.

Следует отметить, что метод суммарно-разностной обработки дает близкие оценки разрешающей способности, поскольку ограничены одной и той же физической причиной – перекрытием ДНА. Однако моноимпульсная разностная схема выполняет сравнение сигналов мгновенно и более эффективно выделяет небольшие расхождения благодаря совместной обработке суммарного и разностного каналов. На практике считается, что суммарно-разностный метод менее подвержен влиянию нестабильности усиления в каналах и позволяет однозначно определять отклонение в более широком диапазоне углов.

Таким образом, в данном разделе рассмотрен амплитудный метод угловой локализации для использования в нелинейной РТС (суммарно-разностный метод) с точки зрения их угловой разрешающей способности и потенциала разделения двух сигналов в пределах зоны действия системы. Анализ проводился как теоретически, так и на основе моделирования, включая оценку влияния углового смещения антенн и формы ДНА на потенциал детектора.

В отсутствие помех (флуктуаций и шумов) предельную разрешающую способность определяет геометрия антенн и их ДНА. Поэтому рассмотренный метод – при прочих равных условиях – ограничен схожим угловым разрешением порядка ширины их главного лепестка. Практически же суммарно-разностная схема предпочтительнее, так как автоматически и быстрее реагирует на два объекта без необходимости механического сканирования, и менее зависит от калибровки каналов. Тем не менее, если два источника находятся слишком близко друг к другу, даже суммарно-разностный метод будет измерять усредненное направление до тех пор, пока угловое расстояние не превысит определенный порог. Выбор критерия разрешения (например, допустимой погрешности или провала между пиками в суммарном сигнале) позволяет рассчитать этот порог по приведенным формулам. Реальная разрешающая способность может быть хуже расчетной из-за влияния шумов, флуктуаций амплитуды и фаз, а также из-за возможной некогерентности сигналов – эти факторы требуют более сложного анализа, выходящего за рамки данного научного исследования.

3.5 Предложение по детектированию 2-й гармоники сигнала в мобильном поисковом средстве для инженерной робототехники

3.5.1 Назначение, состав и технические характеристики мобильной нелинейной РТС «безопасной машины»

Мобильная нелинейная РТС «безопасной машины» выполняет функцию технического «зрения» инженерной робототехники. Она предназначена для дистанционного детектирования 2-й гармоники сигнала, а также для обнаружения и локализации объектов с полупроводниковыми компонентами на земной поверхности в зоне действия радиопередающей станции системы. Система должна обеспечивать требуемый уровень вероятности обнаружения, соответствующий проектным параметрам.

В состав мобильной нелинейной РТС входят следующие основные функциональные элементы (см. рисунок 3.28):

- бортовая радиопередающая станция (генератор сигнала, усилитель мощности, передающая СА);

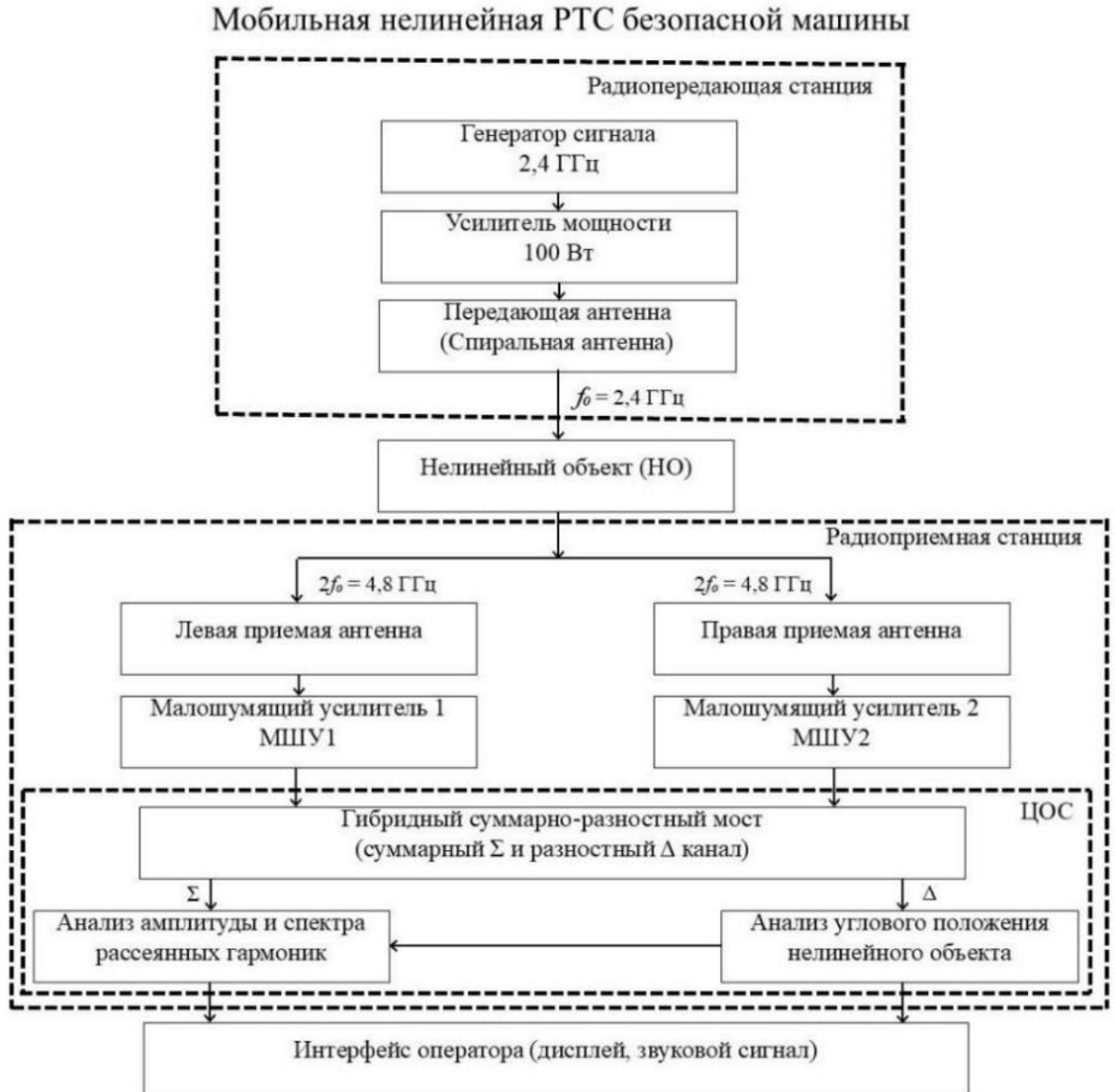
- бортовая радиоприемная станция (левая и правая приемные антенны, гибридный суммарно-разностный мост, анализатор амплитуды сигнала и спектра рассеянных гармоник);

- информационно-визуальная система сопровождения технического мониторинга местности (интерфейс, дисплей и т.п.);

- дополнительные модули обеспечения движения, сопрягаемые с системой.

Бортовая радиопередающая станция, компенсирующая эффект Доплера, вызванный движением транспортного средства, служит для формирования и передачи стабильного СВЧ-зондирующего сигнала, предназначенного для радиозондирования приповерхностных слоев почвы с целью точного поиска и локализации электронных изделий исследуемых объектов. Станция работает посредством генератора сигнала (ГС), создающего исходный СВЧ-сигнал, усилителя мощности (УМ), усиливающего сигнал, и СА с эллиптическим

основанием и вращением поляризации ЭМП, направляющей поток СВЧ-энергии в необходимое направление. Такая конструкция обеспечивает концентрацию СВЧ-энергии и повышение точности обнаружения скрытых электронных компонентов.



Дополнительные модули интеграции:

1. Навигационный модуль (GPS)
2. Блок географической привязки целей и отображения карты местности
3. Блок автоматической настройки частоты излучения

Рисунок 3.28 – Структурная схема мобильной нелинейной РТС «безопасной машины»

Совокупность указанных составляющих бортовой радиопередающей станции обеспечивает необходимый уровень ЭМП в зоне потенциального расположения НО, что способствует эффективному возбуждению частоты 2-й гармоники СВЧ-сигнала и регистрации нелинейных откликов от НО при радиозондировании приповерхностного слоя почвы, с последующим разделением нескольких откликов с помощью радиоприемной станции.

Вторичные сигналы, рассеянные НО, поступают на специализированные бортовые устройства радиоприемной станции (антенну левого и правого борта, СВЧ гибридный мост, анализатор сигнала), где разделяются и подвергаются детальному анализу амплитуд гармоник вторичного сигнала и спектра рассеянных гармоник, что позволяет уверенно локализовать электрические неоднородности с характерной квадратичной ВАХ.

Принятые сигналы с бортовых приемных антенн проходят через диплексеры, осуществляя подавление зондирующего СВЧ-сигнала, после чего усиливаются маломощными усилителями, что способствует значительному увеличению чувствительности метода локализации электрической неоднородности с квадратичной ВАХ и дальность действия мобильной нелинейной РТС, работающей по принципу детектирования 2-й гармоники зондирующего СВЧ-сигнала.

Далее сигналы обоих трактов поступают на гибридный суммарно-разностный мост, где формируются суммарный (Σ) и разностный (Δ) каналы для разделения сигналов по направлению на источник излучения 2-й гармоники. Такой подход обеспечивает не только усиление гармонического отклика, но и позволяет определить направление на НО посредством анализа фазово-амплитудных соотношений между трактами антенно-фидерного устройства радиоприемной станции. Полученные сигналы передаются в блок цифровой обработки сигналов (ЦОС), где реализуются процессы детектирования, оцифровки и последующего анализа амплитуды сигнала и спектра рассеянных НО гармоник.

Алгоритмы, реализованные в блоке ЦОС, обеспечивают вычисление уровня гармонического отклика, сравнение амплитуд 2-й и 3-й гармоник с целью классификации типа НО, а также определяют его угловое отклонение от продольной оси транспортного средства и разделяют несколько сигналов, рассеянных разными объектами поиска. Такой подход позволяет не только фиксировать наличие электронного изделия НО, но и проводить оценку его типа и пространственного положения.

Результаты обработки сигналов отображаются на операторском интерфейсе, размещенном в кабине транспортного средства, и дисплее выносного пульта управления безопасной машиной. Информационно-визуальная система сопровождения технического мониторинга обеспечивает наглядное представление уровня сигнала и направления на источник отклика, что способствует повышению оперативности и эффективности зондирования приповерхностного слоя земли.

Дополнительным элементом нелинейной РТС безопасной машины выступает навигационный модуль, осуществляющий географическую привязку обнаруженных электрических неоднородностей с квадратичной ВАХ и их отображение на электронной карте местности в информационно-визуальной системе инженерной робототехники. Дополнительно в системе реализованы модули автоматической подстройки частоты передающей станции в зависимости от текущей электромагнитной обстановки и скорости транспортного средства, а также блок синхронизации режимов передачи и приема СВЧ-сигнала, обеспечивающий временную согласованность всех внутренних процессов в мобильной нелинейной РТС и сопрягаемых с системой дополнительных элементов.

Все основные элементы системы интегрированы в мобильную платформу, что обеспечивает автономность ее работы, взаимодействие с внешними информационными системами и повышение уровня безопасности оператора.

Технические характеристики:

Мощность передатчика (регулируемая)	– 5–10 Вт
Импульсная мощность	– 100–200 Вт
Длительность импульса	– 0,5 мкс
Рабочая частота передатчика в режиме поиска	– 2,4 ГГц ± 88 Гц
Рабочая частота в режиме поиска 2-й гармоники	– 4,8 ГГц ± 176 Гц
Рабочая частота в режиме локализации электронных НО	– излучение – 2,4 ГГц; прием – 4,8 ГГц
Коэффициент усиления передающей антенны	– 10–12 дБи
Коэффициент усиления приемной антенны	– 8-12 дБи
Ширина главного лепестка АДН передающей антенны	– 50–60 град.
Ширина главного лепестка АДН приемной антенны	– 30–40 град.
Гарантируемая дальность обнаружения	– ≤ 30 м

Таким образом, мобильная нелинейная РТС представляет собой эффективный инструмент для повышения уровня безопасности Вьетнама и защиты его населения. Данная технология является перспективной для применения в инженерной робототехнике и способствует обнаружению и локализации НО, содержащих полупроводниковые компоненты с квадратичной ВАХ, особенно в условиях сложной городской среды. Использование мобильных нелинейных РТС совместно с роботизированными платформами значительно повышает эффективность очистки территорий и снижает риск для жизни и здоровья специалистов. Применение подобных технологий укрепляет потенциал национальной системы гражданской защиты и служит надежным средством обеспечения устойчивого развития и безопасности общества.

3.5.2 Особенности частотных параметров радиопередающего и радиоприемного трактов мобильной нелинейной РТС

Частота зондирующего СВЧ-сигнала играет ключевую роль в способности системы обнаруживать электронные компоненты НО, такие как диоды, транзисторы и другие элементы современной радиоэлектроники. С увеличением

частоты эффективность взаимодействия с малыми нелинейными элементами возрастает, поскольку даже небольшие диоды и транзисторы на высоких частотах генерируют гармонические СВЧ-сигналы, отсутствующие в спектре исходного зондирующего излучения. Однако чрезмерно высокая частота приводит к увеличению потерь при распространении сигнала в грунте и существенно удорожает конструкцию системы из-за необходимости применения более сложных и дорогостоящих компонентов СВЧ-радиоэлектроники.

Практический опыт применения детекторов нелинейных переходов показывает, что стандартный диапазон 800-900 МГц обеспечивает хорошую дальность действия системы в свободном пространстве, но плохо подходит для обнаружения малоразмерной электроники на поверхности земли. Для разрабатываемой мобильной нелинейной РТС предлагается использовать рабочую частоту порядка 2-3 ГГц. Оптимальным выбором является диапазон около частоты СВЧ-сигнала 2,4 ГГц, который упрощает использование системы в гражданских условиях благодаря свободной лицензии [77]. Длина радиоволны около 12 см обеспечивает достаточное проникновение сигнала через укрытия (например, кусты; снег или неглубокий грунт) и одновременно способствует выраженной нелинейности электронных изделий НО. Кроме того, для диапазона 2,4 ГГц доступна развитая элементная база: мощные СВЧ-генераторы, усилители и антенны, широко применяемые в промышленности (например, в Wi-Fi и микроволновых устройствах), что обеспечивает надежность и доступность решений для широкого спектра приложений – от бытовой техники и беспроводных сетей до промышленной автоматизации и систем безопасности. Данный диапазон также востребован в медицинской технике и телекоммуникациях благодаря своей эффективности и широкому распространению технологий и комплектующих, соответствующих международным стандартам.

Для обеспечения дальности обнаружения полупроводниковых компонентов порядка 30 м необходимо тщательно регулировать уровень мощности, излучаемой передающей антенной. Как показано во 2-м разделе, дальность

действия нелинейной РТС существенно зависит от мощности зондирующего СВЧ-сигнала: увеличение мощности приводит к усилению отклика на гармониках от полупроводниковых элементов. Однако рост мощности ограничен рядом факторов, включая нагрев окружающих объектов и возможное воздействие для здоровья человека. Для решения этой проблемы предпочтительно использовать импульсный режим излучения, который характеризуется высоким пиковым значением мощности при низком рабочем цикле. Такой подход позволяет достичь высокой пиковой мощности при умеренном среднем уровне СВЧ-излучения передающей станции, что будет способствовать соблюдению санитарных норм.

Согласно теоретическим расчетам, представленным во 2-м разделе, для достижения дальности порядка 30 м требуется использование радиопередатчика с пиковой мощностью 100-200 Вт в импульсном режиме. Такой уровень излучаемой мощности позволяет эффективно возбуждать нелинейный отклик малых полупроводниковых компонентов на указанной дистанции при сохранении нормативных ограничений.

Для обеспечения необходимой дальности в 30 м предлагается комбинировать импульсный режим работы передатчика с низкой скважностью и использование направленной антенны с коэффициентом усиления порядка 10-15 дБ. Это эквивалентно многократному увеличению эффективной излучаемой мощности без необходимости увеличения подводимой к антенне мощности СВЧ-сигнала. Такой подход позволяет соблюдать санитарные нормы по предельно допустимому уровню электромагнитного излучения и одновременно обеспечивать достаточный уровень сигнала для возбуждения отклика полупроводниковых компонентов НО.

Таким образом, предложенная конфигурация системы – импульсный передатчик мощностью 100-200 Вт в сочетании с направленной антенной с рабочей частотой 2,4-2,5 ГГц является оптимальным решением для обнаружения НО на расстоянии порядка 30 м в городских и сельских условиях.

3.5.3 Особенности антенных конструкций мобильной нелинейной РТС «безопасной машины»

В качестве передающей антенны в составе мобильной нелинейной РТС предлагается использовать СА с эллиптическим основанием, для формирования равномерной плотности потока мощности СВЧ-излучения на освещаемой антенной земной поверхности. Такой выбор обусловлен рядом преимуществ СА [78,79], которые делают их оптимальными для применения в нелинейных РТС: широкополосностью, круговой и эллиптической поляризацией, стабильной ДН и компактной конструкцией.

Круговая и эллиптическая поляризация предпочтительна для обнаружения электронных устройств в картинной плоскости и поверхностном слое земли соответственно, поскольку ориентация возможных электрических компонентов НО (например, диодов, транзисторов или печатных плат) в пространстве заранее неизвестна. Использование данных видов поляризации источника зондирующего СВЧ-сигнала увеличивает вероятность возбуждения нелинейного отклика от произвольно ориентированных электрических элементов НО по сравнению с линейной поляризацией. Кроме того, при отражении от земли или конструкций круговая поляризация изменяет свою направленность, что теоретически позволяет ослаблять прямые отражения от линейных объектов с помощью соответствующей фильтрации, оставляя компоненты сигнала, переизлученные НО. Однако данный эффект является вторичным по отношению к основному принципу обнаружения на гармонических частотах.

По экспериментальному исследованию в разделе 3 показано, что СА с тыловым металлическим экраном формирует достаточно направленный основной лепесток диаграммы (практически перпендикулярно плоскости антенны) с относительной шириной порядка 50-60 градусов, что позволяет охватывать значительную область перед антенной [7]. Для разрабатываемой системы это означает, что СА, установленная, например, на передней части мобильной платформы, сможет эффективно облучать пространство перед машиной без

необходимости точного наведения – достаточно лишь направить транспортное средство в сторону подозрительного сектора.

Для обеспечения гарантированной дальности действия и точности работы системы требуется увеличение направленности СА [80]. Для достижения этой цели планируется использование металлического рефлектора (экрана), расположенного на расстоянии приблизительно $0,25\lambda$ позади полотна спирали [81,82]. Такая конструкция позволит сформировать одностороннюю ДН и увеличить коэффициент усиления антенны.

В разделе 3 показано, что суммарно-разностный метод локализации обладает высокой точностью локализации НО и достаточной разрешающей способностью по угловым координатам. В мобильной нелинейной РТС на базе «безопасной машины» (мобильной платформы) предлагается использовать разнесенную двухканальную приемную систему, реализующую амплитудно-моноимпульсный (суммарно-разностный) метод локализации. Конфигурация системы включает две идентичные приемные антенны, установленные по обеим боковым сторонам «безопасной машины» и ориентированные в переднюю полусферу. Антенны расположены симметрично относительно продольной оси транспортного средства и имеют перекрывающиеся ДН, которые слегка разведены под углом относительно оси. В качестве приемных антенн могут быть использованы направленные вибраторные или рупорные антенны с коэффициентом усиления порядка 8-12 дБ каждая. Принципиально важно, чтобы обе антенны обладали идентичными характеристиками – одинаковой ДН и коэффициентом усиления. Это необходимо для корректной работы разностного метода, который основывается на сравнении сигналов, принимаемых двумя каналами.

Сигналы, принимаемые двумя боковыми антеннами, обрабатываются специальным образом для формирования двух каналов: суммарного (Σ) и разностного (Δ). Отношение Δ/Σ однозначно связано с угловым положением НО внутри луча и практически не зависит от ее дальности, что обеспечивает высокую точность метода [83]. В реальных условиях при достаточном отношении

сигнал/шум точность определения направления может достигать порядка 0,1 доли ширины луча, что значительно превосходит возможности простого сканирования антенны. Разностный канал обеспечивает возможность определения направления отклонения НО от продольной оси системы. Знак разностного сигнала (фазовое соотношение между Σ и Δ) позволяет установить, находится ли НО слева или справа от продольной оси машины. Таким образом, оператор мобильной платформы или автоматизированная система управления получают непрерывную информацию о направлении на обнаруженный НО, что имеет критически важное значение для его точной локализации.

Разнесение приемных антенн по боковым сторонам мобильной платформы обеспечивает базу порядка 2-3 м, что, в сочетании с шириной ДНА около 30 градусов, позволяет добиться достаточно резкого изменения амплитуд сигналов при смещении НО [84,85]. Согласно известным теоретическим оценкам, увеличение коэффициента усиления антенн (и, соответственно, сужение их ДН) приводит к повышению точности угловых измерений [86,87]. В связи с этим использование относительно узких антенн с шириной ДН 10-15 градусов на приемных каналах может быть оправдано, особенно если мобильная платформа может грубо наводиться на объект путем поворота корпуса.

Однако чрезмерное сужение ДНА приводит к значительному уменьшению зоны обзора. Оптимальным решением является компромиссный выбор ширины ДН каждой приемной антенны в диапазоне 30-40 градусов. Это обеспечивает суммарный сектор обзора порядка 60-80 градусов перед мобильной платформой, сохраняя при этом достаточную крутизну разностной характеристики для точной локализации НО.

Реализация данного метода требует высокой согласованности антенно-фидерного тракта в двух приемных каналах: одинакового коэффициента усиления, точной калибровки фазовых характеристик и минимизации возможных асимметрий. Для вычисления угловой координаты НО используется цифровой сигнальный процессор (ЦСП), интегрированный в состав мобильной нелинейной РТС. ЦСП в режиме реального времени анализирует соотношение сигналов в

каналах Σ и Δ , обеспечивая автоматизированное определение направления на объект с высокой точностью.

Таким образом, особенности конструкции и принципов работы передающей и приемных антенн играют ключевую роль в обеспечении эффективного функционирования мобильной нелинейной РТС. Передающая антенна с эллиптическим основанием формирует устойчивый зондирующий СВЧ-сигнал с высокой равномерностью распределения мощности в исследуемой зоне, что повышает качество регистрации нелинейных откликов от электронных объектов. Приемные антенны, установленные по бортам мобильной платформы, реализуют суммарно-разностный метод локализации, позволяющий с высокой точностью определять положение источников 2-й гармоники за счет разнесенной конфигурации и цифровой обработки сигналов. Такой подход обеспечивает надежное обнаружение и локализацию даже в сложных условиях городской застройки или на участках с неровным рельефом, делая мобильную нелинейную РТС важным инструментом инженерной робототехники и технологий безопасного поиска НО.

3.6 Выводы по разделу 3

1. На основании лабораторных экспериментов обоснована целесообразность применения цилиндрической и конической СА с эллиптическим основанием в роли широкополосных электродинамических излучающих структур для организации обзорного канала нелинейной РТС. Широкополосность СА обеспечивает работу сразу на нескольких частотах (как на f_0 , так и на его гармониках) без необходимости смены антенны или перенастройки, а эллиптическая поляризация источника излучения повышает вероятность возбуждения нелинейного отклика в объекте, находящемся в приповерхностном слое земли, вне зависимости от ориентации или поляризационных свойств рассеивателя СВЧ-энергии поля источника излучения. Таким образом, одна СА с эллиптическим основанием способна заменить набор нескольких узкополосных

антенн в составе радиопередающего канала мобильной нелинейной РТС, что упрощает конструкцию системы и повышает эффективность ее применения в инженерной робототехнике. Предлагаемое применение широкополосной СА подтверждено экспериментальными данными и обладает высоким потенциалом для практического внедрения.

2. На основании проведенного имитационного моделирования процесса функционирования нелинейной РТС разработан алгоритм обработки принятых нелинейной РТС сигналов, позволяющий с заданной точностью производить обнаружение НО.

3. Амплитудные методы локализации, включая методы максимума, минимума и сравнения, являются эффективными инструментами для угловой локализации НО с электронным изделием в зоне действия нелинейных РТС. В частности, метод сравнения демонстрирует наилучшую точность за счет высокой крутизны угловой характеристики при небольших углах смещения источника сигнала. Для практического применения в составе мобильной нелинейной РТС на базе безопасной машины именно этот метод предпочтителен, так как позволяет минимизировать ошибки и обеспечивает надежность работы даже при низком уровне отраженного сигнала и наличии помех. Фазовый метод также представляет интерес благодаря способности определять направление прихода радиоволн по разности фаз принимаемых сигналов, однако требует использования многоканальных схем с достаточно узкой ДНА, приводит к громоздкости и стоимости аппаратной реализации. Данный подход можно применить в системах, размещаемых на мобильных платформах с автономной системой электроснабжения.

4. На основании исследования амплитудного метода угловой локализации (суммарно-разностный метод) для нелинейной РТС с точки зрения их угловой разрешающей способности можно сделать следующие выводы и рекомендации:

- для уверенного разделения источников их угловое расстояние должно превышать ширину главного лепестка ДНА (порядка $1,5\theta_{0.5}$);

- результаты моделирования подтверждают эффективность данного метода угловой локализации для практического применения. Суммарно-разностная обработка сигналов демонстрирует очевидные преимущества благодаря автоматической обработке данных, меньшей зависимости от нестабильности каналов и возможности точного измерения даже при сложных условиях. Тем не менее, реальная разрешающая способность может быть хуже расчетной из-за влияния шумов, флуктуаций амплитуды и фаз, а также некогерентности сигналов – эти факторы требуют дальнейшего исследования.

5. Разработана структурная схема мобильной нелинейной РТС на базе безопасной машины, обеспечивающей надежное обнаружение и точную угловую локализацию электронных объектов. Импульсная мощность и рабочая частота излучателя, а также специально спроектированная антенная система позволяют гарантированно фиксировать нелинейные отклики на дистанции не менее 30 метров с точностью позиционирования до долей градуса. Применение передающей антенны с эллиптическим основанием и двухканального приема с суммарно-разностным методом локализации обеспечивает уверенный захват и идентификацию электронных компонентов даже в сложных городских условиях и на труднодоступных участках местности, что повышает надежность и эффективность работы операторов инженерной робототехники.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе предложены эффективные научные решения актуальной задачи совершенствования методов радиообнаружения электрических неоднородностей с квадратичной ВАХ для мобильных роботизированных систем мониторинга. Разработанные технические решения способствуют существенному улучшению показателей дальности обнаружения и точности локализации предметов с электронным изделием, что имеет важное значение для повышения уровня безопасности очистки местности в городских условиях и сельской местности. Результаты исследования обладают практической ценностью и открывают перспективы развития СВЧ-технологий для подповерхностной локации.

В процессе проведенных исследований получены следующие основные результаты:

1. Предложена усовершенствованная математическая модель нелинейной РТС, учитывающая особенности нелинейных преобразований при воздействии СВЧ-излучения на НО. Новая модель позволяет детально описать процесс преобразования гармонического сигнала и точно прогнозировать дальность обнаружения слабоконтрастных электрических неоднородностей с квадратичной ВАХ в свободном пространстве. В модели точечного элемента рассеяния с полупроводниковыми компонентами квадратичная ВАХ представлена в виде ряда Тейлора, первые три члена которого определяют электрические свойства неоднородности, влияющие на величину эхосигнала. На основе полученных зависимостей была выведена инженерная формула, обеспечивающая расчет ключевых параметров обнаружения нелинейными РТС при радиозондировании местности с сохранением правильной физической размерности всех переменных. На основании проведенного имитационного моделирования процесса функционирования нелинейной РТС разработан алгоритм обработки принятых

нелинейной РТС сигналов [88], позволяющий с заданной точностью производить обнаружение НО.

2. Усовершенствован метод расчета радиолинии 2-го рода с НО, отражающим радиоволны СВЧ-диапазона, в котором, в отличие от известных методов учтены: обобщенная математическая модель нелинейной РТС, основанная на степенном ряде Тейлора для квадратичной ВАХ точечного рассеивателя СВЧ-сигнала, которая позволила описать НО с помощью метода полиномиальной аппроксимации; общие потери СВЧ-энергии в свободном пространстве. Выведенные аналитические выражения показывают, что мощность принимаемого СВЧ-сигнала на 2-й и 3-й гармониках обратно пропорциональна расстоянию до объекта в 6-й и 8-й степени соответственно.

3. Усовершенствован метод оценки вероятности правильного обнаружения D и вероятности ложной тревоги F в условиях воздействия шума применительно к радиообнаружению 2-й гармоники СВЧ-сигнала. Анализ кривых обнаружения подтвердил критическую зависимость вероятности обнаружения от таких параметров, как мощность излучения, уровень шума приемного устройства, расстояние до НО, формы освещаемой передающей антенной поверхности и угла наклона зондирующего луча. Полученные результаты демонстрируют, что повышение мощности излучения оказывает более значительное влияние на увеличение дальности действия и вероятности обнаружения по сравнению со снижением уровня шума приемника.

4. В результате экспериментальных исследований характеристик нелинейного рассеяния радиоволн СВЧ-диапазона подтверждена целесообразность применения СА в нелинейных РТС. Сравнительный анализ амплитудных методов локализации (метод максимума, минимума и сравнения) показал, что наибольшей точностью угловой локализации НО обладает метод сравнения (суммарно-разностный). Данный метод обеспечивает высокую крутизну угловой характеристики и минимизацию погрешностей даже при малых углах смещения источника сигнала. В условиях реальной эксплуатации нелинейной РТС наиболее предпочтительным является именно метод сравнения

благодаря его способности обеспечивать высокую надежность и точность при низких уровнях отраженного от НО СВЧ-сигнала и значительных помехах окружающего фона. Фазовый метод, несмотря на перспективность и точность измерений, требует сложной многоканальной схемы и более узких главных лепестков АДН антенны, что ограничивает его внедрение.

5. Анализ разрешающей способности суммарно-разностного метода локализации НО подтвердил, что минимальное угловое расстояние для уверенного разделения двух близко расположенных источников электромагнитного излучения должно превышать ширину главного лепестка АДН, что соответствует уровню $1,5\theta_{0,5}$. Данный метод демонстрирует существенные преимущества за счет одновременной обработки сигналов, большей устойчивости к нестабильности фазовой длины каналов в нелинейной РТС и возможности точного измерения углового положения НО даже в условиях сложных помеховых и эксплуатационных факторов.

6. На основании исследований, выполненных в разделах 2 и 3, предложено использование детектирования 2-й гармоники СВЧ-сигнала в мобильной роботизированной системе мониторинга. Определены оптимальные параметры импульсного передатчика мощностью 100-200 Вт и рабочая частота 2,4/4,8 ГГц, обеспечивающие дальность обнаружения НО на 2-й гармонике СВЧ-сигнала не менее 30 м и соблюдение предельно допустимых уровней электромагнитного излучения в зоне нахождения операторов мобильной системы. Применение широкополосной СА и двухканальной приемной системы с суммарно-разностным методом позволяет эффективно разделять сигналы от близко расположенных источников излучения 2-й гармоники СВЧ-сигнала, рассеянного электрической неоднородностью с квадратичной ВАХ.

Кроме того, в ходе исследования были устранены основные недостатки известных методов расчета нелинейных РТС, предложенных Щербаковым Г.Н. и Gallagher К.А., благодаря учету размерности радиотехнических параметров и радиофизических величин. Это повысило точность моделирования физических процессов в радиолиниях 2-го рода с электрическими неоднородностями,

имеющими квадратичные ВАХ. Усовершенствованные подходы позволили увеличить достоверность расчетов дальности действия системы и эффективности обнаружения источников вторичного излучения 2-й гармоники, а также обеспечить точную угловую локализацию НО в зоне действия мобильной нелинейной РТС. Полученные результаты демонстрируют высокую перспективность предложенных методов и их важное значение для дальнейших научных исследований и практических приложений.

Таким образом, цель диссертационной работы достигнута, научная задача решена в полном объеме. Предложенные решения обладают значительным потенциалом для дальнейшего практического применения, способствуя повышению уровня безопасности поиска электрических неоднородностей окружными техническими службами мониторинга местности Вьетнама.

В качестве перспектив дальнейшей разработки темы можно отметить пути разработки и исследования методов обнаружения НО на основе применения сложных сигналов.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АДН	– амплитудная диаграмма направленности;
ВАХ	– вольтамперная характеристика;
ГС	– генератор сигнала;
ДН	– диаграмма направленности;
ДНА	– диаграмма направленности антенны;
МОМ	– металл-оксид-металл;
МШУ	– малошумящий усилитель;
НО	– нелинейный объект;
ПУ	– поворотное устройство;
РТС	– радиотехническая система;
РЭС	– радиоэлектронные средства;
СА	– спиральная антенна;
СВЧ	– сверхвысокая частота;
СРВ	– Социалистическая Республика Вьетнам;
УМ	– усилитель мощности;
ЦСП	– цифровой сигнальный процессор;
ЦОС	– цифровая обработка сигнала;
ЭМП	– электромагнитное поле;
ЭМПив	– электромагнитные поля и волны.

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. Паньчев, С. Н. Нелинейная радиолокация: методы, техника и области применения / С. Н. Паньчев. // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 2000. – № 5. – С. 54-61.
7. 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/NIPR.2024.16.3.006. // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2024. – № 3-4. – С. 64-71.
8. 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.
9. Vũ Quốc Huy. Nghiên cứu phát triển tổ hợp thiết bị dò tìm bom, mìn, vật nổ sau chiến tranh ở Việt Nam / Vũ Quốc Huy, Phan Văn Quang. // Tạp chí Khoa học và Công nghệ Việt Nam. – 2022. – № 3. – С. 41-44.
 10. 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.
 11. 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.
 12. 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.
 13. 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.diagnostm.tmweb.ru/netcat_files/userfiles/udincev.pdf (дата обращения: 18.10.2023).
 14. Щербаков, Г.Н. Средства обнаружения тайников с оружием и боеприпасами в толще грунта / Г.Н. Щербаков. // Специальная техника. – 2000. – № 2. – С. 18-23.
 15. Ткач, В. Н. Комплект разнородных средств обнаружения радиоэлектронных устройств на основе методов нелинейной и пассивной радиолокации / В. Н. Ткач, И. В. Парфенцев, С. С. Звездинский. // Защита информации. Инсайд. – 2022. – № 1(103). – С. 3-9.
 16. Быстров, В. В. Способ нелинейной радиолокации с линейным частотным модулированным зондирующим сигналом / В. В. Быстров, В. П. Лихачев, А.

- А. Власенкова, Н. С. Тимофеева. // Патент на изобретение № 2750571 С1. Заявка № 2020111509 от 19.03.2020.
17. Доматырко, Д. Г. Нелинейный радиолокатор и особенности его применения при поиске замаскированных устройств [Электронный ресурс]/ Д. Г. Доматырко, Н. И. Козачок, В. П. Литвиненко. // Вестник ВГТУ. – 2010. – № 1. – Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/nelineynyy-radiolokator-i-osobennosti-ego-primeneniya-pri-poiske-zamaskirovannyh-ustroystv> (дата обращения: 18.11.2024).
18. 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.
19. Луи, П.Л. Пассивные интермодуляционные помехи в системах связи / П.Л. Луи. // IEEE Electronics & Communication Engineering. – 1990. – Т. 2, № 3. – С. 109-118.
20. Усов, Н. А. Модулирующие свойства объектов в нелинейной радиолокации / Н. А. Усов, В. Н. Похващев. // 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.
21. Бабанов, Н. Ю. Необходимые характеристики для описания пространственных свойств простых нелинейных рассеивателей / Н. Ю. Бабанов, С. В. Ларцов. // Радиотехника. – 2009. – № 5. – С. 34-39.
22. 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.
23. Щербаков, Г. Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов / Г. Н. Щербаков. // Специальная техника. – 1999. – № 1. – С. 34-39.
24. Mishra, A. A Review: Recent Progress in the Design and Development of Nonlinear

- Radars / A. Mishra, C. Li. // *Remote Sensing*. – 2021. – Vol. 13. – Article 4982.
25. Афонин, И. Л. Об использовании двухуровневого зондирующего сигнала в нелинейной радиолокации / И. Л. Афонин, А. Н. Дегтярев, А. Л. Поляков [и др.] – DOI 10.30898/1684-1719.2021.11.3. // *Журнал радиоэлектроники*. – 2021. – № 11.
26. Alam, J. A Mathematical Framework, Simulation, and Measurement of Harmonic Identification Systems / J. Alam, M. Khaliel, A. El-Awamry, F. Zheng, K. Solbach, T. Kaiser. // *IEEE Access*. – 2023. – Vol. 11. – P. 71811-71822.
27. Фам Дык Хи. Модель нелинейной радиотехнической системы в свободном пространстве / Фам Дык Хи, Нгуен Ван Кыонг, А. В. Николаев [и др.] – DOI 10.34832/NIPR.2024.16.3.007. // *Труды Научно-исследовательского института радио*. – 2024. – № 3-4. – С. 72-80.
28. 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.
29. 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.
30. Щербаков, Г.Н. Новые методы обнаружения скрытых объектов / Г. Н. Щербаков, М. А. Анцелевич. – М.: ООО «Эльф ИПР», 2011. – 504 с.
31. Николаев, А.В. Использование электромагнитного спектра при нелинейно-параметрической локации рукотворных объектов в полупроводящих средах / А.В. Николаев. // *Спецтехника*. – 2011. – № 1. – С. 37-43.
32. Su, Z. A Miniaturization Harmonic Radar Tag for Insect Tracking Application / Z. Su, X. Wan, J. Yi, Z. Gong. // *Proc. 14th Int. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*. – 2024. – P. 1-4.
33. 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. – № 6(292). – С. 24-44.
34. Wang, Z. Mechanism and Characteristic of Nonlinear Clutter in Harmonic Radar With Frequency-Modulated Waveform / Z. Wang, J. Yi, Z. Gong, Wan X. // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. – 2023. – Vol. 59. – P. 4240-4249.
35. Семенихина, Д. В. Параметрическое возбуждение микрополосковой решетки с нелинейными нагрузками / Д. В. Семенихина. // Нелинейный мир. – 2005. – № 9. – С. 363–366.
36. 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.
37. 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.
38. 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.
39. Perez, B. Identification and Classification of Electronic Devices Using Harmonic Radar / B. Perez, G. J. Mazzaro, T. J. Pierson. // 2023 19th International Conference on Distributed Computing in Smart Systems and the Internet of Things (DCOSS-IoT). – 2023. – P. 248-255.
40. Якубов, В. П. Статистическая радиофизика: учебное пособие / В. П. Якубов. – Томск: Изд-во НТЛ, 2006. – 132 с.
41. 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.
42. Harzheim, T. A SFCW harmonic radar system for maritime search and rescue using passive and active tags / T. Harzheim, M. Mühlmeier, H. Heuermann. // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. – 2021. – Vol. 13. – P. 691-707.
 43. Storz, G. Compact Low-cost FMCW Harmonic Radar for Short Range Insect Tracking / G. Storz, A. Lavrenko. // *2020 IEEE International Radar Conference (RADAR)*. – 2020. – P. 642-647.
 44. Lavrenko, A. Autonomous Swarm of UAVs for Tracking of Flying Insects with Harmonic Radar / A. Lavrenko, Z. Barry, R. Norman, C. Frazer, Y. Ma, G. K. Woodward, S. M. Pawson. // *2021 IEEE 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring)*. – 2021. – P. 1-5.
 45. 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.
 46. Belyaev, V. V. Object detection range enhancement by means of nonlinear radar employing two signals with linear frequency modulation / V. V. Belyaev, A. T. Mayunov, S. N. Razin'kov. // *Measurement Techniques*. – 2003. – Vol. 46, No. 7. – P. 802-805.
 47. Dardari, D. Detection and accurate localization of harmonic chipless tags / D. Dardari. – DOI 10.1186/s13634-015-0261-7. // *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. – 2015. – 2015 (1) – P. 77.
 48. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учебник для вузов / П. А. Бакулев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.
 49. 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.

50. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
51. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
52. Кошелев, В. И. Современные методы повышения эффективности обнаружения радиолокационных сигналов / В. И. Кошелев, В. Г. Андреев, В. А. Белокуров. – Рязань: Полиграф, 2014. – 208 с.
53. Чистяков, В. П. Курс теории вероятностей [Текст] : учебник для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлениям подготовки и специальностям в области техники и технологии / В. П. Чистяков. – 7-е изд., испр. и доп. – Москва : Дрофа, 2007. – 253 с.
54. Ilbegi, H. Classification of Electronic Devices Using a Frequency-Swept Harmonic Radar Approach / H. Ilbegi, H. I. Turan, I. S. Yetik, H. T. Hayvacı. // Remote Sensing. – 2022. – Vol. 14. – Article 2953.
55. Mazzaro, G. J. Nonlinear radar: a historical overview and a summary of recent advancements / G. J. Mazzaro, K. A. Gallagher, K. D. Sherbondy, A. F. Martone. – DOI 10.1117/12.2553478. // Radar Sensor Technology XXIV. – 2020. – Vol. 11408. – P. 72-87.
56. 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.
57. Furer, O. V. Comparison of the far and near field of an elliptical spiral antenna / O. V. Furer, R. M. Valiullin. // Международный журнал прикладных наук и технологий «Integral» – 2022. – №. 5 – P. 1637-1643.
58. Король, Д. Г. Плоская спиральная двухзаходная антенна для цифровой антенной решетки беспилотного летательного аппарата / Д. Г. Король. – DOI 10.18127/j00338486-202501-11. // Радиотехника. – 2025. – Т. 89, № 1. – С. 120-

- 128.
59. Hayvaci, H. T. A Linear Model for Classification of Electronic Devices Using Harmonic Radar / H. T. Hayvaci, M. Shahi, H. Ilbegi, I. S. Yetik. – DOI 10.1109/TAES.2021.3079572. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2021. – Vol. 57, No. 6. – P. 3614-3622.
60. Perez, B. Detecting the Presence of Electronic Devices in Smart Homes Using Harmonic Radar Technology / B. Perez, G. J. Mazzaro, T. J. Pierson, D. F. Kotz. – DOI 10.3390/rs14020327. // Remote Sensing. – 2022. – Vol. 14. – Article 327.
61. Семенихина, Д. В. Анализ электродинамических структур с нелинейными нагрузками: дис. ... д-ра тех. наук: 05.12.07 / Д. В. Семенихина. – М., 2020. – 519 с.
62. 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.
63. Гринь, И. В. Оценка координат источника радиоизлучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода / И. В. Гринь, Р. А. Ершов, О. А. Морозов, В. Р. Фидельман. // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2014. – № 4 (32). – С. 71-81.
64. Ворошилин, Е. П. Определение координат источников радиоизлучения разностно-дальномерным методом с использованием группировки низкоорбитальных малых космических аппаратов / Е. П. Ворошилин, М. В. Миронов, В. А. Громов. // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1-2 (21). – С. 23-28.
65. Симонян, А. А. Исследование и сравнительный анализ современных методов по определению угловых координат источника радиоизлучения / А. А. Симонян, С. Н. Замуруев. // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2022. – Т. 191, № 6. – С. 34-39.
66. Гусейнов, М. Я. Улучшение разрешающей способности по дальности

- дозорной РЛС в режимах РСА методом межпериодного расширения спектра / М. Я. Гусейнов, Т. А. Лепехина, В. И. Николаев, А. М. Тарасенко. // Успехи современной радиоэлектроники. – 2015. – № 5. – С. 6-12.
67. Елисеев, А. В. Теоретические основы телекоммуникационных радиотехнических систем и устройств : учебник / А. В. Елисеев, В. А. Погорелов, А. А. Строцев, В. В. Хуторцев. – Москва : ФИЗМАТЛИТ, 2023. – 448 с.
68. Коваленко, В. П. Фазовый способ пеленгации широкополосных сигналов и фазовый пеленгатор / В. П. Коваленко, З. Н. Турлов, А. О. Жуков, И. Н. Валяев. // Патент на изобретение № 2822466 С1. Заявка № 2024100849 от 15.01.2024.
69. Вехов, Е. А. Влияние угла места положения источника радиолокационного излучения на пеленгационные показания однокоординатных пеленгаторов амплитудного и фазового типов / Е. А. Вехов, А. Н. Коноплин, Е. С. Коровин. // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: материалы IX Всерос. науч.-техн. конф., Омск, 26-27 апреля 2022 г. / Отв. за выпуск С. Д. Сиберт. – Омск: Омский гос. техн. ун-т, 2022. – С. 93-98.
70. Козлов, С. В. Пеленгационные антенные системы с пространственной компенсацией помех : учеб.-метод. пособие / С. В. Козлов. – Минск : БГУИР, 2019. – 158 с.
71. Денисов, В. П. Угловая разрешающая способность фазовых радиопеленгаторов с антенными системами в виде линейных решеток / В. П. Денисов, Д. В. Дубинин, Д. В. Ерофеев. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2020. – Т. 3, № 2. – С. 162-170.
72. Симонян, А. А. Улучшение точностных характеристик пеленгаторов путем калибровки радиоприемного тракта с учетом размещения на летательном аппарате / А. А. Симонян, С. Н. Замуруев, В. О. Скрипачев. – DOI 10.18127/j03209601-202303-04. // Антенны. – 2023. – № 3(283). – С. 37-43.
73. Алешкин, А. П. Повышение угловой разрешающей способности антенной

- решетки в области диаграмм направленности при заданном дискретном интервале разрешения / А. П. Алешкин, С. Н. Балакирев, В. И. Невзоров, П. В. Савочкин. // Труды Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. – 2021. – № S680. – С. 269-273.
74. Денисов, В. П. Угловая разрешающая способность фазовых радиопеленгаторов с антенными системами в виде линейных решеток / В. П. Денисов, Д. В. Дубинин, Д. В. Ерофеев. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2020. – Т. 3, № 2. – С. 162-170.
75. Сытенький, В. Д. Определение координат источников излучения в пассивных РЛС амплитудным методом / В. Д. Сытенький, И. И. Маркович, Е. Е. Завтур. – DOI 10.18522/2311-3103-2021-1-72-81. // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 1(218). – С. 72-81.
76. Гринкевич, В. И. Способы повышения чувствительности и точности определения пеленга в радиоприемных трактах амплитудных импульсных пеленгаторов / В. И. Гринкевич, М. А. Матюшков, Н. А. Титович. // Информационные радиосистемы и радиотехнологии: материалы науч.-техн. конф., Минск, 29-30 ноября 2022 г. – Минск: Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022. – С. 305-307.
77. 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.
78. Алхимов, Д. Д. Двухзаходная плоская спиральная антенна с коаксиальным кабелем / Д. Д. Алхимов, П. И. Пальгин. // Патент на изобретение № 227003 U1. Заявка № 2024113950 от 22.05.2024.
79. 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.
80. Алешкин, А. П. Метод повышения разрешающей способности и точности радиолокационных угловых измерений на основе последовательной пространственно-временной обработки принимаемых сигналов / А. П. Алешкин, В. В. Владимиров, В. И. Невзоров, П. В. Савочкин. // Информационно-управляющие системы. – 2020. – № 2 (105). – С. 37-45. – DOI 10.31799/1684-8853-2020-2-37-45.
81. 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.
82. 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.
83. Зайков, К. Д. Оценка угловой разрешающей способности метода пространственного отождествления и комплексирования измерений пассивных многопозиционных систем радиолокации / К. Д. Зайков, А. С. Аникин. // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: материалы X Всерос. науч.-техн. конф., Омск, 16-17 апреля 2024 г. – Омск: Омский государственный технический университет, 2024. – С. 76-81.
84. Порубов, Г. Г. Методика выбора дополнительных баз антенных структур многобазовых фазовых пеленгаторов для уменьшения вероятности

- регистрации ложных пеленгов / Г. Г. Порубов. – DOI 10.21293/1818-0442-2019-22-4-7-12. // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2019. – Т. 22, № 4. – С. 7-12.
85. Черевко, А. Г. Моделирование разворачиваемой экологической спиральной конической логарифмической графеновой антенны для спутниковой связи / А. Г. Черевко, Ю. В. Моргачев. – DOI 10.33764/2618-981X-2020-8-2-62-68. // Интерэкспо Гео-Сибирь. – 2020. – Т. 8, № 2. – С. 62-68.
86. Голик, А. М. Обеспечение разрешающей способности гомодинного измерителя дальности и угловых координат / А. М. Голик, Ю. А. Шишов, Ю. Е. Толстуха, Ю. А. Клейменов. // Вестник метролога. – 2022. – № 3. – С. 12-18.
87. 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.
88. Фам, Д. Х. Имитационная модель нелинейной радиотехнической системы и алгоритм обработки принимаемых сигналов при обнаружении нелинейных объектов / Д. Х. Фам // Электросвязь. – 2026. – № 3. – С. 20-29. – DOI 10.34832/ELSV.2026.77.3.003.



ОТВЕРЖДАЮ»

Заместитель проректора по учебной
работе МТУСИ

Камалова Г. И.

2026 г.

Акт

о реализации результатов диссертационной работы на тему:
«Обработка радиосигналов при обнаружении объектов с квадратичной вольтамперной характеристикой для инженерной робототехники» в учебном процессе Ордена Трудового Красного Знамени федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Московский технический университет связи и информатики»

Комиссия в составе:

председатель – д.т.н., доцент Кленов Н.В.

члены комиссии: д.ф.-м.н. Соловьев И.И.

к.ф.-м.н. Щеголев А.Е.

установила, что научные результаты, полученные в кандидатской диссертации Фам Дык Хи, а именно:

-порядок численного расчета отражающих свойств электрической неоднородности с квадратичной вольтамперной характеристикой в свободном пространстве для радиолиний 2-го рода;

- разработанная Фам Дык Хи усовершенствованная математическая модель нелинейной радиотехнической системы, работающей на 2-й гармонике, учитывающая степень экранирования электрической неоднородности и форму освещенной передающей антенны участка поверхности земли,

используются на кафедре «Техническая электродинамика и антенны» при чтении лекций и проведении практических занятий согласно рабочей программе дисциплины «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства» для бакалавров направления подготовки 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»

Председатель комиссии:

д.т.н., доцент Кленов Н.В.

Члены комиссии:

д.ф.-м.н. Соловьев И.И.

к.ф.-м.н. Щеголев А.Е.

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