

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО
ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

На правах рукописи



Проскуряков Владимир Борисович

**ОПТИМИЗАЦИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА
ОСНОВЕ УПРАВЛЯЕМЫХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДАХ
МОДУЛИРУЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ**

Специальность 01.04.03 – Радиофизика

**Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук**

**Научный руководитель
доктор физико-математических наук,
профессор Парфенов В.И.**

Воронеж – 2015

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	4
ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. ИССЛЕДОВАНИЕ МОДУЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ СИСТЕМЫ «ДИОД-ДИПОЛЬ»	12
1.1. Описание системы «диод-диполь» и сравнение с другими управляемыми рассеивателями	12
1.2. Зависимость коэффициента амплитудной модуляции от величины перепада эффективной поверхности рассеивания системы «диод-диполь»	15
1.3. Радиофизический подход к анализу процесса изменения ЭПР системы «диод-диполь»	17
1.4. Эквивалентные схемы полупроводниковых диодов различной структуры на высокой частоте.....	24
1.5. Экспериментальное подтверждение справедливости радиофизического подхода	29
1.6. Работа системы при сильном и слабом модулирующем воздействии	43
1.7. Основные результаты и выводы.....	46
ГЛАВА 2. РАЗЛИЧНЫЕ ВИДЫ МОДУЛИРУЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ ДЛЯ СИСТЕМЫ «ДИОД-ДИПОЛЬ». УРАВНЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ СИСТЕМЫ «ДИОД-ДИПОЛЬ»	48
2.1. Модулятор на основе схемы Колпитца.....	48
2.2. Режимы работы модулятора (детерминированный режим, стохастический режим).....	51
2.3. Перенос системой «диод-диполь» спектров различных модулирующих сигналов в область высоких частот.....	55
2.4. Дальность действия системы «диод-диполь» при гармоническом возбуждении. Сравнение со случаем нелинейного отражения	62
2.5. Основные результаты и выводы.....	74
ГЛАВА 3. СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ СИСТЕМЫ «ДИОД-ДИПОЛЬ», ПРИ	

РАЗЛИЧНЫХ ВИДАХ МОДУЛИРУЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ И НАБОРАХ АПРИОРНЫХ ДАННЫХ	76
3.1. Синтез оптимального приемника обнаружителя сигнала при гармоническом модулирующем воздействии.....	76
3.2. Синтез оптимального приемника обнаружителя сигнала при гармоническом модулирующем воздействии с учетом уширения спектра отраженного сигнала..	82
3.3. Синтез оптимального приемника обнаружителя сигнала с произвольной формой огибающей	87
3.4. Синтез оптимального приемника обнаружителя сигнала с неизвестной формой модулирующей функции.....	92
3.5. Синтез оптимального приемника обнаружителя сигнала со стохастической амплитудной модуляцией для различных видов аппроксимаций спектра мощности	97
3.6. Основные результаты и выводы.....	106
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	108
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	110

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АМ – амплитудная модуляция

ВАХ – вольт-амперная характеристика

ГВЧ – генератор высокой частоты

ГГц – 10^9 Гц

ГН – генератор низкой частоты

ГХ – генератор хаоса

дБ – децибел

дБм – децибел-милливатт

ДН – диаграмма направленности

КНД – коэффициент направленного действия

КСВ – коэффициент стоячей волны

ЛФОП – логарифм функционала отношения правдоподобия

МОм – 10^6 Ом

МОМ – металл окисел металл

НЭПР – нелинейная эффективная поверхность рассеяния

ОСШ – отношение сигнал/шум

ОУ – операционный усилитель

пкФ – 10^{-12} Фарад

РУР – радиолокационный управляемый рассеиватель

СВЧ – сверхвысокие частоты

ФР – фрактальная размерность

ШПР – широкополосный радиоприемник

ЭДС – электродвижущая сила

ЭМВ – электромагнитная волна

ЭМП – электромагнитное поле

ЭПР – эффективная поверхность рассеяния

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Управляемый параметрический рассеиватель представляет собой устройство, осуществляющее переизлучение падающего на его поверхность электромагнитного поля и модуляцию его параметров за счет изменения свойств своих электродинамических характеристик. В качестве управляемого рассеивателя могут выступать различные физические системы и объекты, такие как: газоразрядные приборы с электронным управлением параметрами плазменного облака, резонансные антенны с возможностью управления рассеивающими свойствами, полупроводниковые панели с неравновесной концентрацией плазмы и другие. В зависимости от типа и свойств управляемого рассеивателя может осуществляться амплитудная, фазовая или поляризационная модуляция отраженного поля. Область применения управляемых рассеивателей весьма обширна: регистрация пространственно-временных распределений электромагнитных полей, создание, так называемых, «умных» радиопокрытий (в зарубежной терминологии SmartSkin), радиомаяки в системах радионавигации и радиопозиционирования, радиометки для различных объектов и RFID (Radio Frequency IDentification) технологии, позволяющие отслеживать маршруты при логистике грузов, передвижения животных и людей.

Технологии RFID представляют собой один из способов автоматизированной идентификации объектов, в котором посредством радиосигналов записываются или считываются данные, находящиеся в транспондерах или RFID-метках. В общем случае, RFID-радиометка состоит из радиотракта, осуществляющего прием и передачу радиосигнала и интегральной микросхемы содержащей идентификационную информацию. В зависимости от применяемого источника питания радиометки делятся на три категории: активные (содержащие источник питания и излучающие радиосигнал), полупассивные (содержат источник питания для интегральной микросхемы и не излучают радиосигнал), пассивные (не содержат источника питания).

Преимущества управляемых рассеивателей, заключающиеся в небольших габаритах, низком энергопотреблении, малой инерционности управления и низкой себестоимости, обуславливают востребованность их применения для систем передачи информации и в качестве полупассивных RFID радиометок. В настоящем диссертационном исследовании для применения в качестве радиометок рассматривается управляемый рассеиватель на базе системы «диод диполь».

Данная система представляет собой резонансную антенну в виде полуволнового вибратора, в качестве нагрузки которой выступает полупроводниковый диод. Изменяя положение рабочей точки диода с помощью внешнего источника смещения, можно варьировать эффективную поверхность рассеяния системы, а, следовательно, и мощность отраженного поля. При динамическом управлении смещением осуществляется амплитудная модуляция отраженного поля за счет изменения ЭПР диполя.

Для применения данной системы в качестве RFID радиометки необходимо наличие зондирующего источника радиоизлучения, управляемого рассеивателя, а также приемника отраженного от рассеивателя промодулированного сообщением радиосигнала. Для увеличения дальности обнаружения радиометки возможно увеличение мощности зондирующего облучения, однако, эта мощность должна быть ограничена соображениями безвредности для биологических объектов. Следовательно, для увеличения дальности обнаружения радиометки необходимо повысить глубину модуляции переотраженного системой сигнала, а также поднять чувствительность радиоприемника.

Таким образом, разработка модели взаимодействия полупроводникового элемента с резонансной антенной является одной из актуальных задач, так как позволяет наилучшим образом подобрать характеристики полупроводникового диода и параметры управления для снижения энергопотребления и увеличения глубины модуляции отраженного поля. Другой актуальной задачей является рассмотрение работы системы для передачи широкополосных сигналов (например, при передаче идентификационных данных радиометки) и повышение

эффективности обработки принятого сигнала за счет синтеза оптимальных радиоприемных устройств с учетом особенности работы системы «диод-диполь», заключающейся в наличии фонового сигнала, отраженного от объектов пространства, когерентного с полезным.

Степень разработанности проблемы

Теоретические основы и практические аспекты применения управляемых рассеивателей на базе системы «диод-диполь» разработаны ведущими отечественными и зарубежными учеными. Использование рассеивателей для целей радиоголографии и радиовидения представлено в работах Гинзбурга В.М., Лукина А.Н., Струкова И.Ф., Гридина Ю.И., Swingler D., Anderson A., Вайнберга Э. И. Применение подобных систем в качестве радиометок исследовано в работах Лукина А.Н., Бабанова Н.Ю., Мальцева А.В., Fischer M., Степанова Г.В., Chisholm J., Roy S.

Однако в научных трудах вышеуказанных ученых отсутствуют исследования принципов модуляции системы, а также не указаны параметры полупроводниковых диодов, оказывающих влияние на глубину модуляции отраженного поля. Также в этих работах в качестве модулирующего воздействия применялись лишь узкополосные гармонические сигналы, что ограничивает возможности применения системы «диод-диполь» для целей передачи информации.

Целью диссертационного исследования является увеличение дальности обнаружения управляемого рассеивателя на базе системы «диод-диполь» за счет повышения глубины модуляции отраженного поля, а также разработки и анализа оптимальных алгоритмов приема сигнала, отраженного от данной системы. Для реализации этой цели в диссертационной работе поставлены и решены следующие **научные задачи:**

1. Создание модели модуляции системы «диод-диполь». Определение параметров полупроводникового диода, вносящих основной вклад в глубину модуляции отраженного поля.
2. Исследование возможности работы системы с широкополосными модулирующими воздействиями, в том числе и стохастическими.
3. Расчет дальности действия системы «диод-диполь» с фиксированными параметрами модуляции.
4. Синтез оптимальных приемников обнаружителей сигнала, отраженного от системы «диод-диполь», для различных модулирующих воздействий и наборов априорных данных.

Методы проведения научного исследования

При решении задач, поставленных в диссертационной работе, использовались: методы теоретической электродинамики, радиофизические методы описания полупроводниковых приборов, методы построения автоколебательных систем, теоретические методы радиолокации, методы статистической радиофизики, методы теории вероятностей и математической статистики, методы моделирования на ЭВМ случайных процессов, а также методы экспериментальной радиофизики.

Научная новизна работы

Наиболее существенные научные результаты, полученные автором в ходе диссертационного исследования и составляющие его научную новизну состоят в следующем:

1. На основе радиофизического и электродинамического подходов разработана модель модуляции. В отличие от радиотехнических моделей, разработанных ранее, она позволяет найти зависимость ЭПР системы от параметров диода. Выявлены параметры полупроводникового диода, вносящие основной вклад в глубину модуляции отраженного поля.

2. В отличие от большинства работ по применению системы «диод-диполь» в качестве радиометок, в которых модулирующее воздействие представляет собой узкополосный гармонический сигнал, была исследована и подтверждена возможность переноса системой «диод-диполь» широкополосных модулирующих сигналов в область радиочастот, в том числе и для стохастического модулирующего сигнала.
3. С помощью методов теоретической радиолокации был произведен расчет дальности действия системы «диод-диполь» с учетом экспериментальных данных об ЭПР системы. В отличие от известного уравнения дальности действия радиосистем, при расчетах учитывалась особенность работы системы «диод-диполь», заключающаяся в наличии фонового сигнала, когерентного с полезным на частоте несущей.
4. Синтезированные с помощью методов статистической радиофизики алгоритмы оптимального приема сигнала, отраженного от системы «диод-диполь» при различных видах модулирующих воздействий и наборах априорных данных, в отличие от алгоритмов, не учитывающих нелинейность полупроводникового диода, учитывают энергию высших гармоник принимаемого сигнала.

Практическая значимость работы

Разработанная радиофизическая модель модуляции совместно с алгоритмами оптимального приема позволяют увеличить дальность обнаружения системы «диод-диполь» и повысить глубину модуляции отраженного поля. В связи с этим система «диод-диполь» может быть рекомендована для применения в системах передачи информации и RFID технологиях.

Внедрение научных результатов

Основные результаты диссертационного исследования внедрены в научно-исследовательских работах ОАО ВНИИ «Вега» и в учебном процессе Воронежского государственного университета.

Положения, выносимые на защиту:

1. Радиофизическая модель модуляции отраженного системой «диод-диполь» поля. Выявление основных параметров полупроводниковых диодов, оказывающих наибольшее влияние на глубину модуляции отраженного поля.
2. Уравнение дальности действия радиосистемы на основе «диод-диполя».
3. Алгоритмы оптимального приема сигналов, отраженных от системы «диод-диполь», для различных видов модулирующих воздействий и наборов априорных данных.
4. Характеристики оптимальных приемников для различных видов модулирующих воздействий и наборов априорных данных.

Достоверность и обоснованность результатов и выводов

Достоверность и обоснованность полученных результатов и выводов подтверждается физической аргументированностью и математической корректностью применяемых методов, строгостью принятых допущений и введенных ограничений, использованием фундаментальных положений теоретической электродинамики и статистической радиофизики, доказанных ранее и проверенными практикой, использованием апробированного математического аппарата, совпадением результатов расчета с экспериментальными данными, а также совпадением полученных результатов при переходе к частным случаям с известными.

Личный вклад автора

Результаты, представленные в диссертации, получены при непосредственном участии автора на этапах постановки задач и разработки экспериментальных и теоретических методов для их выполнения, обработки полученных данных и написании 12 публикаций.

Апробация работы

Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на международных научно-технических конференциях: «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2011г., 2012г., 2013г.), «Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы», (г. Воронеж, 2011г., 2012г., 2013г.).

Публикации

По теме диссертации опубликовано 12 работ, в том числе 3 – в изданиях, рекомендованных ВАК.

Структура и объём работы

Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения и списка литературы из 100 наименований, изложена на 118 страницах и содержит 51 рисунок.

ГЛАВА 1. ИССЛЕДОВАНИЕ МОДУЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ СИСТЕМЫ «ДИОД-ДИПОЛЬ»

1.1. Описание системы «диод-диполь» и сравнение с другими управляемыми рассеивателями

В качестве объекта, осуществляющего переизлучение падающего электромагнитного поля с параметрической модуляцией параметров отраженной волны могут выступать различные физические системы [18, 21, 58]: газоразрядные приборы с электронным управлением параметрами плазмы [59], полупроводниковые панели с неравновесной концентрацией заряда [7, 56], резонансные антенны с возможностью управления рассеивающими свойствами [33, 60] и другие.

Рассмотрим газоразрядные приборы с электронным управлением концентрацией плазмы [58, 59]. Одним из вариантов таких устройств являются лампы тлеющего разряда. При падении электромагнитного поля на плазменный слой лампы часть его отражается, а другая его часть, проходя плазменный промежуток, испытывает, в общем случае, изменение как амплитуды, так и фазы. При этом, если частота электромагнитных колебаний падающего поля будет меньше или равна плазменной частоте ($\sim \sqrt{n_e}$, где n_e – концентрация свободных электронов в плазме), то наступает полное отражение поля. Концентрация плазмы в лампе, в свою очередь, зависит от тока, протекающего через нее. При увеличении тока возрастает концентрация плазмы. Таким образом, изменяя значение тока, протекающего через лампу, можно осуществлять амплитудно-фазовую модуляцию отраженной волны. К особенностям применения газоразрядного отражателя следует отнести: узкую диаграмму направленности, относительно невысокую частоту модуляции (определяется инерционными свойствами плазмы в лампе), не превышающую 10 кГц, а также относительно высокую мощность управления (для модуляции плазмы в лампе необходимо

протекание тока в несколько миллиампер при напряжении около 100 В), индекс фазовой модуляции ограничен девиацией плазменного облака. Следовательно, такие приборы больше пригодны для систем визуализации СВЧ полей [1, 8, 13, 24, 26, 58, 99], чем для передачи информации, так как для передачи информации требуются устройства с широкой ДН (для устранения мертвых зон приема), и высокой частотой модуляции для увеличения пропускной способности канала передачи.

Применение электронных пленок или полупроводниковых панелей с повышенной электронной концентрацией в качестве управляемых рассеивателей рассматривалось в работах [7, 47, 56]. Управляемый параметрический рассеиватель любой геометрической формы создается за счет локального повышения концентрации электронов с помощью накачки от светового/лазерного луча, либо бомбардировкой электронов. Из особенностей данного рассеивателя стоит отметить возможность получения рассеивающих транспарантов любой геометрической сложности. Из недостатков следует отметить, что данные виды рассеивателей весьма специфичны и громоздки (в основе лежит электроннолучевая трубка с нанесенным в качестве люминофора – слоем полупроводника), основное их применение визуализация пространственных распределений электромагнитных полей [8, 13, 24, 26, 58, 99].

Перейдем к рассмотрению в качестве рассеивающего объекта резонансной антенны с возможностью электронного управления эффективной поверхностью рассеяния [33, 60, 89, 91]. Одним из вариантов такого объекта является система «диод-диполь» [44, 58, 96], где возбуждающим полем является электрическое поле, изменяющее проводимость полупроводника, включенного в разрыв полуволнового вибратора. На рис. 1.1.1 представлена принципиальная схема системы «диод-диполь». Данная система представляет собой резонансную антенную систему, эффективную площадь рассеяния которой можно изменять электронным способом (управлять рассеянным излучением). Физически «диод-диполь» состоит из полуволнового вибратора, в разрыв которого включен полупроводниковый диод. Если на диод подавать управляющее напряжение, то

можно регулировать положение рабочей точки диода на его вольтамперной характеристике, при этом мы имеем возможность таким образом управлять эффективной поверхностью рассеяния вибратора. Следовательно, можно осуществлять амплитудную модуляцию (манипуляцию) рассеянного диполем излучения.

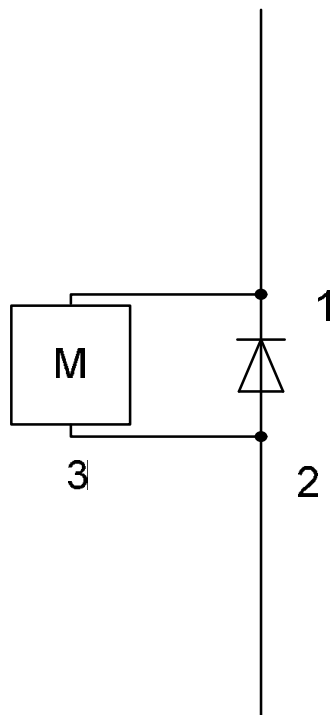


Рис. 1.1.1. Принципиальная схема системы «диод-диполь»

На рисунке 1.1.1 обозначены следующие элементы системы:

1. Полупроводниковый диод;
2. Полуволновый вибратор;
3. Модулятор (содержит источник питания и генератор модулирующего напряжения).

Из особенностей следует отметить: данная система может осуществлять только амплитудную модуляцию отраженного поля (при модуляции изменяется ЭПР), для получения фазовой модуляции необходимо применение двух синхронизированных рассеивателей [60, 92]. Частота модуляции ограничена инерционными свойствами полупроводникового диода и резонансными

свойствами (шириной резонансной кривой) полуволнового вибратора и может составлять десятки МГц на несущей частоте в 1 ГГц. Также диаграмма направленности полуволнового вибратора близка к синусоиде в меридиональной плоскости [31]. Таким образом, система «диод-диполь» наиболее пригодна для передачи информации с помощью параметрической модуляции (модуляция амплитуды отраженной волны) и применения в системах RFID [73, 76, 86]. Однако для повышения дальности действия системы передачи информации с использованием «диод-диполя» следует рассмотреть вопрос о разработке модели модуляции и повышении глубины модуляции отраженного от системы поля.

1.2. Зависимость коэффициента амплитудной модуляции от величины перепада эффективной поверхности рассеивания системы «диод-диполь»

При отражении от рассеивателя с изменяемым ЭПР электромагнитная волна становится модулированной по амплитуде. При этом выделить сигнал, отраженный от системы «диод-диполь», возможно только по наличию боковых гармоник в спектре принятого сигнала (при условии, что априорно распределение фаз неизвестно), так как возможны переотражения от различных объектов, например, от подстилающей поверхности и объектов пространства, и т.д., попадающие в приемник, наравне с полезным сигналом от системы. Выведем формулу, связывающую коэффициент амплитудной модуляции отраженного поля с ЭПР $\sigma(t)$ системы «диод-диполь».

Запишем сигнал на выходе приемника, предполагая, что существует только сигнал, отраженный от рассеивателя [31, 74]

$$s_{np}(t) = \alpha \sqrt{\sigma(t)} \cos(\omega_0 t), \quad (1.2.1)$$

где α – коэффициент, зависящий от дальности, параметров приемной и передающей антенн и т.д. (нас интересует только временная зависимость от величины ЭПР), ω_0 – частота несущей.

Будем считать, что ЭПР полуволнового вибратора может изменяться от величины σ_{\min} до величины σ_{\max} по произвольному периодическому закону с возможностью разложения в ряд Фурье [4]. Найдем парциальные коэффициенты модуляции. Для этого разложим функцию $\sqrt{\sigma(t)}$ в ряд Фурье [4]

$$\sqrt{\sigma(t)} = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\Omega t + \phi_n), \quad (1.2.2)$$

где A_n, ϕ_n – коэффициенты разложения в ряд Фурье (амплитудный и фазовый спектры), $2\pi/\Omega$ – период модулирующего сигнала.

Представим промодулированный сигнал аналогично сигналу с многотональной АМ [4] в виде

$$s_{am}(t) = \alpha A_0 \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} M_n \cos(n\Omega t + \phi_n) \right) \cos(\omega_0 t), \quad (1.2.3)$$

где M_n – парциальные коэффициенты модуляции. В итоге, приравнявая выражения (1.2.2) и (1.2.3), получаем

$$M_n = A_n / A_0, \quad \text{где } A_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \sqrt{\sigma(t)} dt, \quad a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \sqrt{\sigma(t)} \cos(n\Omega t) dt, \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \sqrt{\sigma(t)} \sin(n\Omega t) dt,$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad T = 2\pi / \Omega.$$

Таким образом, парциальные коэффициенты модуляции зависят от закона изменения ЭПР рассеивателя. Уровень боковых гармоник зависит как от парциальных коэффициентов модуляции, так и от величины ЭПР рассеивателя. Для примера рассмотрим случай, когда ЭПР изменяется по закону меандра с частотой Ω от величины σ_{\min} до величины σ_{\max} . При этом амплитуда боковой гармоники на частоте Ω будет равна $Amp_1 = \alpha A_0 M_1 / 2 = \alpha A_1 / 2$, где $A_0 = \frac{\sqrt{\sigma_{\max}} + \sqrt{\sigma_{\min}}}{2}$,

$$\text{а } M_1 = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}} + \sqrt{\sigma_{\min}}} \quad (\text{значения для } A_0 \text{ и } M_1 \text{ берутся из разложения меандра в ряд}$$

Фурье). Таким образом, амплитуда боковой гармоники будет пропорциональна величине

$$Amp_1 \sim \sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}. \quad (1.2.4)$$

Следовательно, для повышения эффективности работы системы «диод-диполь» необходимо добиться максимального значения ЭПР σ_{\max} , а также по возможности уменьшить величину минимального ЭПР σ_{\min} . Для этого нужно исследовать процесс взаимодействия полупроводникового диода и резонансной антенны.

1.3. Радиофизический подход к анализу процесса изменения ЭПР системы «диод-диполь»

При исследовании процесса модуляции будем основываться на радиофизическом подходе, при котором предполагается, что полупроводниковый элемент представляет собой сосредоточенную нагрузку полуволнового вибратора. Воздействуя на полупроводниковый элемент, мы изменяем его электрические свойства, тем самым изменяем величину и характер нагрузки диполя. Исследуем модель диполя с включенным в качестве нагрузки сосредоточенным импедансом [44, 88].

Рассмотрим задачу падения плоской электромагнитной волны (ЭМВ) с частотой ω_0 на идеально проводящий цилиндр диаметром $d = 2a$ и длиной $L = 2h$ (рис. 1.3.1). В центре цилиндра сделан бесконечно тонкий разрез шириной 2δ , к которому подключена сосредоточенная нагрузка Z_L .

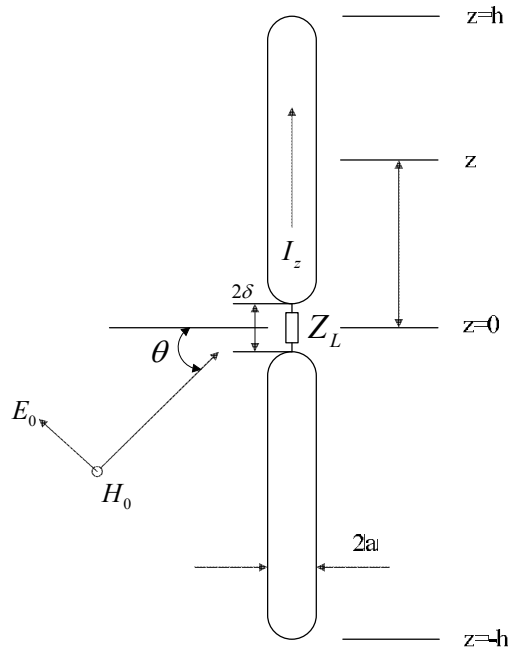


Рис.1.3.1. Геометрия задачи

Будем считать, что частота ЭМВ и проводящие свойства цилиндра таковы, что скин-эффект можно считать полным (ток течет только по поверхности цилиндра). Нагрузка Z_L является сосредоточенной и задержкой распространения поля в пределах разреза можно пренебречь. Соотношение между длиной вибратора и длиной падающей волны таково $\frac{1}{4}\lambda < 2h < 2\lambda$. Также считаем, что вибратор является бесконечно тонким по отношению к длине волны, т.е. $\beta_0^2 a^2 \ll 1$, где $\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число. Найдем распределение тока по поверхности вибратора. Для этого запишем тангенциальную составляющую падающего поля в виде [3, 25]

$$E_z^{in} = E_0 \cos \theta \exp(-j\beta_0 \sin \theta z). \quad (1.3.1)$$

Формула для напряженности поля, наведенного на поверхности цилиндра, задается выражением [3, 25] $E_z^a = -\frac{\partial \phi}{\partial z} - j\omega A_z$, где $\phi = j\frac{\omega}{\beta_0^2} \nabla \vec{A}$ – скалярный потенциал электрического поля, а \vec{A} – векторный потенциал. Перепишем напряженность поля через проекцию векторного потенциала

$E_z^a = -j \frac{\omega}{\beta_0^2} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \beta_0^2 \right) A_z$. При этом напряженность поля в разрезе будет равна

$E_z^a = Z_L I_0 \delta(z)$, где I_0 – наведенный в разрезе ток, а $\delta(z)$ – дельта функция. Из закона сохранения имеем $E_z^a + E_z^{in} = Z_L I_0 \delta(z)$ при $-h < z < h$. В итоге получаем дифференциальное уравнение для нахождения векторного потенциала A_z [79]

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} A_z + \beta_0^2 A_z = -j \frac{\beta_0^2}{\omega} [E_0 \cos \theta \exp(-j \beta_0 \sin \theta z) - Z_L I_0 \delta(z)], \quad (1.3.2)$$

решение которого можно представить в виде

$$A_z = -\frac{j}{\nu_0} [C_1 \cos \beta_0 z + C_2 \sin \beta_0 z + \Theta(z)], \quad (1.3.3)$$

где $\nu_0 = 1 / \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$ – скорость распространения ЭМВ, а C_1, C_2 – неизвестные константы, функция $\Theta(z)$ задается выражением

$$\Theta(z) = \frac{E_0}{\beta_0 \cos \theta} \exp(-j \beta_0 \sin \theta z) - \frac{1}{2} Z_L I_0 \sin \beta_0 |z|. \quad (1.3.4)$$

Общее выражение для векторного потенциала представляет собой сумму бегущей и отраженной волн $A_z(z) = A_z^s(z) + A_z^a(z)$.

Выражение для бегущей волны можно переписать в следующем виде [79]

$$A_z^s = -\frac{j}{\nu_0} \left[C_1 \cos \beta_0 z + \frac{E_0}{\beta_0 \cos \theta} \cos \theta (\beta_0 z \sin \theta) - \frac{1}{2} Z_L I_0 \sin \beta_0 |z| \right], \quad (1.3.5)$$

а для отраженной волны

$$A_z^a = -\frac{j}{\nu_0} \left[C_2 \sin \beta_0 z - j \frac{E_0}{\beta_0 \cos \theta} \sin \theta (\beta_0 z \sin \theta) \right]. \quad (1.3.6)$$

Полное выражение для наведенного тока состоит из двух компонент $I_z(z) = I_z^s(z) + I_z^a(z)$ со следующими свойствами: $I_z^s(-z) = I_z^s(z)$, $I_z^a(-z) = -I_z^a(z)$. В тоже время векторный потенциал можно переписать через выражения для наведенного

тока: $A_z^s = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-h}^h I_z^s(z') K_a(z, z') dz'$ для бегущей волны и $A_z^a = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-h}^h I_z^a(z') K_a(z, z') dz'$ для

отраженной, где $K_a(z, z') = \frac{\exp(-j \beta_0 \sqrt{(z - z')^2 + a^2})}{\sqrt{(z - z')^2 + a^2}}$.

После решения интегро-дифференциального уравнения получаем выражение для бегущей волны наведенного тока [79]

$$I_z^s(z) = \frac{jE_0}{30\beta_0 \cos \theta} \left\{ K_1 (\cos \beta_0 z - \cos \beta_0 h) + K_2 \sin \beta_0 (h - |z|) - M_2 [\cos(\beta_0 z \sin \theta) - \cos(\beta_0 h \sin \theta)] \right\}, \quad (1.3.7)$$

$$\text{где } K_1 = \left[\frac{\cos(\beta_0 h \sin \theta) - M_2 T_{\theta a} - N_2 T_{sa}}{\cos(\beta_0 h) - M_1 T_{ca} - N_1 T_{sa}} \right] M_1, \quad K_2 = \left[\frac{N_1 \cos(\beta_0 h \sin \theta) - N_1 M_2 T_{\theta a} + N_2 M_1 T_{ca} - N_2 \cos(\beta_0 h)}{\cos(\beta_0 h) - M_1 T_{ca} - N_1 T_{sa}} \right].$$

Параметры для коэффициентов K_1 и K_2 определяются следующими

$$\text{выражениями:} \quad M_1 = \frac{1}{T_{cd}} (1 - \cos \beta_0 h), \quad M_2 = \frac{1}{T_{\theta d}} [1 - \cos(\beta_0 h \sin \theta)], \quad \text{где}$$

$$T_{cd} = \int_{-h}^h (\cos \beta_0 z' - \cos \beta_0 h) K_d(0, z') dz' \quad \text{и} \quad T_{\theta d} = \int_{-h}^h [\cos(\beta_0 z' \cos \theta) - \cos(\beta_0 h \cos \theta)] K_d(0, z') dz'.$$

Функция ядра принимает вид $K_a(z, z') = K_a(z, z') - K_a(h, z')$, а параметры $T_{\theta a}$, T_{ca} , T_{sa} задаются следующими выражениями [79]:

$$T_{\theta a} = \int_{-h}^h [\cos(\beta_0 z' \sin \theta) - \cos(\beta_0 h \sin \theta)] K_a(h, z') dz', \quad T_{ca} = \int_{-h}^h (\cos \beta_0 z' - \cos \beta_0 h) K_a(h, z') dz' \quad \text{и}$$

$$T_{sa} = \int_{-h}^h (\sin \beta_0 (h - |z'|)) K_a(h, z') dz'.$$

Параметры N_1 и N_2 можно представить в виде:

$$N_1 = \frac{-Z_L \sin \beta_0 h (1 - \cos \beta_0 h)^2}{T_{cd} Z_L \sin^2 \beta_0 h - j60 T_{cd} T_{sd} \cos \beta_0 h}, \quad N_2 = \frac{-Z_L \sin \beta_0 h [1 - \cos(\beta_0 h \sin \theta)]^2}{T_{\theta d} Z_L \sin^2 \beta_0 h - j60 T_{\theta d} T_{sd} \cos \beta_0 h}.$$

Выражение для отраженной волны наведенного тока принимает следующий вид [79]

$$I_z^a(z) = \frac{E_0}{30\beta_0 \cos \theta} K_3 [\sin(\beta_0 h \sin \theta) \sin(\beta_0 z) - \sin(\beta_0 h) \sin(\beta_0 z \sin \theta)], \quad (1.3.8)$$

$$\text{где} \quad K_3 = \left[\frac{\frac{1}{2} \sin(\beta_0 h \sin \theta) \sec\left(\frac{\beta_0 h}{2}\right) - \sin\left(\frac{\beta_0 h}{2} \sin \theta\right)}{T_a(h/2) - \frac{1}{2} \sec(\beta_0 h) T_a(h)} \right], \quad \text{а} \quad \text{функция}$$

$$T_a(z) = \int_{-h}^h [\sin(\beta_0 h \sin \theta) \sin \beta_0 z' - \sin \beta_0 h \sin(\beta_0 z' \sin \theta)] K_a(z, z') dz'. \quad \text{Компоненту векторного}$$

потенциала для бегущей волны наведенного тока можно представить в виде [79]

$$A_z^e = \frac{j\mu_0 E_0}{120\pi\beta_0^2} \frac{\exp(-j\beta_0 R_0)}{R_0} \left\{ \frac{2K_1\Omega_1}{\cos^2\theta\sin\theta} + \frac{2K_2(\cos(\beta_0 h \sin\theta) - \cos\beta_0 h)}{\cos^3\theta} - \frac{M_2}{2\sin\theta\cos\theta} [2\beta_0 h \sin\theta - \sin(2\beta_0 h \sin\theta)] \right\}, \quad (1.3.9)$$

где $\Omega_1 = [\sin\beta_0 h \sin\theta \cos(\beta_0 h \sin\theta) - \cos\beta_0 h \sin(\beta_0 h \sin\theta)]$.

А компонента векторного потенциала для отраженной волны принимает вид

$$A_z^a = \frac{j\mu_0 E_0}{120\pi\beta_0^2} \frac{\exp(-j\beta_0 R_0)}{R_0} \left\{ \frac{\Omega_2 (\Omega_3 \sin\beta_0 h - 4 \cos(\beta_0 h) \sin\theta \sin^2(\beta_0 h \sin\theta))}{\left(T_a(h/2) - \frac{1}{2} \sec(\beta_0 h) T_a(h) \right) (2 \cos^3\theta \sin\theta)} \right\}, \quad (1.3.10)$$

где $\Omega_2 = \frac{1}{2} \sin(\beta_0 h \sin\theta) \sec\left(\frac{\beta_0 h}{2}\right) - \sin\left(\frac{\beta_0 h}{2} \sin\theta\right)$, $\Omega_3 = (1 + \sin^2\theta) \sin(2\beta_0 h \sin\theta) - 2\beta_0 h \cos^2\theta \sin\theta$.

Полное выражение для векторного потенциала представляет сумму $A_z(\theta) = A_z^s(\theta) + A_z^a(\theta)$. Формула для напряженности переизлученного цилиндром поля задается выражением $E_\theta = -j\omega A_\theta = j\omega A_z \cos\theta$. Соответственно, мощность переотраженной ЭМВ составляет $P = \frac{1}{2\zeta_0} |E_\theta|^2$, где $\zeta_0 = 120\pi$ – волновое сопротивление вакуума. Выражение для ЭПР можно вычислить по следующей формуле [3, 79]

$$\sigma = \lim_{R_0 \rightarrow \infty} 4\pi R_0^2 \left| \frac{E_\theta(\theta)}{E_0} \right|^2. \quad (1.3.11)$$

Рассмотрим полуволновый вибратор при $h = 0.24\lambda$, радиусом $a = 0.0025\lambda$ (такие же соотношения использовались в экспериментальной части работы), т.к. он обладает наибольшим значением дифференциального ЭПР. Угол падения ЭМВ $\theta = \pi/2$. Графики для распределения тока (относительно максимума тока в середине полуволнового вибратора) (1.3.7) (за счет резонанса остается только бегущая волна) вдоль вибратора в зависимости от величины и характера нагрузки приведены на рис. 1.3.2.

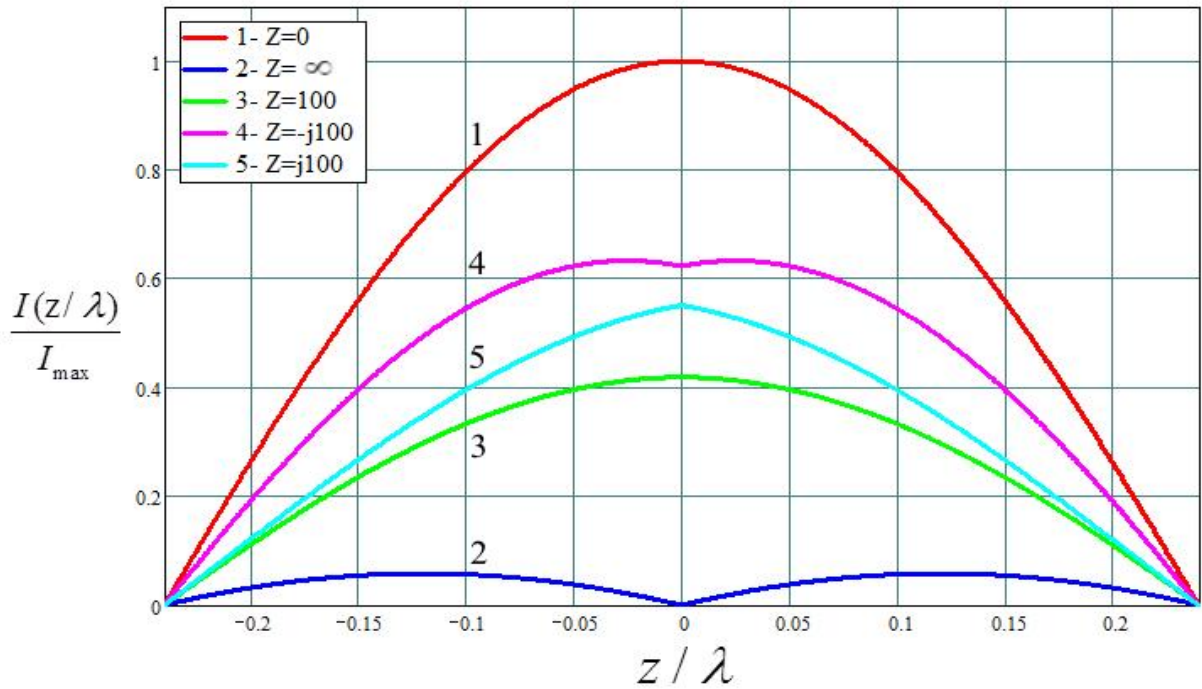


Рис.1.3.2. Распределение относительной амплитуды тока вдоль полуволнового диполя в зависимости от величины и характера нагрузки: 1– для замкнутого вибратора, 2 – для разомкнутого, 3 – для нагруженного на активное сопротивление 100 Ом, 4 – для нагруженного на емкостное сопротивление 100 Ом, 5 – для нагруженного на индуктивное сопротивление 100 Ом

Зависимость относительного ЭПР (относительно ЭПР полуволнового вибратора при нормальном падении ЭМВ) (1.3.11) при нормальном падении ЭМВ от величины и характера импеданса нагрузки Z_L приведена на рис. 1.3.3.

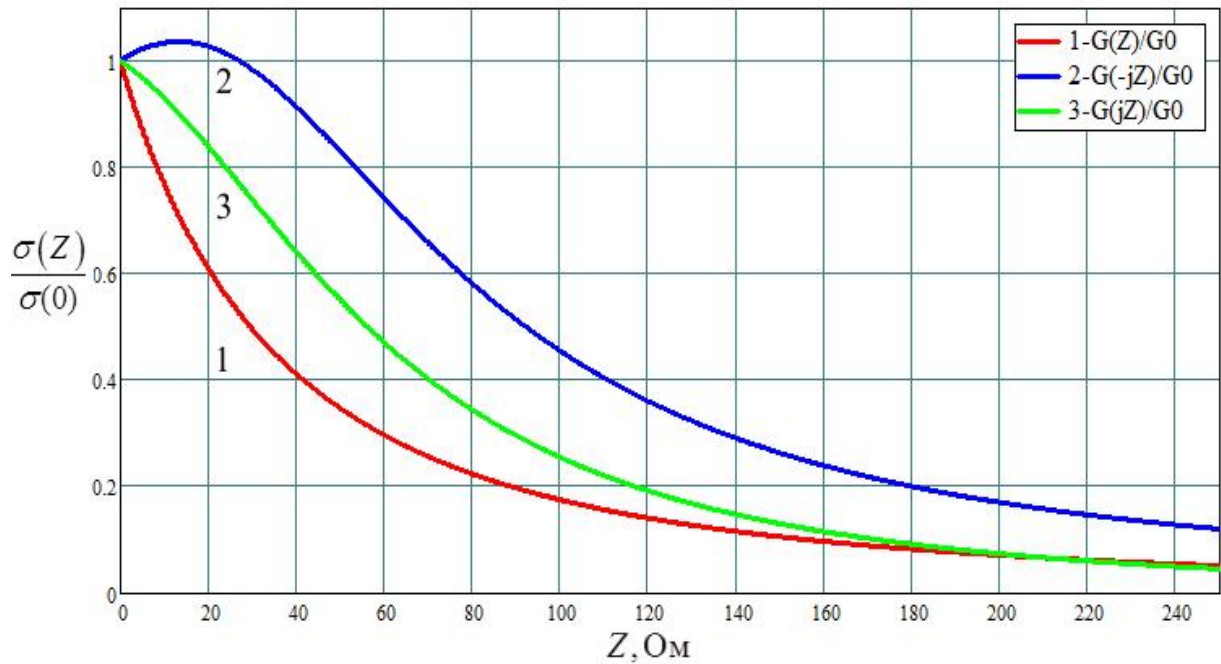


Рис.1.3.3. Зависимости относительного ЭПР диполя от величины и характера нагрузки при нормальном падении ЭМВ: 1 – для нагруженного на активное сопротивление, 2 – для нагруженного на емкостное сопротивление, 3 – для нагруженного на индуктивное сопротивление

Таким образом, из анализа графиков следует, что, изменяя импеданс нагрузки, можно варьировать значение ЭПР диполя, тем самым получая амплитудную модуляцию отраженного поля. Изменением импеданса нагрузки в пределах 0–250 Ом можно модулировать относительное значение ЭПР в пределах 1–0.1 от максимального значения, равного $\sigma_{\lambda/2} = 0.86\lambda^2$. Также из анализа следует, что величина ЭПР сильно зависит от характера нагрузки. При этом, если импеданс имеет емкостной характер, то зависимость ЭПР будет не всегда монотонной и при определенных значениях может наблюдаться максимум, соответствующий полной подстройке диполя в резонанс (происходит компенсация индуктивного сопротивления диполя и емкостного сопротивления нагрузки).

1.4. Эквивалентные схемы полупроводниковых диодов различной структуры на высокой частоте

При включении в качестве нагрузки диполя полупроводникового диода мы получаем управляемый рассеиватель [21]. Выше было показано, что для того чтобы добиться максимально возможной глубины модуляции, необходимо изменять сопротивление нагрузки в широких пределах (для полуволнового вибратора от 0 до 1 кОм), при этом эти сопротивления должны быть обеспечены на частотах СВЧ диапазона (1-10 ГГц). В качестве управляемого импеданса в системе «диод-диполь» выступает полупроводниковый диод. При работе на частотах до 10 ГГц маломощный полупроводниковый диод можно рассматривать как сосредоточенную нагрузку, так как $l \ll \lambda$, где λ – длина волны ЭМП, l – линейные размеры нагрузки. Радиофизический подход заключается в замене полупроводникового диода его эквивалентной схемой на СВЧ частотах. А полуволновый вибратор рассматривается как генератор, нагрузкой которого и является диод. Рассмотрим радиофизические модели полупроводниковых диодов различного строения и структуры [15, 48].

Для *точечного высокочастотного диода* его эквивалентная схема на СВЧ представлена рис. 1.4.1 [15].

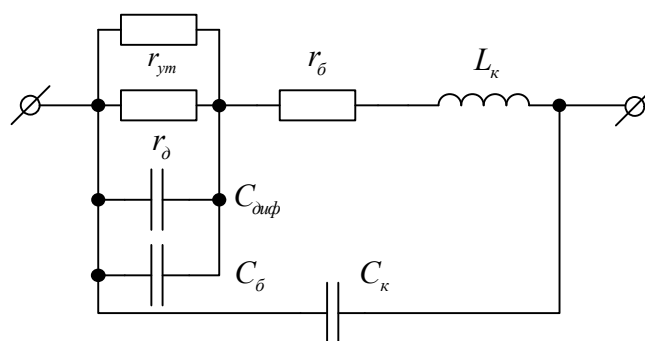


Рис. 1.4.1. Эквивалентная схема полупроводникового диода на СВЧ

На рис. 1.4.1 изображены следующие элементы:

r_{ym} – сопротивление утечки;

r_o – дифференциальное сопротивление перехода;

r_o – сопротивление базы перехода;

C_{diff} – диффузионная емкость перехода;

C_o – барьерная емкость диода;

C_k – емкость корпуса и выводов диода;

L_k – индуктивность выводов и корпуса.

Характерные значения для паразитного параметра [15] C_k составляют 0.1 – 1 пкФ, а для L_k – 1 – 3 нГн (зависит от типа корпуса). Рассчитаем реактивное сопротивление, которое создается индуктивностью выводов на частоте в 1 ГГц. Реактивное сопротивление паразитной индуктивности корпуса в 1 нГн составляет $X_L = 60 \text{ Ом}$. Следовательно, эту индуктивность можно не учитывать, т.к. ее сопротивление пренебрежимо мало по сравнению с внутренним сопротивлением диполя (73 Ом). Аналогично рассчитаем емкостное сопротивление корпуса на частоте в 1 ГГц. Оно равно 1.5 кОм, при емкости в 0.1 пкФ, следовательно, ее также можно не учитывать, так как значение сопротивления намного больше внутреннего сопротивления диполя (73 Ом). Емкость перехода состоит из барьерной емкости C_o и диффузионной C_{diff} . Соотношение между ними определяется полярностью приложенного к диоду напряжения. В случае прямого смещения диффузионная емкость многократно преобладает над значением барьерной, следовательно, значением барьерной емкости можно пренебречь и эквивалентная схема диода при прямом смещении может быть представлена так, как это изображено на рис. 1.4.2. Выражение для этой емкости имеет вид [15, 48]

$$C_{diff} = \frac{q(I + I_0)}{kT} \frac{\tau_p}{\sqrt{2} \sqrt{1 + \sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2}}}. \quad (1.4.1)$$

Дифференциальное сопротивление можно вычислить по формуле [15, 48]

$$r_o = \frac{kT}{q(I + I_0)} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{1 + \sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2}}}. \quad (1.4.2)$$

Здесь I_0 – обратный ток насыщения диода, I – значение прямого тока, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, q – заряд электрона, ω – частота тока, а τ_p – время релаксации неосновных носителей заряда. При этом выражение для сопротивления базы имеет вид $r_b = \frac{\rho}{2\pi r_0}$, где ρ – удельное сопротивление полупроводника, r_0 – радиус контакта.

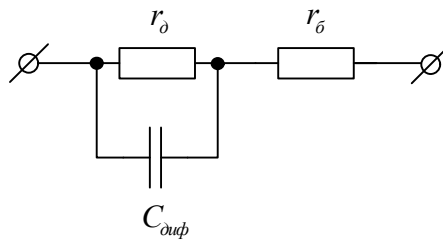


Рис.1.4.2. Эквивалентная схема точечного диода при прямом смещении

Так как частота СВЧ сигнала фиксирована, и прямой ток значительно превосходит обратный (режим сильного сигнала), формулы (1.4.1-1.4.2) можно переписать следующим образом: $C_{диф} = \alpha I$, а $r_b = I / \beta$, $r_0 = \gamma$, где:

$$\alpha = \frac{q}{kT} \frac{\tau_p}{\sqrt{2} \sqrt{1 + \sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2}}}, \quad \beta = \frac{kT}{q} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{1 + \sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2}}}, \quad \gamma = \frac{\rho}{2\pi r_0}.$$

Неизвестные константы можно вычислить экспериментально, или найти в справочнике по полупроводниковым приборам [48].

Для обратного смещения емкость перехода равна барьерной емкости диода (см. рис. 1.4.3). Величина барьерной емкости при этом определяется выражением [15]

$$C_b = \frac{5}{4} \frac{10^5 r_0^2}{\sqrt{\rho(U + \phi_k)}}, \quad (1.4.3)$$

где ϕ_k – контактная разность потенциалов.

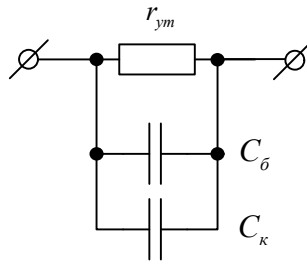


Рис.1.4.3. Эквивалентная схема точечного диода при обратном смещении

Рассмотрим теперь эквивалентную схему *варикапа* при работе на обратной ветви на высокой частоте. Она представляет собой последовательно соединенные емкость $p-n$ перехода C и распределенное сопротивление базы r_s (см. рис. 1.4.4) [15].

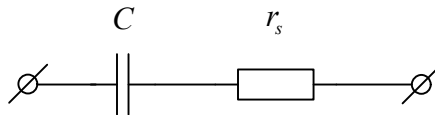


Рис.1.4.4. Эквивалентная схема варикапа при обратном смещении на высокой частоте

Сопротивление r_s зависит от свойств материала базы и площади контакта, а емкость перехода может быть описана выражением [15]

$$C = AS(U + \varphi_k)^{-n}, \quad (1.4.4)$$

где A – постоянный коэффициент, S – площадь перехода, n – коэффициент, зависящий от крутизны перехода, который принимает значения в диапазоне 1/2-1/3.

Следовательно, варьируя обратное напряжение, можно изменять величину барьерной емкости в широких пределах. Диапазон перекрытия современных варикапов достигает более 10.

Для *импульсных диодов* эквивалентная схема практически совпадает со схемой для точечных диодов [15]. При этом зависимость барьерной емкости от напряжения задается формулой (1.4.4), но коэффициент n различен для различных типов диодов. Так, $n=1/2$ для сплавных диодов и $n=1/3$ – для диффузионных.

Однако для импульсных диодов величина обратного тока обычно выше, чем для точечных диодов [15].

Перейдем к рассмотрению эквивалентной схемы для переключающих *pin* диодов, изображенной на рис. 1.4.5.

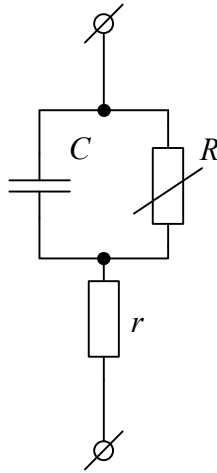


Рис. 1.4.5. Эквивалентная схема *pin* диода

В этом случае емкость C зависит только от размеров и не зависит от величины приложенного напряжения [15]

$$C = \varepsilon S / \omega, \quad (1.4.5)$$

где S и ω – площадь и толщина i области, r – сопротивление омических контактов как p , так и n областей. Сопротивление R при прямом смещении описывается следующим выражением [15]

$$R_+ \approx \frac{2bkT}{(b+1)^2 qI_+} \left(\frac{\omega}{L} \right)^2, \quad (1.4.6)$$

где I_+ – ток прямого смещения, а L – диффузионная длина при биполярной диффузии неравновесных носителей заряда в i области. При обратном смещении сопротивление R сильно возрастает и его влиянием можно пренебречь.

Таким образом, при работе на прямой ветви необходимо учитывать значение дифференциальной емкости, сопротивление перехода и сопротивление базы, на обратной ветви – барьерную емкость. Следовательно, изменяя положение рабочей точки диода, можно варьировать ЭПР системы «диод-диполь», тем

самым получая амплитудную модуляцию. Глубина амплитудной модуляции будет зависеть от параметров диода и величины управляющего напряжения.

1.5. Экспериментальное подтверждение справедливости радиофизического подхода

Предложенный радиофизический подход нуждается в экспериментальном подтверждении, однако при этом возникает ряд трудностей. Одни из них обусловлены тем, что работа должна проводиться в СВЧ диапазоне, где длина волны мала и влияние посторонних факторов значительно. Вторым фактором обусловлен отсутствием эталона, обеспечивающего известную глубину модуляции. При сравнении с эталоном можно легко определить глубину модуляции системы «диод-диполь». Без сравнительного анализа вычислить аналитически глубину модуляции не представляется возможным, так как выражение для глубины модуляции имеет множество трудноопределимых констант. В качестве эталона необходимо рассматривать систему, которая полностью эквивалентна системе «диод-диполь», но при этом имеет известную глубину модуляции. Таким образом, в качестве эталона была выбрана система, состоящая из полуволнового вибратора, в разрыв которого включен герметизированный магнитоуправляемый контакт (геркон) [54, 72].

Геркон является идеальной модуляционной нагрузкой полуволнового вибратора, т.к. в замкнутом состоянии сопротивление его контактов равно 0.1–0.3 Ом, а в разомкнутом состоянии – 50–100 МОм. То есть геркон обеспечивает глубину модуляции, приближающуюся к 100%. Это верно при условии, что значение межэлектродной емкости пренебрежимо мало. Значение емкости зависит от типа геркона, среднее значение составляет 0.1–0.3 пкФ. Также необходимо учитывать габариты геркона – это накладывает определенные ограничения на длину волны высокочастотного поля. Применение магнитоуправляемого контакта позволяет обеспечить 100% гальваническую развязку между управляющим генератором и СВЧ полем.

Таким образом, при использовании в качестве эталона герметизированного магнитоуправляемого контакта мы получаем известную глубину модуляции, а также обеспечиваем полную развязку между СВЧ полем и цепями управления. Так как контакты геркона представляют собой механическую систему, то для использования его в качестве эталона необходимо провести анализ максимально возможной частоты коммутации геркона. Чем выше частота коммутации геркона, тем меньше доля шумов СВЧ генератора будет присутствовать на входе приемника, то есть будет меньше проявление фликкер-шума [6]. Один из вариантов определения динамических характеристик герконов предложен в [54]. Он обладает рядом недостатков и в связи с этим был предложен другой метод, основанный на использовании микроконтроллерной техники [44].

Для подтверждения справедливости радиофизического подхода необходимо провести соответствующие экспериментальные исследования. Выясним, какого плана необходимо проводить эксперимент. Во-первых, эксперимент должен подтвердить, что, действительно, при прямом смещении диод ведет себя подобно управляемому сопротивлению (эквивалентный импеданс уменьшается с увеличением тока). Во-вторых, в эксперименте должно быть показано, что при обратном смещении диод ведет себя подобно барьерной емкости (импеданс диода возрастает с увеличением обратного напряжения). Для этих подтверждений необходимо составить соответствующие план и схему эксперимента. При таком подходе возникает значительная трудность, которая заключается в следующем. Для того чтобы диод исследовать отдельно на прямой и обратной ветви вольтамперной характеристики, необходимо работать с ним в статическом режиме, то есть подавать на диод постоянное напряжение. В таком случае никакой модуляции от «диода-диполя» получить, естественно, не удастся. Для разрешения этой проблемы было предложено использовать опять же геркон. За счет его применения можно добиться полного разделения ветвей, но при этом модуляция отраженного потока сохраняется [44].

Эксперимент состоял из двух частей. В первой части был исследован диод, как замыкатель. При этом на диод подавалось постоянное прямое смещение,

следовательно, его эквивалентную схему можно представить в виде рис. 1.4.2, 1.4.5, в зависимости от типа диода. В ходе эксперимента геркон срабатывает с частотой несколько десятков герц, вызывая при этом амплитудную модуляцию отраженного поля. По ранее приведенным рассуждениям, считаем, что глубина модуляции при этом составляет 100%.

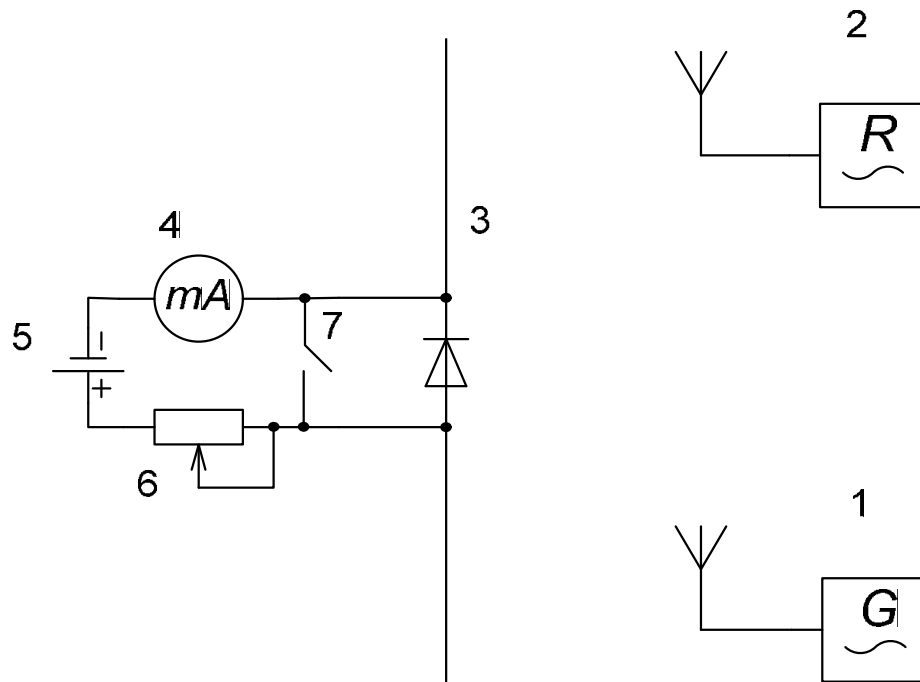


Рис.1.5.1. Принципиальная схема эксперимента при работе диода на прямой ветви

На рис. 1.5.1. изображены следующие элементы:

1. Генератор СВЧ;
2. Приемник АРГАМАК-ИМ [52];
3. Система «диод-диполь»;
4. Миллиамперметр;
5. Источник постоянного напряжения;
6. Потенциометр;
7. Геркон с блоком управления.

Для того чтобы уменьшить погрешность измерений, связанную с конечными размерами геркона, полупроводникового диода и неточностью

изготовления, необходимо использовать как можно большую длину волны. По этой причине была выбрана наибольшая из возможных длин волн, равная $\lambda = 30\text{ см}$. При такой длине волны можно пренебречь конечными размерами, но при этом можно не учитывать дифракционные особенности. Для точной настройки диполя в резонанс была снята зависимость уровня боковой гармоники принятого сигнала от длины диполя (уровень боковых гармоник определялся по спектру принятого сигнала в цифровом широкополосном приемнике АРГАМАК – ИМ [52]). Относительный уровень сигнала пропорционален (1.2.4). График зависимости изображен на рис. 1.5.2. Из графика следует, что в резонанс диполь настроен при общей длине 14 см.

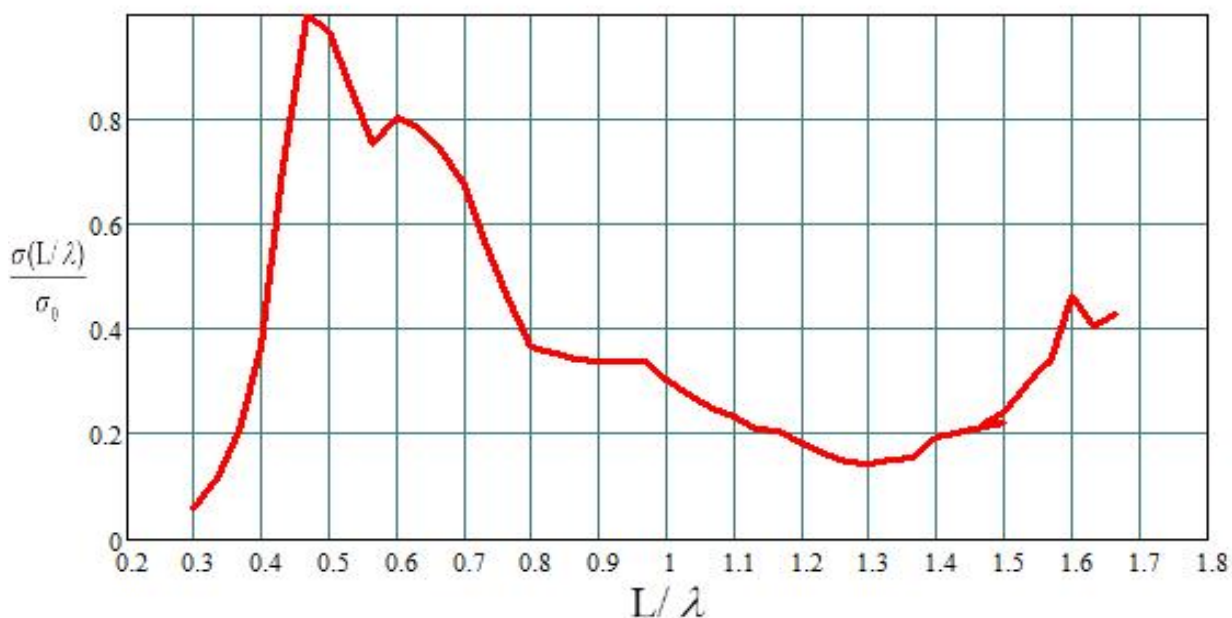


Рис.1.5.2. Зависимость относительного уровня боковой гармоники от относительной длины диполя

Далее в эксперименте осуществлялось измерение относительной глубины модуляции по сравнению с герконом в зависимости от прямого тока диода. То есть, в начале эксперимента считалось, что уровень боковых гармоник в спектре принятого сигнала соответствует глубине модуляции 100%, при условии, что диод отключен, а работает один геркон. Затем при подключенном диоде записывалось отношение уровня боковых гармоник к первоначальному уровню

(без диода), и тем самым получалась глубина модуляции при включенном диоде на прямой ветви. При этом глубина модуляции должна зависеть от значения прямого тока, протекающего через диод, так как глубина модуляции пропорциональна перепаду ЭПР, а перепад ЭПР будет зависеть от величины импеданса диода. Данная зависимость является нелинейной и обратной согласно теоретическим предположениям (см. формулы (1.4.1–1.4.6)).

Рассмотрим подробнее работу диода совместно с герконом. Предположим, что контакты геркона замкнуты, следовательно, диполь представляет собой полуволновый вибратор, с максимально возможным значением ЭПР. При этом влияние диода не сказывается. Когда контакты разомкнуты, то в качестве нагрузки диполя выступает импеданс диода. При коммутации геркона возникает перепад ЭПР диполя, то есть возникает амплитудная модуляция отраженного электромагнитного поля. Этот перепад, а, следовательно, и глубина модуляции зависит от значения сопротивления диода. В таком случае, если диод приближается к параметрам идеального замыкателя, перепад между ЭПР отсутствует. И, наоборот, если он плохо замыкает плечи вибратора, тогда перепад ЭПР будет максимальным.

Приведем результаты исследования на прямой ветви. В этом случае мощность переизлучения вибратора будет зависеть только от импеданса диода при прямом смещении (см. эквивалентные схемы различных типов диодов при прямом смещении: рис.1.4.2, рис.1.4.5).

График зависимости $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ для высокочастотного точечного

германиевого диода Д9 [48] от величины прямого тока через диод приведен на рис. 1.5.3.

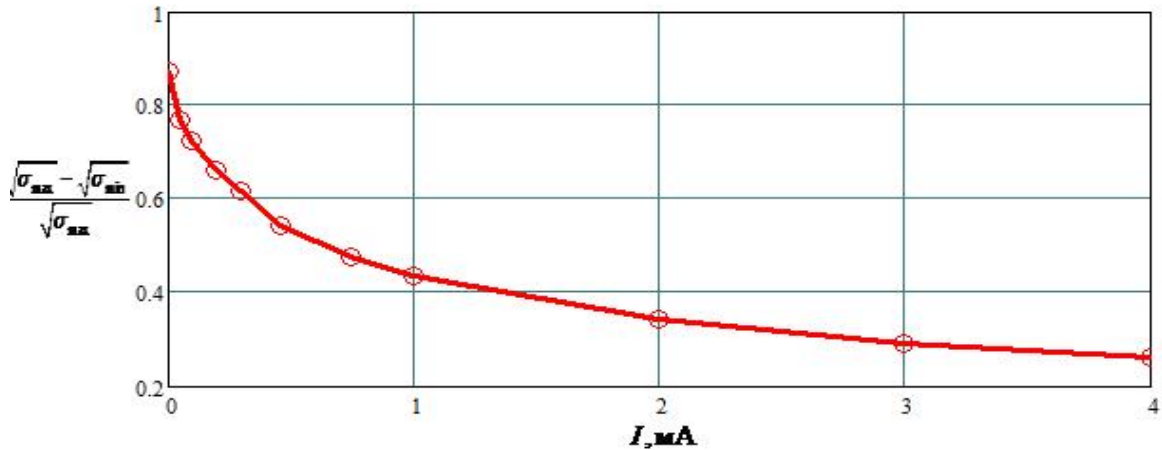


Рис.1.5.3. Зависимость относительной величины ЭПР $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ от значения прямого тока, протекающего через диод Д9 (указаны значения тока в мА)

Из графика следует, что при увеличении прямого тока диод приближается по свойствам к идеальному замыкателю, при этом значение тока должно быть больше 5 мА для получения максимальной глубины модуляции.

Если использовать диод КД522 [48] – эпитаксиально планарный кремниевый импульсный диод – то для него график зависимости относительной ЭПР от значения прямого тока приведен на рис. 1.5.4.

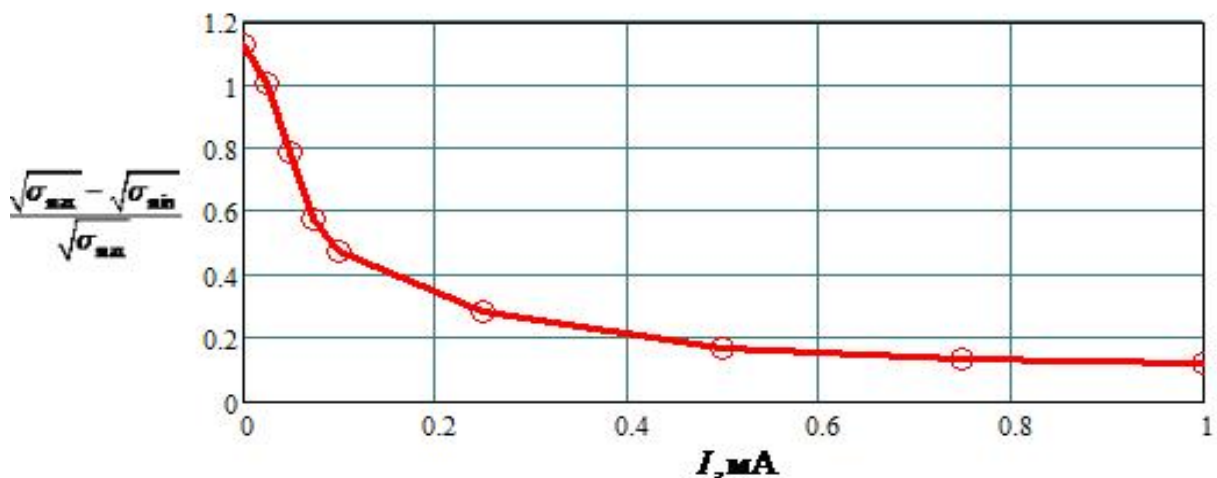


Рис.1.5.4. Зависимость относительной величины ЭПР $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ от значения прямого тока, протекающего через диод КД522 (указаны значения тока в мА)

Из графика следует, что при увеличении прямого тока диод приближается по свойствам к идеальному замыкателю, при этом значение тока должно быть больше 1 мА для получения максимальной глубины модуляции.

Аналогичная зависимость для рin диода HSMP-3890 [75] представлена на рис.1.5.5.

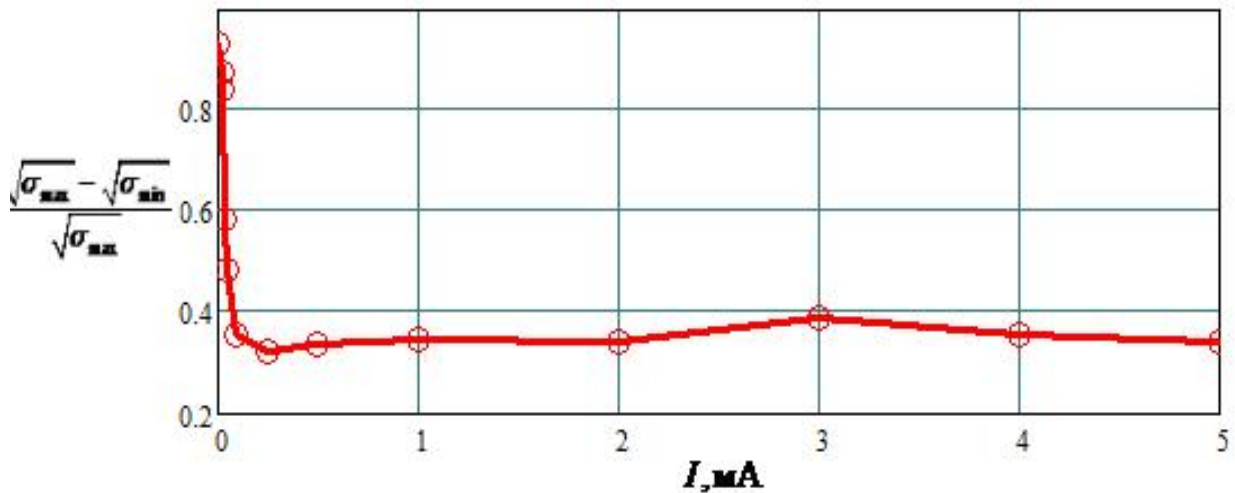


Рис.1.5.5. Зависимость относительной величины ЭПР $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ от значения прямого тока, протекающего через рin диод HSMP-3890 (указаны значения тока в мА)

Из анализа приведенного графика следует, что при увеличении прямого тока данный тип диода приближается по свойствам к идеальному замыкателю, при этом значение тока должно быть больше 0,25 мА для получения максимальной глубины модуляции.

Для подтверждения радиофизической модели также исследовалась зависимость относительной величины ЭПР от активной нагрузки диполя. Будем использовать резисторы для поверхностного монтажа типоразмера 0603. График теоретической и экспериментальной зависимостей ЭПР от величины активной нагрузки приведен на рис. 1.5.6.

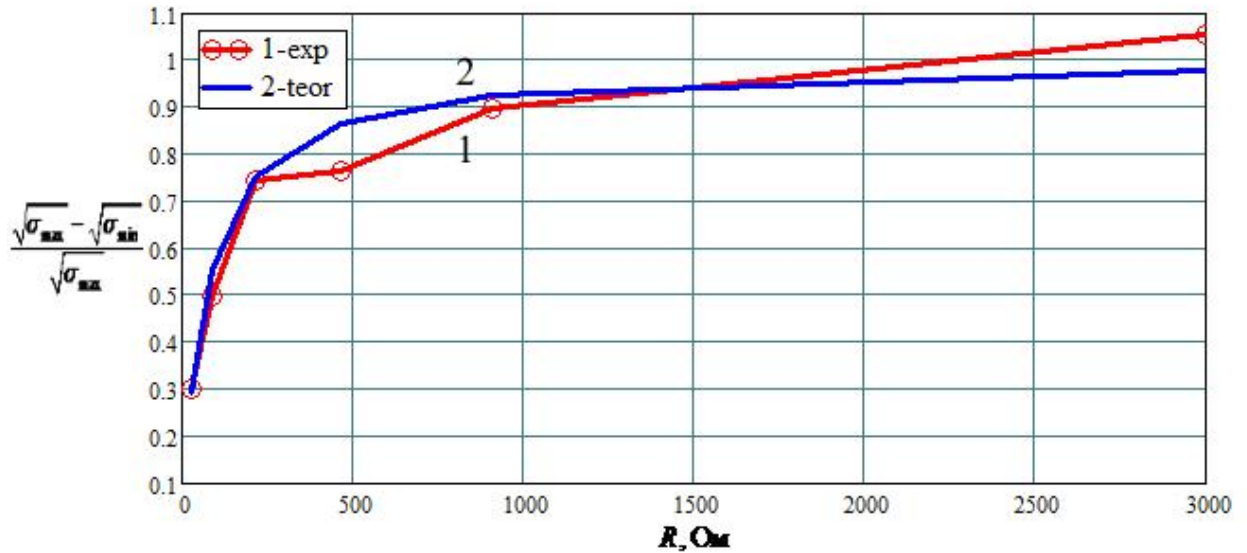


Рис.1.5.6. Зависимость относительной величины ЭПР $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ от величины активной нагрузки диполя (по оси абсцисс отложены значения нагрузки в Ом): 1 – зависимость, полученная по экспериментальным данным; 2 – теоретическая зависимость

Из анализа графика следует, что глубина модуляции зависит от значения сопротивления. При этом характерное значение сопротивления, при котором ЭПР практически перестает изменяться, составляет порядка 1000 Ом. Также из приведенного графика следует, что экспериментальная зависимость хорошо согласуется с теоретической.

Приведем теперь результаты исследования на обратной ветви. В этом случае величина ЭПР вибратора будет зависеть только от величины импеданса диода при обратном смещении (см. формулы (1.4.3 –1.4.5)). В общем случае, импеданс будет иметь емкостной характер и его значение будет возрастать при увеличении обратного смещения. При этом ЭПР в данном случае будет описываться формулой (1.3.11). Схема эксперимента при обратном смещении приведена на рис. 1.5.7.

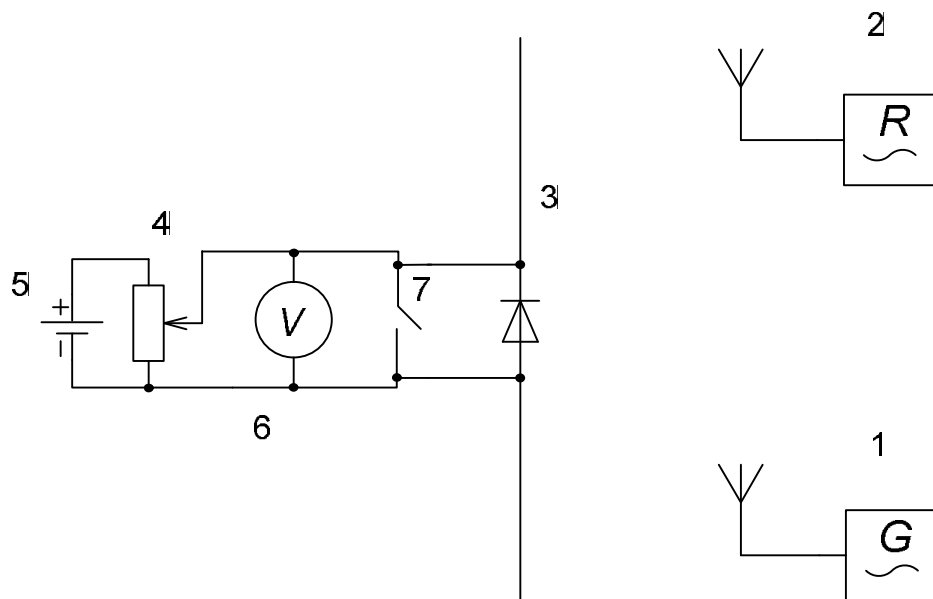


Рис.1.5.7. Принципиальная схема эксперимента при работе диода на обратной ветви

На рис 1.5.7. обозначены следующие элементы:

1. Генератор СВЧ;
2. Приемник АРГАМАК-ИМ;
3. Система «диод-диполь»;
4. Потенциометр;
5. Источник постоянного напряжения;
6. Вольтметр;
7. Геркон с блоком управления.

Рассмотрим работу этой схемы более подробно. На полупроводниковый диод подается отрицательное смещение, следовательно, его эквивалентная схема может быть представлена аналогично рис. 1.4.3 –1.4.5, паразитными элементами которой можно пренебречь вследствие их малого влияния. В общем виде импеданс диода при обратном смещении будет иметь емкостной характер.

В ходе эксперимента также измерялось значение боковой гармоники (по спектру сигнала приемника АРГАМАК-ИМ) принятого сигнала (от амплитудной модуляции отраженного поля) при отключенном диоде. И предполагалось, что это

значение соответствует максимальному значению перепада ЭПР. Далее, подавая на диод запирающие напряжения различного уровня, определялась величина перепада ЭПР под нагрузкой и, следовательно, глубина модуляции системы. По теоретическим рассуждениям она должна увеличиваться при повышении запирающего напряжения, так как при этом происходит увеличение импеданса диода, а, следовательно, увеличение перепада ЭПР диполя.

На рис. 1.5.8 представлена зависимость относительного значения ЭПР от величины обратного напряжения, приложенного к диоду Д9.

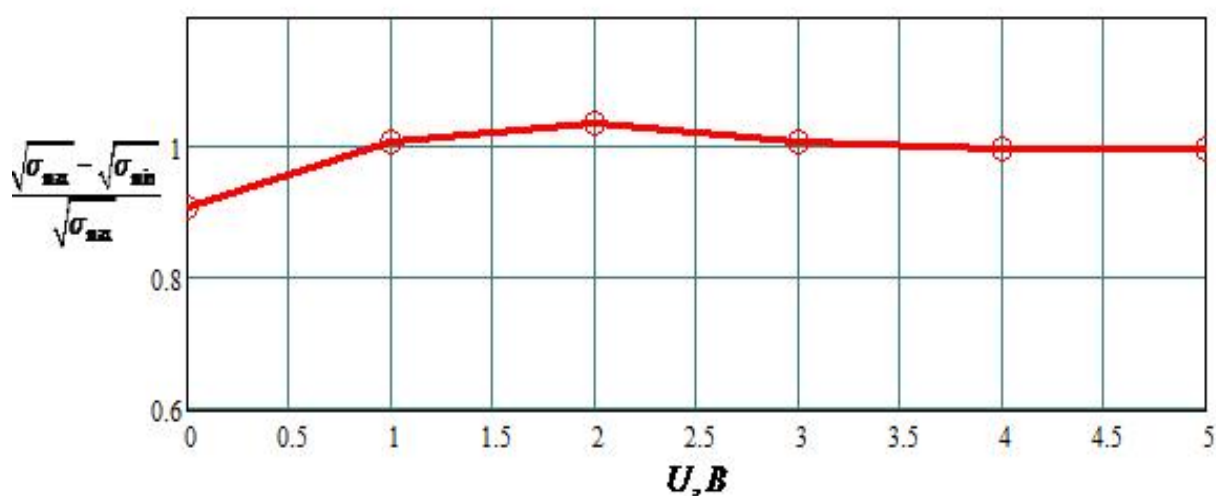


Рис.1.5.8. Зависимость относительной величины ЭПР $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ от значения обратного напряжения для диода Д9 (указаны значения напряжения в В)

Из графика следует, что диод при обратном смещении ведет себя подобно варикапу (барьерной емкости), и при обратном напряжении, превышающем 2В, влияния на глубину модуляции практически не оказывает. Значение барьерной емкости при данном напряжении составляет 0.1–0.3 пкФ [48], а реактивное сопротивление X_c составляет 800 Ом.

Зависимость ЭПР от обратного напряжения для диода КД522 приведена на рис. 1.5.9.

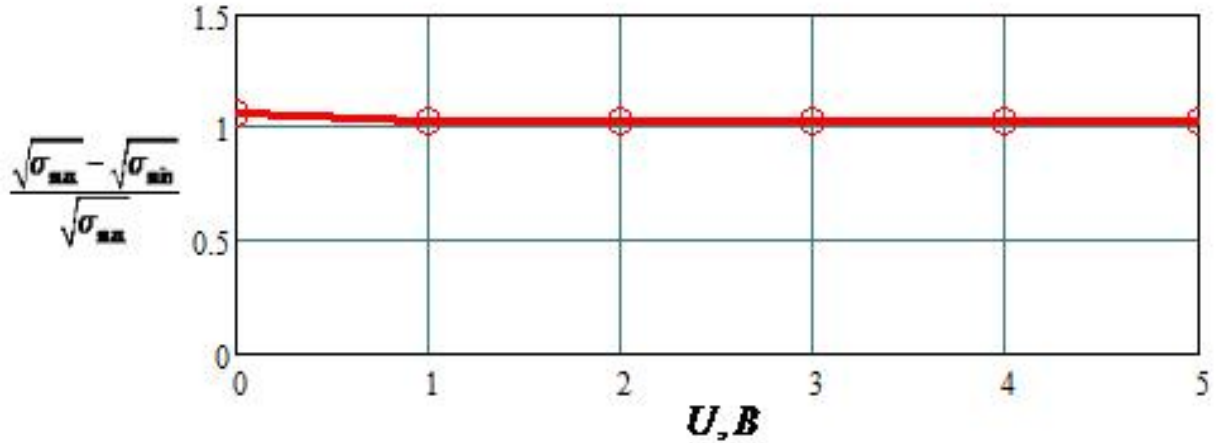


Рис.1.5.9. Зависимость относительной величины ЭПР $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ от значения обратного напряжения для диода КД522 (указаны значения напряжения в В)

Из графика следует, что изменение обратного напряжения, приложенного к диоду, влияния на глубину модуляции не оказывает, следовательно, на обратной ветви данный диод модуляцию не осуществляет. То есть изменение барьерной емкости весьма незначительно и составляет $\Delta C = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\max} + C_{\min}} = 0.15$ [48]. Данное изменение емкости ΔC приводит к перепаду ЭПР, равному 4%. Данное значение хорошо согласуется с результатом эксперимента.

Исследуем теперь влияние r_{in} диода HSMP-3890 на величину ЭПР. Зависимость ЭПР от обратного напряжения для данного типа диода приведена на рис. 1.5.10.

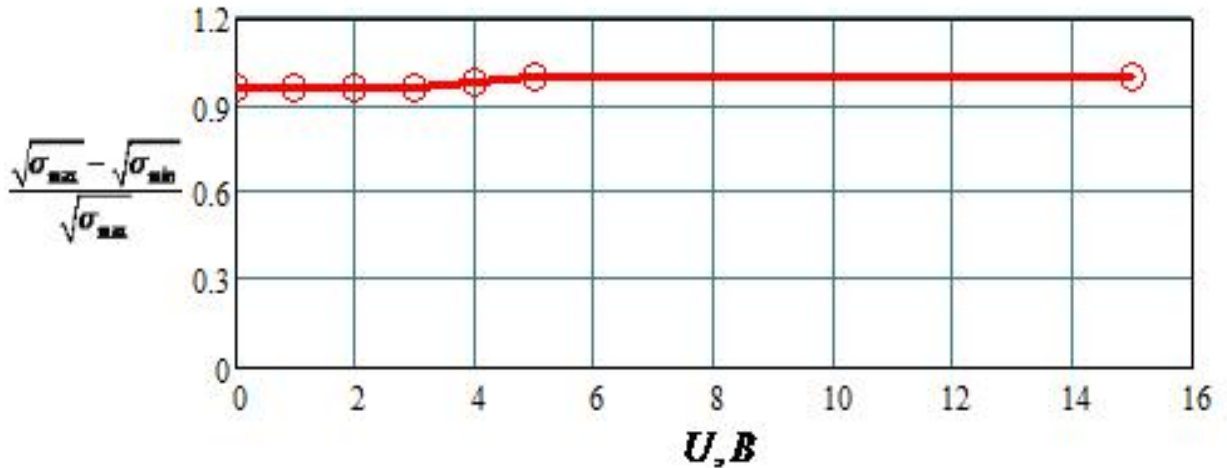


Рис.1.5.10. Зависимость относительной величины ЭПР $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ от значения обратного напряжения для диода HSMP-3890 (указаны значения напряжения в В).

Из анализа приведенной зависимости следует, что изменение обратного напряжения, приложенного к диоду, влияния на глубину модуляции не оказывает, следовательно, на обратной ветви данный диод модуляцию также не осуществляет. При этом влияния на ЭПР диполя он тоже не оказывает, то есть он является идеальным размыкателем.

Представляет интерес исследование влияния варикапа на величину ЭПР. Применение варикапа является выгодным с точки зрения получения минимальной величины энергии управления, так как обратный ток варикапа на порядки меньше прямого тока, а изменение емкости варикапа перекрывает необходимый диапазон изменения, необходимого для получения достаточного перепада ЭПР. На рис. 1.5.11 приведена зависимость ЭПР вибратора от величины обратного напряжения варикапа ВВ837 [83].

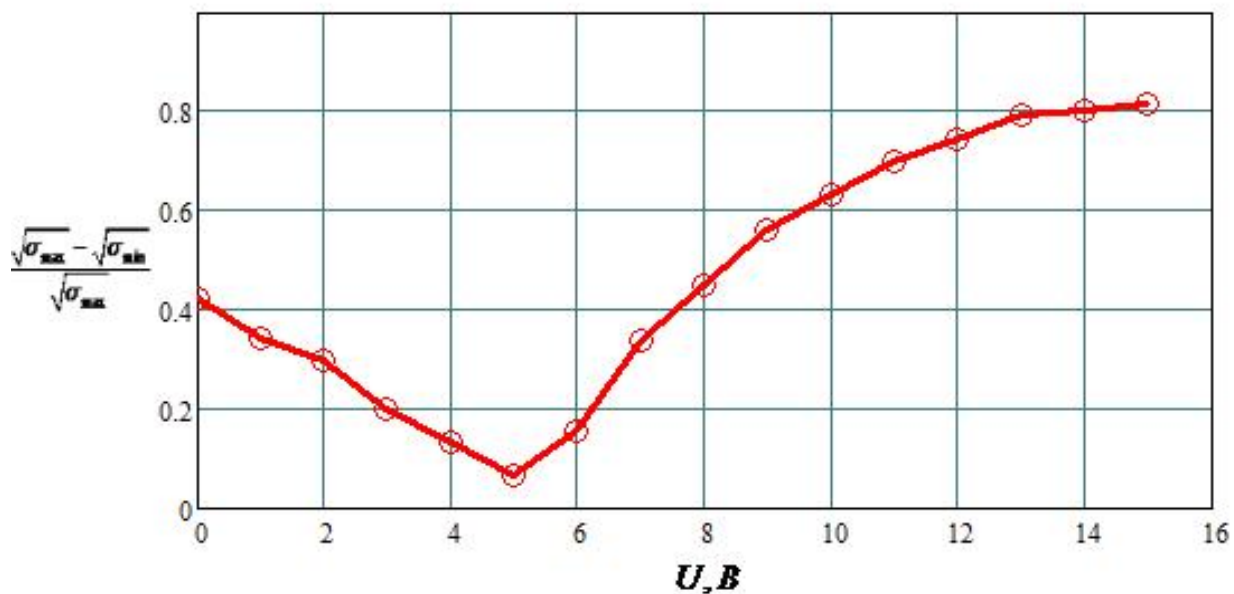


Рис.1.5.11. Зависимость относительной величины ЭПР $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ от значения обратного напряжения для варикапа BB837 (указаны значения напряжения в В)

Анализ приведенного рисунка свидетельствует о том, что величина ЭПР изменяется не монотонно при увеличении обратного напряжения; этот факт можно объяснить наличием не скомпенсированного реактивного сопротивления диполя, при этом при определенных величинах емкости варикапа наблюдается частичная компенсация данного импеданса. Таким образом, изменяя обратное напряжение в диапазоне 0–15В, можно получить относительный перепад ЭПР порядка 70%.

Для сравнения, в качестве нагрузки рассмотрим различные конденсаторы для поверхностного монтажа типоразмера 0603 (минимальные паразитные составляющие). На рис. 1.5.12 приведены как экспериментальная, так и теоретическая зависимости ЭПР от значения емкости нагрузки.

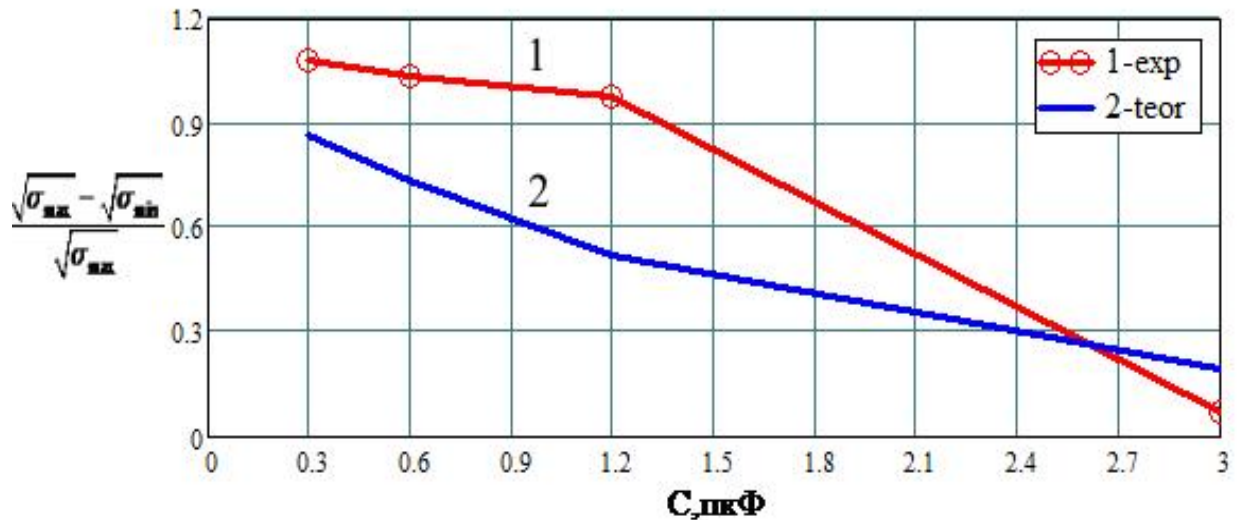


Рис. 1.5.12. Зависимость относительной величины ЭПР $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ от значения емкости нагрузки: 1 – экспериментальная зависимость, 2 – теоретическая зависимость

Из анализа графика следует, что при увеличении емкости величина перепада ЭПР уменьшается, характерное значение емкости, при которой плечи диполя оказываются замкнутыми, составляет 3 пкФ. Различие между теоретическими и экспериментальными данными можно связать с наличием паразитных элементов в эквивалентной схеме емкости на данной частоте.

Проведенные исследования системы «диод-диполь» позволяют подтвердить справедливость радиофизической модели, описывающей взаимодействие полупроводникового диода и полуволнового вибратора. В результате были установлены основные параметры полупроводникового диода, влияющие на ЭПР диполя, а, следовательно, и на глубину модуляции. Этими параметрами являются значения сопротивления базы и сопротивление перехода при прямом смещении диода и барьерная емкость при обратном смещении. ЭПР системы «диод-диполь» зависит от значения сопротивления нагрузки, и если оно соизмеримо с волновым сопротивлением диполя, то в этом случае ЭПР системы максимальна, если намного больше, то ЭПР принимает минимальное значение.

1.6. Работа системы при сильном и слабом модулирующем воздействии

Рассмотрим радиофизическую модель системы «диод-диполь» при гармоническом модулирующем воздействии. При этом на диод подается модулирующее напряжение в виде $s(t) = A \cos(\Omega t)$. Импеданс диода будет меняться в зависимости от значения мгновенного напряжения (1.4.1–1.4.2) при прямом смещении, и при обратном (1.4.3). Таким образом, мы получаем периодическое изменение импеданса диода. Согласно (1.3.11) изменение импеданса диода приводит к изменению ЭПР диполя. На рис. 1.6.1 изображен график временной зависимости относительной величины ЭПР диполя (относительно ЭПР замкнутого полуволнового вибратора) при слабом гармоническом воздействии (при этом параметр управляющего напряжения $A < 1\text{В}$), на рис. 1.6.2 – при сильном воздействии (параметр $A \geq 1\text{В}$). Данные зависимости получены при теоретических расчетах.

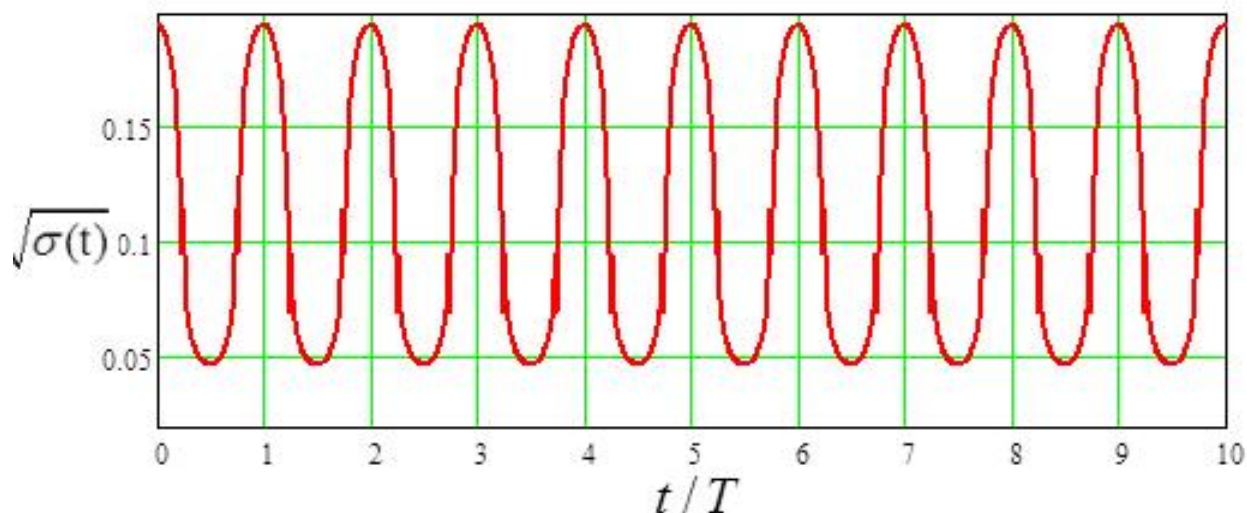


Рис. 1.6.1. Временная зависимость относительной величины ЭПР диполя при слабом гармоническом воздействии

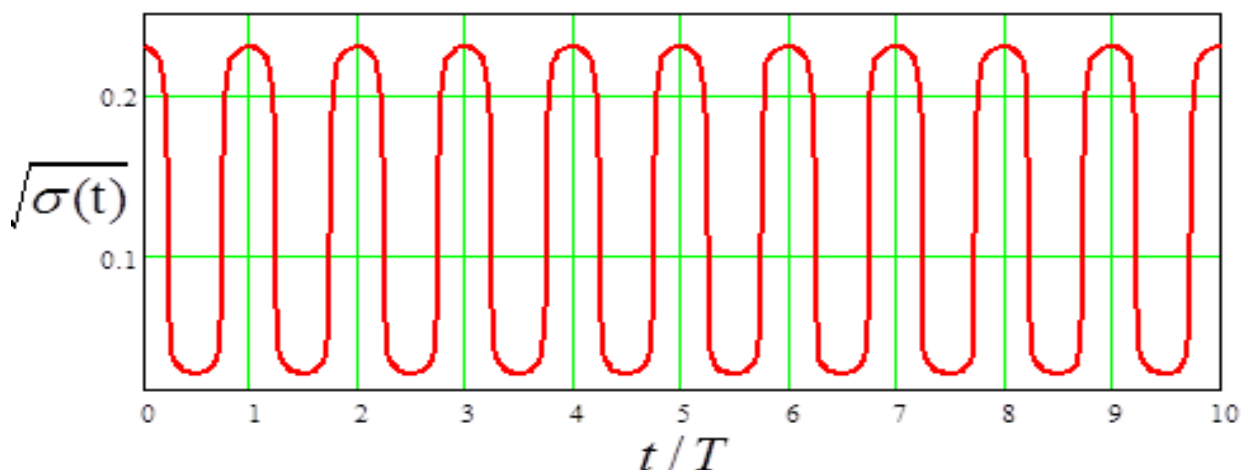


Рис. 1.6.2. Временная зависимость относительной величины ЭПР диполя при сильном гармоническом воздействии

Из анализа приведенных графиков следует, что при слабом воздействии закон изменения практически является гармоническим с малым уровнем нелинейных искажений, а при сильном форма отраженного сигнала приближается к прямоугольной с большим уровнем нелинейных искажений.

Данные теоретические зависимости хорошо согласуются с результатом эксперимента по записи отраженного сигнала [43]. На рис. 1.6.3 изображен спектр сигнала, отраженного от системы «диод-диполь», при слабом гармоническом воздействии на диполь (частота модуляции $f = \Omega / 2\pi = 1.5$ МГц).

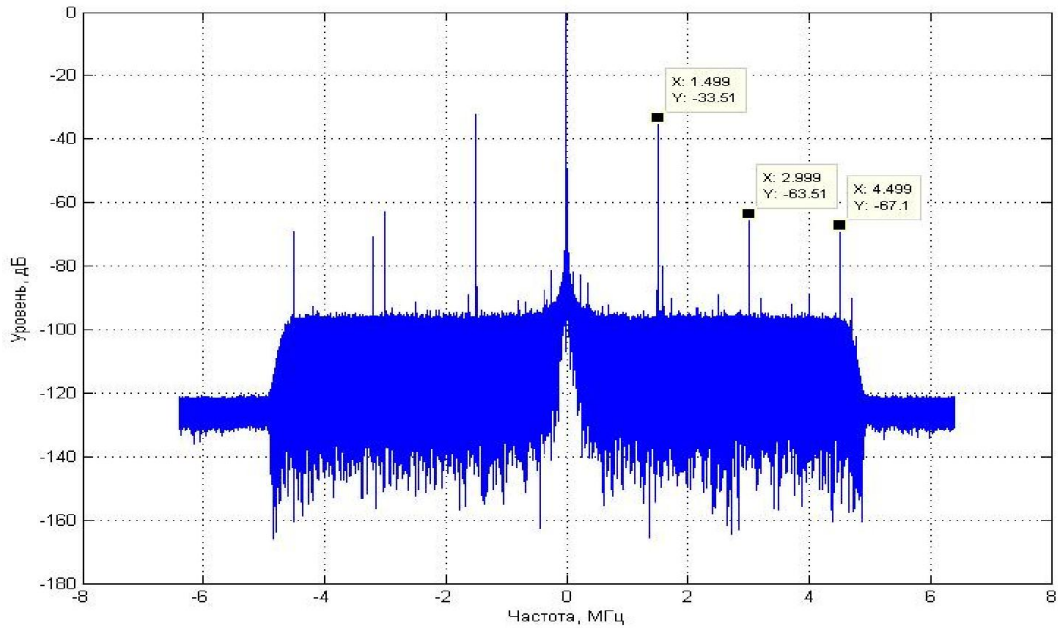


Рис. 1.6.3. Спектр отраженного сигнала при слабом гармоническом воздействии

Видно, что уровень второй гармоники составляет -30 дБ (коэффициент гармоник составляет не более 3%), уровень третьей гармоники еще меньше и составляет -33.6 дБ (коэффициент гармоник составляет не более 2%).

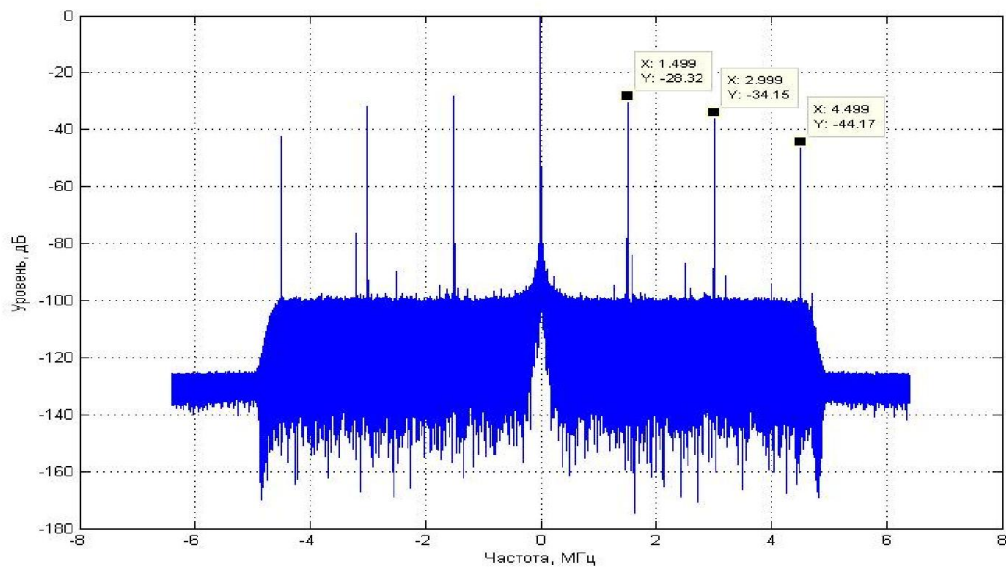


Рис. 1.6.4. Спектр отраженного сигнала при сильном гармоническом воздействии

При увеличении амплитуды воздействия (см. рис. 1.6.4), система переходит в нелинейный режим работы, при этом коэффициент нелинейных искажений составляет 50% и более.

1.7. Основные результаты и выводы

1. Для повышения эффективности работы системы «диод-диполь» необходимо добиться максимального значения перепада ЭПР системы, то есть максимизировать выражение $\sigma_{\max} - \sigma_{\min}$, так как это выражение в итоге и определяет коэффициент амплитудной модуляции отраженного поля. Значения ЭПР σ_{\max} и σ_{\min} зависят от величины и характера импеданса подключенной к диполю нагрузки. При изменении импеданса нагрузки в пределах 0–250 Ом, можно варьировать относительное значение ЭПР в пределах 1–0.1 от максимального значения (при диполе $\sigma_{\max} = 0.86\lambda^2$). При импедансе с емкостным характером возможно проявление частичной подстройки диполя в резонанс (за счет компенсации реактивных составляющих импеданса нагрузки и внутреннего сопротивления диполя).

2. Импеданс подключенного в качестве управляющего элемента диода зависит от направления смещения диода, а также от структуры p-n перехода. При прямом смещении диода импеданс в основном складывается из сопротивления перехода и сопротивления базы. При обратном смещении – из реактивного сопротивления барьерной емкости перехода. Величина импеданса диода меняется в зависимости от значения прямого тока, протекающего через диод, или от значения обратного напряжения. Таким образом, осуществляя изменение положения рабочей точки диода, можно получить амплитудную модуляцию отраженного поля.

3. Глубина модуляции будет определяться максимальным изменением импеданса диода от управляющего напряжения. Из результатов эксперимента следует, что для получения максимальной глубины модуляции необходимо, чтобы импеданс диода варьировался в диапазоне от 0 Ом до 1 кОм (см. рис. 1.5.9).

Данные результаты хорошо согласуются с теоретическими. В зависимости от требуемого перепада ЭПР (и, следовательно, уровня боковой гармоники) по рис. 1.3.3 возможно выбрать необходимый диапазон изменения импеданса и его характер. Затем следует на частоте несущей рассчитать изменение параметров диода и получить примерные значения для уровней модулирующего воздействия.

4. Для устранения влияния управляющего генератора на диполь необходимо применять устройства или линии согласования, которые минимизируют влияние входного импеданса управляющего генератора на импеданс антенны. Это могут быть отрезки четвертьволновой линии либо реактивные элементы, например, индуктивность. Реактивное сопротивление подобной индуктивности на частоте работы диполя должно составлять не менее 1000 Ом. В этом случае влиянием управляющего генератора можно пренебречь.

5. Также следует отметить, что использование варикапа позволяет получить амплитудную модуляцию отраженного поля, работая только на обратной ветви, однако при этом диапазон изменения емкости должен быть значителен, т.е. $C_{\max} / C_{\min} > 10$. В результате энергозатраты на модуляцию будут минимальны. Из формул (1.2.4), (1.3.11) и (1.4.1-1.4.6) следует, что процесс модуляции является нелинейным. Из рис. 1.6.3 – 1.6.4 видно, что эта нелинейность возрастает при увеличении модулирующего воздействия на диод. При малых уровнях нелинейностью можно пренебречь.

ГЛАВА 2. РАЗЛИЧНЫЕ ВИДЫ МОДУЛИРУЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ ДЛЯ СИСТЕМЫ «ДИОД-ДИПОЛЬ». УРАВНЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ СИСТЕМЫ «ДИОД-ДИПОЛЬ»

2.1. Модулятор на основе схемы Колпитца

Для осуществления амплитудной модуляции переотраженного поля системой «диод-диполь» необходим генератор, выходной сигнал которого позволяет управлять положением рабочей точки диода [44]. Подобный модулирующий генератор может вырабатывать как детерминированный сигнал – в этом случае отраженное поле будет иметь узкополосную амплитудную модуляцию, так и стохастическое выходное напряжение, которое приводит к широкополосной стохастической модуляции отраженного сигнала. Стохастическая модуляция по сравнению с узкополосной АМ позволяет увеличить помехозащищенность и скрытность радиометок, основанных на управляемых рассеивателях за счет увеличения полосы отраженного сигнала [27, 32].

Рассмотрим простейшую схему генератора на основе генератора Колпитца, изображенную на рис. 2.1.1 [84]. Данный генератор позволяет при определенных параметрах добротности колебательного контура и смещений рабочей точки транзистора получать как детерминированный выходной сигнал, по форме приближающийся к гармоническому, так и стохастическое выходное напряжение с широкой полосой генерируемых частот [51, 90].

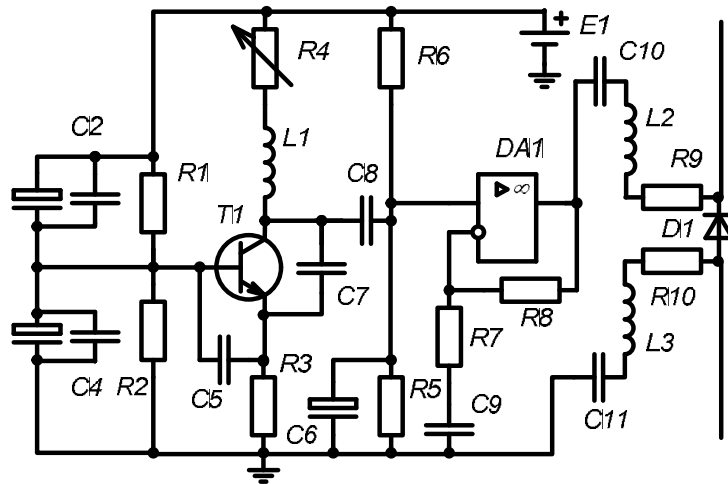


Рис.2.1.1. Принципиальная схема модулятора

Генератор состоит из осциллятора, собранного на транзисторе T1 (2N2222) [93] по схеме емкостной трехточки [14, 20, 39], с регулируемым значением добротности колебательного контура $L1R4C5C7$ и быстродействующего усилителя DA1 (AD818) фирмы Analog Devices. Динамические режимы работы осциллятора описываются с помощью системы дифференциальных уравнений [14, 20, 39,52] вида:

$$C_7 \frac{dV_{CE}}{dt} = I_{L1} - I_C, \quad (2.1.1)$$

$$C_5 \frac{dV_{BE}}{dt} = \frac{V_E - V_{BE}}{R_3} - I_{L1} - I_B, \quad (2.1.2)$$

$$L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} = V_C - V_{CE} - R_2 I_{L1} + V_{BE}, \quad (2.1.3)$$

где I_{L1} – ток, протекающий через индуктивность L_1 , I_C – ток коллектора транзистора T_1 , I_B – ток базы T_1 , V_C , V_E – половина напряжения питания схемы, V_{BE} – напряжение база-эмиттер транзистора, V_{CE} – напряжение коллектор-эмиттер транзистора. Для упрощения описания работы осциллятора следует использовать кусочно-линейную аппроксимацию статических характеристик транзистора [20]:

$$I_B = 0 \text{ при } V_{BE} \leq V_T, \quad (2.1.4)$$

$$I_B = (V_{BE} - V_T) / R_{BE} \text{ при } V_{BE} > V_T, \quad (2.1.5)$$

$$I_C = \beta I_B, \quad (2.1.6)$$

где I_B , I_C – токи, протекающие через базу и коллектор транзистора, V_T – барьерный потенциал транзистора, β – коэффициент усиления транзистора по току.

Регулируя значение добротности контура с помощью переменного резистора R4, можно добиться как детерминированного режима работы осциллятора, так и стохастического. Минимальная частота генерируемого сигнала приближенно равна

$$f_{\min} \approx \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{C_5 + C_7}}{\sqrt{L_1 C_5 C_7}}. \quad (2.1.7)$$

Качественную зависимость типа (детерминированный, стохастический) вырабатываемого генератором сигнала от величины добротности колебательного контура можно объяснить следующим образом: за счет нелинейной передаточной характеристики транзистора [20], выходное напряжение с колебательного контура, попадающее на базу транзистора через цепи обратной связи после усиления, испытывает расширение спектра (появление высших гармоник). При высокодобротном колебательном контуре, все высшие гармоники претерпевают сильное ослабление, а при уменьшении добротности контура амплитуды высших гармоник возрастают, что приводит к появлению комбинационных частот за счет нелинейности. При некотором пороге уровне добротности детерминированная генерация переходит в стохастическую [84], и происходит переход к многочастотной генерации сигнала. Так же данный качественный переход можно объяснить, используя зависимость поведения динамической системы от начальных условий. При высокодобротном колебательном контуре зависимость

от начальных условий нивелируется за счет избирательных свойств контура и переход к стохастическому режиму генерации невозможен, а при низкодобротном контуре поведения системы начинает зависеть от начальных условий и при некотором пороговом значении (при котором показатель Ляпунова [46, 48] становится больше нуля) траектории поведения динамической системы в фазовом пространстве начинают расходиться и генерация выходного сигнала переходит в стохастический режим.

Примененный операционный усилитель позволяет устранить влияние нагрузки на генератор и масштабировать выходное напряжение для расширения динамического диапазона. Элементы C10, C11 необходимы для развязки генератора и нагрузки по постоянному току, L2, L3 – для устранения влияния генератора на диполь, резисторы R9, R10 задают максимальный ток через диод в прямом направлении.

2.2. Режимы работы модулятора (детерминированный режим, стохастический режим)

Исследуем режимы работы генератора (см. рис.2.1.1) в программе высокочастотного моделирования при различных значениях добротности колебательного контура [20]. Эквивалентная схема генератора в программе высокочастотного моделирования представлена на рис.2.2.1.

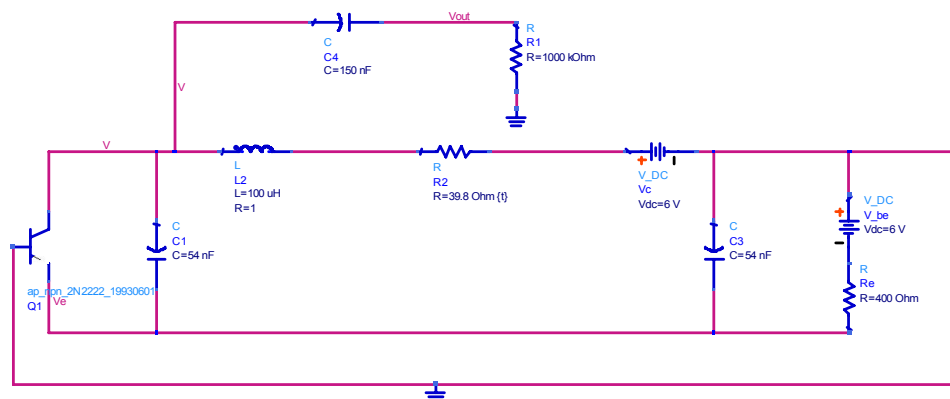


Рис.2.2.1. Принципиальная схема генератора в программе высокочастотного моделирования

Резистор R_2 является переменным, с его помощью осуществляется перестройка режима генератора. Все остальные параметры являются фиксированными. В программе заложена модель транзистора 2N2222 [93]. На рис. 2.2.2 изображены динамические характеристики транзистора. На рис. 2.2.3 изображены графики выходного напряжения, спектра, а также фазовый портрет при значении сопротивления $R_2=0$ Ом.

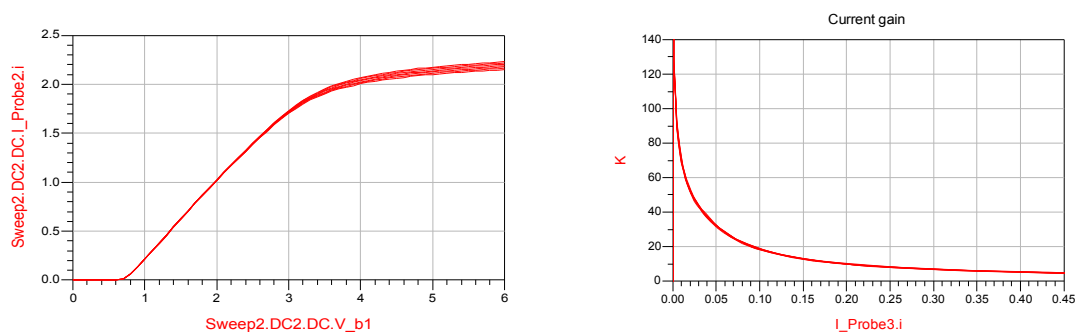


Рис.2.2.2. Сквозная характеристика транзистора (зависимость тока коллектора от напряжения база-эмиттер). Зависимость коэффициента усиления по току от тока базы

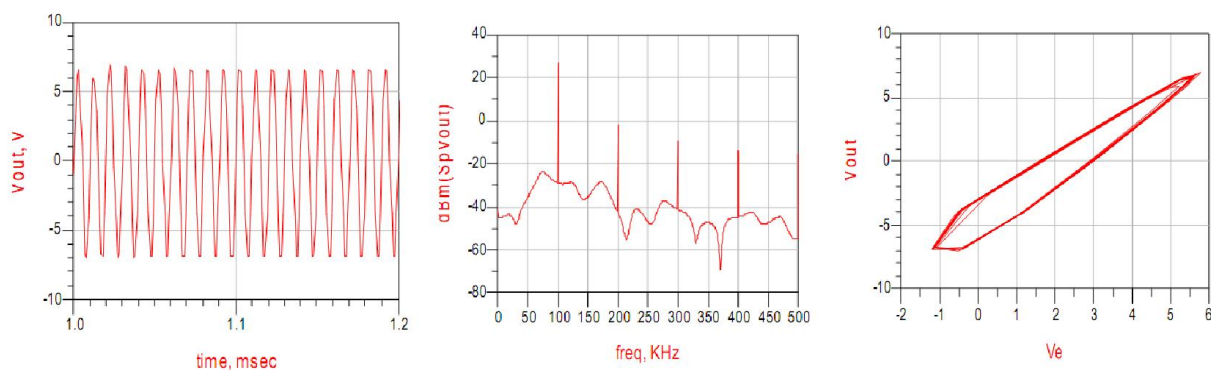


Рис.2.2.3. Сигнал на выходе генератора, спектр, фазовый портрет при $R_2=0$ Ом

Из анализа приведенных графиков следует, что режим работы генератора соответствует детерминированному стационарному режиму. Форма выходного сигнала является квазигармонической, с коэффициентом нелинейных искажений (КНИ) не более 10%. Таким образом, при сопротивлении $R_2=0$ Ом добротность колебательного контура достаточна для получения квазигармонического

выходного сигнала (в параметры модели пассивных элементов входят паразитные составляющие, поэтому добротность при $R_2=0$ Ом не бесконечна).

На рис. 2.2.4 изображены графики выходного напряжения, спектра, а также фазовый портрет, при значении сопротивления $R_2=10$ Ом.

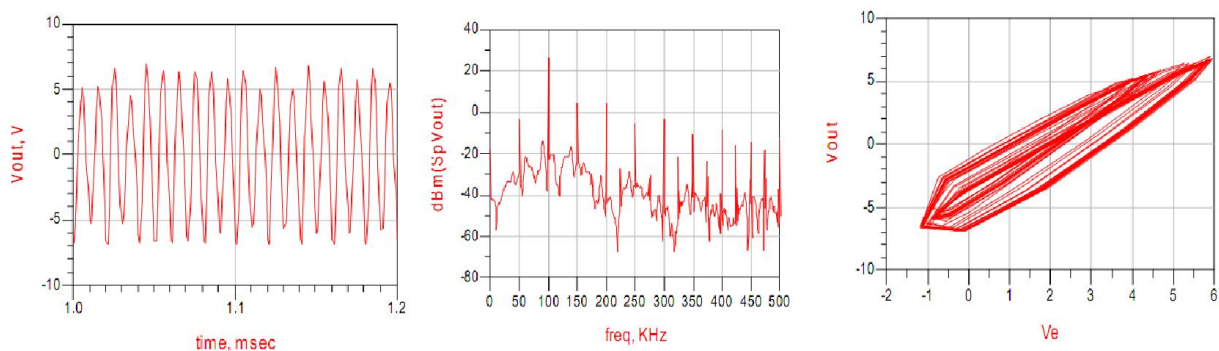


Рис.2.2.4. Сигнал на выходе генератора, спектр, фазовый портрет при $R_2=10$ Ом

Из анализа графиков следует, что при уменьшении добротности колебательного контура (при увеличении сопротивления резистора R_2) имеет место увеличение числа гармоник выходного сигнала, что приводит к увеличению полосы генерируемых частот.

Для подтверждения результатов моделирования на рис. 2.2.5 приведена осциллограмма и спектрограмма выходного сигнала генератора при сопротивлении $R_2=10$ Ом.

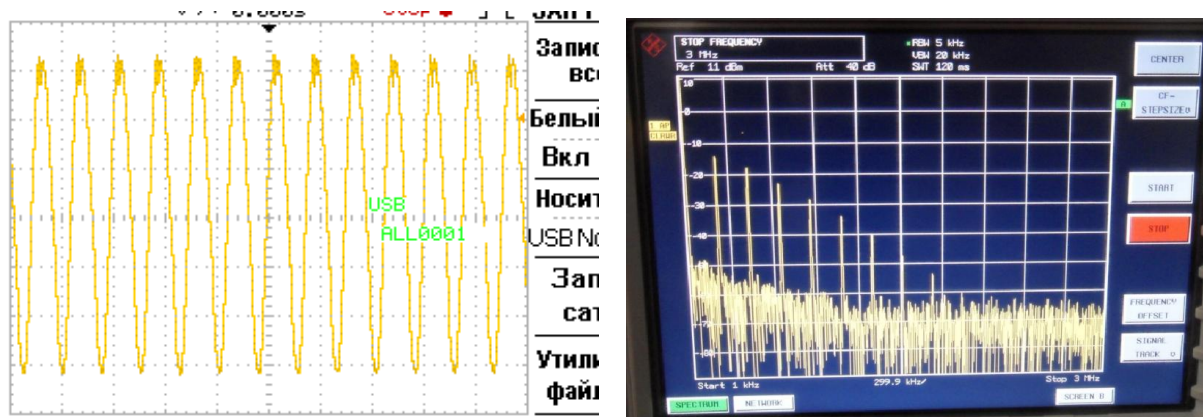


Рис.2.2.5. Осциллограмма и спектрограмма выходного сигнала генератора при значении сопротивления $R_2=10$ Ом

Из анализа рис. 2.2.5 следует, что результаты моделирования практически полностью совпадают с экспериментальными данными.

Регулируя значение добротности колебательного контура с помощью переменного резистора R_2 , можно добиться стохастического режима работы генератора. На рис. 2.2.6 представлены графики выходного напряжения, спектра, а также фазовый портрет для величины сопротивления $R_2=40$ Ом.

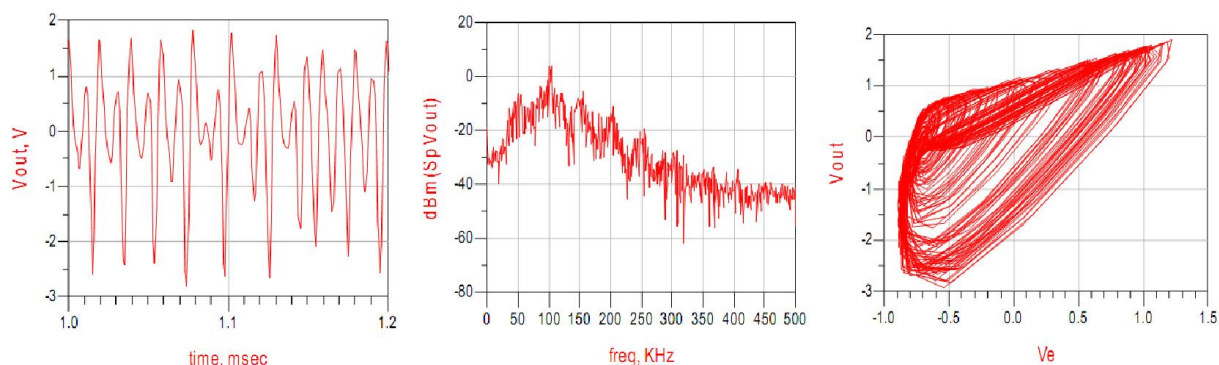


Рис.2.2.6. Сигнал на выходе генератора, спектр, фазовый портрет при $R_2=40$ Ом

Анализ рис. 2.2.6 свидетельствует о том, что при величине сопротивления R_2 , превышающим 40 Ом, выходной сигнал генератора является стохастическим. При этом его спектр является практически сплошным. Для подтверждения результатов моделирования на рис. 2.2.7 приведены осциллограмма и спектрограмма выходного напряжения для реального генератора при $R_2=40$ Ом.

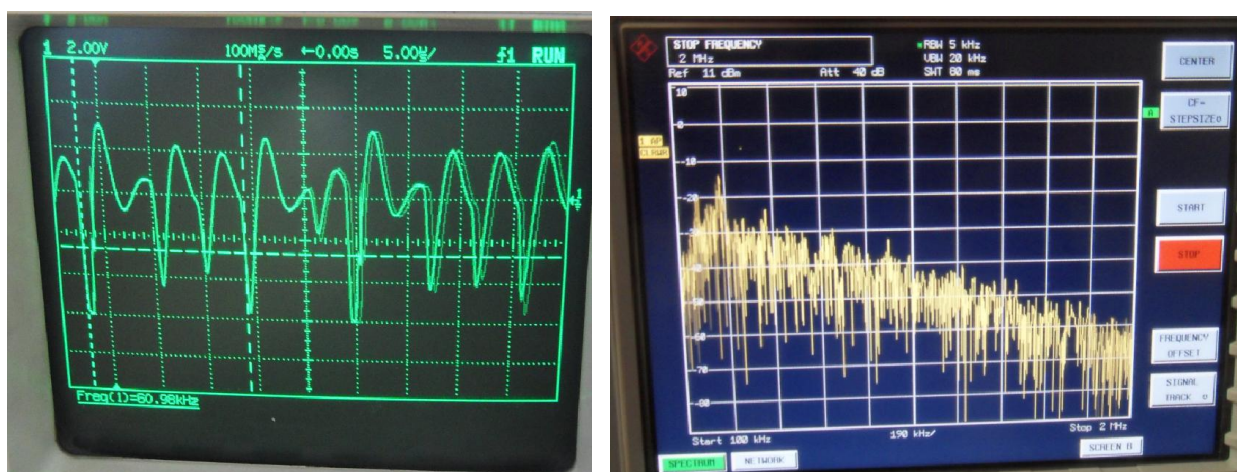


Рис.2.2.7. Осциллограмма и спектрограмма выходного сигнала генератора при значении сопротивления $R_2=40$ Ом

Из анализа рис. 2.2.7 следует, что выходное напряжение генератора в данных условиях имеет стохастический характер (это заметно по дрожанию картинке, данный эффект связан с рассинхронизацией осциллографа (использовался осциллограф фирмы Hewlett Packard 54615B). Также из анализа рис. 2.2.7 нетрудно заметить, что спектр сигнала на выходе генератора является достаточно широкополосным. Ширина полосы по уровню шума (-60 дБм) составляет 1.5 МГц.

Таким образом, из приведенных результатов следует, что генератор, собранный по схеме Колпитца, обеспечивает, в зависимости от величины добротности колебательного контура, как режим генерации детерминированного квазигармонического сигнала, так и режим генерации стохастического сигнала. Использование данного генератора в режиме стохастической генерации в модуляторе позволяет добиться параметрического расширения полосы (до нескольких МГц) отраженного сигнала. Применение операционного усилителя совместно с элементами ВЧ развязки позволяет масштабировать выходное напряжения генератора для согласования с динамическим диапазоном управления полупроводникового диода (параметры управления получены экспериментально в главе 1) для достижения максимальной глубины амплитудной модуляции переотраженного поля. Энергопотребление генератора (без учета энергопотребления операционного усилителя) зависит от добротности колебательного контура, а также от параметров выходного напряжения.

Всё вышеперечисленное подтверждает, что для модуляции отраженного поля системой «диод-диполь» возможно применение модулятора, изображенного на рис. 2.1.1.

2.3. Перенос системой «диод-диполь» спектров различных модулирующих сигналов в область высоких частот

Представляет интерес исследование возможности переноса системой «диод-диполь» в область радиочастот спектров различных модулирующих сигналов,

таких как: низкочастотный гармонический сигнал, сигнал со стохастической модуляцией и широкополосный псевдослучайный сигнал [43]. Возможность переноса спектра узкополосных детерминированных управляющих воздействий подтверждена в главе 1, а для широкополосных, в том числе и стохастических, необходимо провести экспериментальное подтверждение. Применение данных видов сигналов позволяет решить широкий спектр задач – по обнаружению, определению координат и передачи информации посредством системы «диод-диполь». Для реализации данного исследования был собран лабораторный стенд, схема которого представлена на рис. 2.3.1, состоящий из высокочастотного генератора (ГВЧ) 1 с излучающей антенной, широкополосного приемника (ШПР) 5 [52], модулятора с управляемым рассеивателем с буферным услителем (М) 2, генератора низкой частоты (ГН) 4 для получения модулирующего напряжения, генератора стохастического модулирующего сигнала (ГХ) 3. В качестве источника модулирующего сигнала может выступать сигнал с генераторов 3 или 4. Отсчеты с приемника записывались на компьютер 6 для дальнейшей обработки в среде математического моделирования.

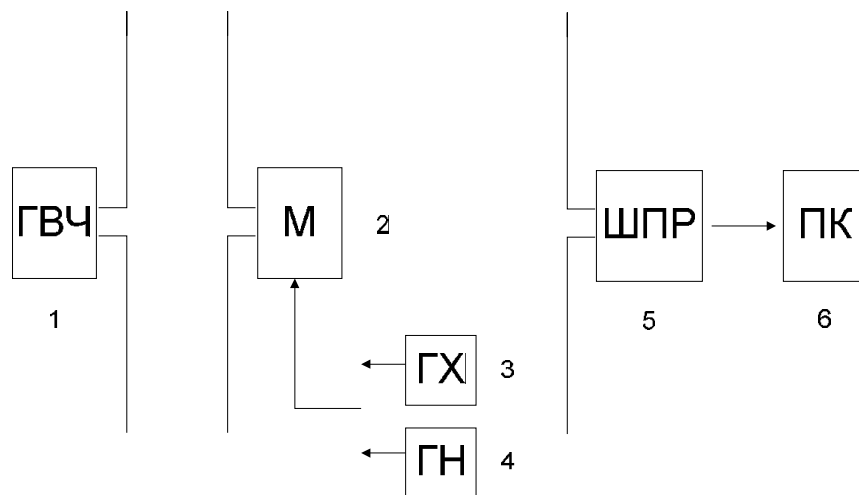


Рис.2.3.1. Лабораторный стенд для исследования отраженного от управляемого рассеивателя поля

На рис. 2.3.1 изображены следующие элементы:

1. Генератор высокой частоты;

2. Модулятор на основе радиолокационного управляемого рассеивателя совместно с буферным усилителем;
3. Генератор стохастического сигнала;
4. Генератор низкочастотного сигнала;
5. Широкополосный приемник Аргатак-ИМ;
6. Персональный компьютер.

В качестве модулирующего сигнала можно выбирать как сигнал с генератора хаоса 3, принципиальная схема которого показана на рис. 2.1.1, так и с генератора низкочастотного сигнала 4. В качестве входа модулятора используется неинвертирующий вход ОУ DA1 при отключении конденсатора С8 от генератора Колпитца рис. 2.1.1.

Конструктивно генератор стохастического напряжения собран на одной плате совместно с буферным усилителем. На рис. 2.3.2 представлена фотография системы «диод-диполь» совместно с модулятором (рис.2.1.1). Осциллограмма и спектрограмма выходного сигнала изображены на рис. 2.2.7.

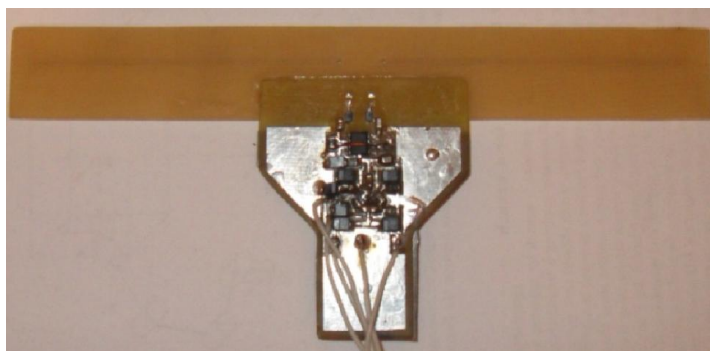


Рис. 2.3.2. Внешний вид системы «диод-диполь» совместно с модулятором

В качестве модулирующего низкочастотного сигнала можно использовать выходное напряжение, снимаемое с цифрового генератора Rohde & Schwarz SMIQ 03, подавая его на вход модулятора 2 через конденсатор С8. Рассмотрим спектрограмму, приведенную на рис. 2.3.3, снятую с выхода генератора при генерации синусоидального сигнала на частоте 1.5 МГц. В качестве

спектроанализатора во всех измерениях используется прибор Rohde & Schwarz FSU.

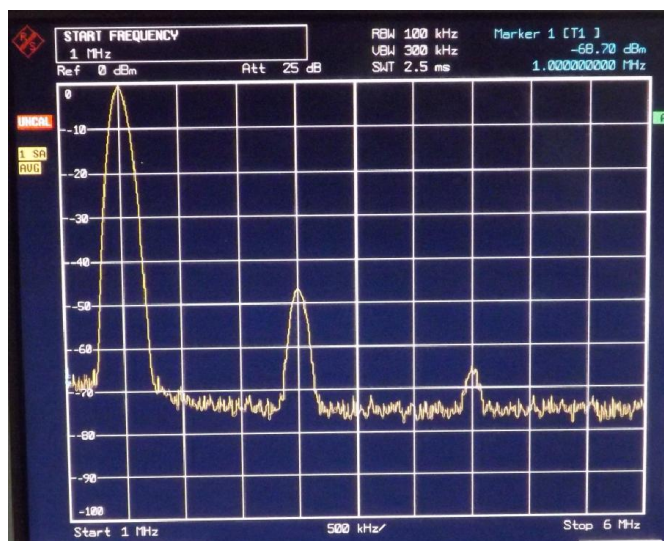


Рис. 2.3.3. Спектрограмма выходного сигнала генератора 4 (генерация узкополосного сигнала на частоте 1.5 МГц)

Из анализа спектра следует, что в выходном сигнале присутствует не только основная гармоника на частоте 1.5 МГц, но и высшие гармоники. Уровень второй гармоники по отношению к первой составляет -47 дБм. Наличие третьей гармоники можно не учитывать в связи с ее еще более низким уровнем.

Применяемый НЧ генератор 4 позволяет получить не только гармонический выходной сигнал, но и модулированный широкополосный, например, сигнал с бинарной фазовой модуляцией на основе псевдослучайной последовательности, алгоритм формирования которой приведен в [78, 80, 87, 97, 100]. Сгенерированная псевдослучайная последовательность подается на бинарный фазовый модулятор [57]. При этом выходное напряжение генератора может быть представлено в виде $s_{\text{вых}}(t) = x(t)\cos(2\pi ft)$, где $x(t) = \begin{cases} +1 \\ -1 \end{cases}$ – модулирующая псевдослучайная последовательность, а f – частота модулируемого колебания.

Спектр сигнала, промодулированного ПСП последовательностью, представлен на рис. 2.3.4.

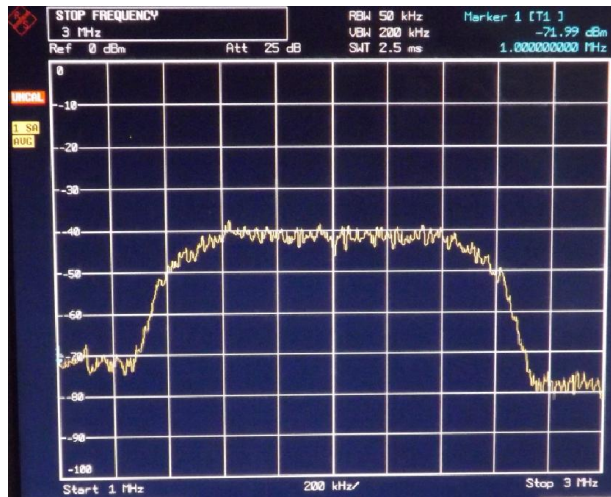


Рис. 2.3.4. Спектрограмма выходного сигнала генератора 4 (генерация широкополосного псевдослучайного сигнала).

Частота f поднесущего колебания выбрана равной 2 МГц, что соответствует центральной частоте спектра сигнала. Ширина полосы зависит от символьной скорости потока данных, в данном случае она составляет 1 МГц.

Далее сигнал с выхода широкополосного супергетеродинного приемника 5, при различных видах рассмотренных выше модулирующих воздействий, записывался на компьютер 6. Полученные данные обрабатывались в среде математического моделирования Scilab.

На рис. 1.6.3 представлен спектр принятого сигнала после преобразования частоты при гармоническом модулирующем сигнале от генератора 4, частота модулирующего сигнала – 1.5 МГц.

Из анализа спектра, изображенного на рис. 1.6.3, следует, что система «диод-диполь» осуществила перенос спектра модулирующего сигнала в область радиочастот [43]. Гармоника на нулевой частоте соответствует сигналу несущей в 1 ГГц. Переход на нулевую частоту связан с переносом сигнала гетеродином приемника. Однако следует заметить, что из-за нелинейности вольтамперной характеристики диода соотношение между боковыми гармониками изменилось. То есть амплитуды высших гармоник по отношению к основной гармонике (1.5 МГц) модулирующего сигнала возросли (см. рис. 2.2.3). При дальнейшем увеличении амплитуды воздействия можно получить увеличение уровня высших

гармоник. Это увеличение показано на рис. 1.6.4. Найдем фрактальную размерность сигнала [46, 49, 85]. Как известно, она представляет собой неотрицательную величину, определяющую геометрическую сложность анализируемой структуры сигнала. Для нахождения фрактальной размерности Хаусдорфа – Безиковича используется метод покрытия квадратами. Расчет проводился в специальном пакете FRACLAB по отсчетам сигнала записанного на ПК с широкополосного приемника. Фрактальная размерность (ФР) позволяет определить степень хаотичности сигнала: для детерминированных сигналов ФР принимает значения, близкие к 1, для стохастических сигналов значение приближается к 2 [49, 98]. Фрактальная размерность огибающей сигнала, изображенного на рис. 1.6.3, составляет 1.13. При увеличении числа боковых гармоник и их относительного уровня ФР также растет и составляет 1,44. Таким образом, повышение амплитуды модулирующего узкополосного сигнала приводит не только к увеличению основной (1.5 МГц) гармоники, но и к изменению соотношения амплитуд высших гармоник по отношению к основной. Поэтому, при больших амплитудах модулирующего сигнала следует учитывать нелинейность диода, приводящую к искажению передаваемого сообщения.

При подаче на вход модулятора 2 псевдослучайного сигнала с генератора 4, спектр которого изображен на рис. 2.3.4, получаем широкополосный отраженный от РУР сигнал. Спектрограмма принятого сигнала представлена на рис. 2.3.5.

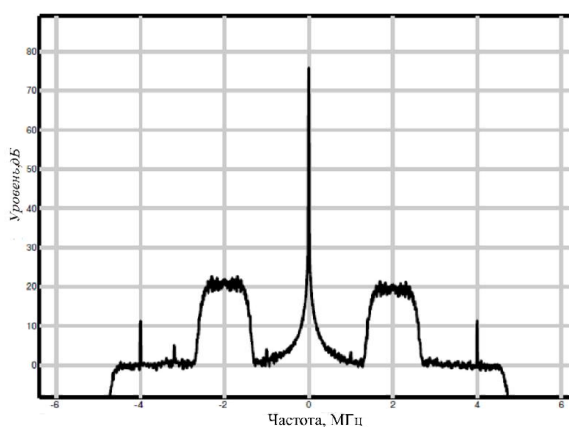


Рис.2.3.5. Спектрограмма отраженного от РУР сигнала с широкополосной модуляцией

Форма боковых составляющих спектра совпадает с формой спектра модулирующего сигнала, показанного на рис. 2.3.4. Боковые составляющие на частоте 4 МГц соответствуют второй гармонике несущей частоты модулирующего сигнала. Фрактальная размерность огибающей сигнала составляет 1,65. Таким образом, РУР на основе системы «диод-диполь» способен переносить широкополосные модулирующие сигналы в область радиочастот без значительных искажений передаваемых сигналов.

Рассмотрим спектр отраженного сигнала, изображенного на рис. 2.2.7, при подключении к входу модулятора генератора стохастических колебаний 3.

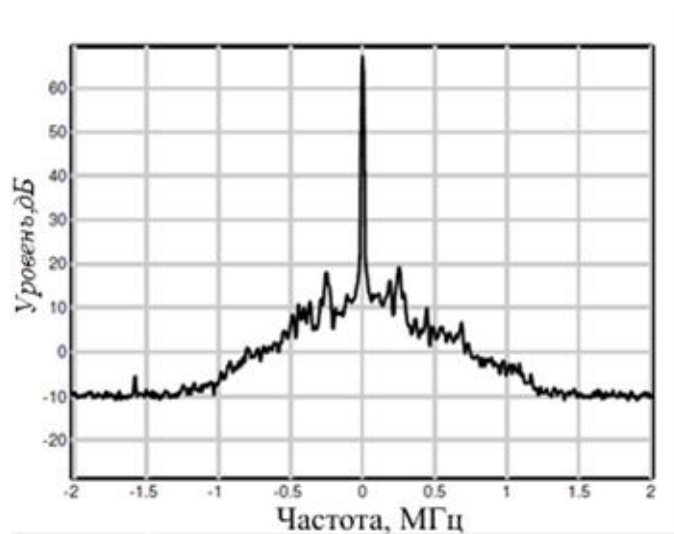


Рис. 2.3.6. Спектр сигнала, отраженного от управляемого рассеивателя, при стохастическом модулирующем воздействии

Из рис. 2.3.6 следует, что с помощью управляемого рассеивателя можно получить отраженное поле со стохастической модуляцией в полосе 1МГц. Спектр является непрерывным. Таким образом, система «диод-диполь» также может осуществлять перенос низкочастотного широкополосного стохастического сигнала в область радиочастот. Фрактальная размерность огибающей сигнала со стохастической АМ, как показывают расчеты, составляет 1,57.

Из анализа представленных графиков следует, что система «диод-диполь» осуществляет перенос в область радиочастот спектра модулирующего сигнала. Причем этот сигнал может быть как узкополосным (монохроматическим), так и

широкополосным, в том числе и стохастическим. А при увеличении амплитуды модулирующего сигнала следует учитывать нелинейность вольтамперной характеристики диода, которая приводит к появлению нелинейных искажений в передаваемом сигнале.

Таким образом, система «диод-диполь» совместно с модулятором, схема которого представлена на рис.2.1.1, может использоваться в качестве радиометки. При этом с энергопотреблением намного меньшим, чем у радиометок, излучающих радиосигнал, что позволяет значительно повысить время их автономной работы. Однако дальность действия таких радиометок существенно ниже, т.к. они представляют собой радиолокационную цель.

2.4. Дальность действия системы «диод-диполь» при гармоническом возбуждении. Сравнение со случаем нелинейного отражения

Проведем оценку дальности действия радиометки, основанной на системе «диод-диполь», представленной на рис. 2.1.1. Выходное напряжение модулятора является квазигармоническим (см. рис. 1.6.3). Также проанализируем дальность действия для случая нелинейного [2, 10,19, 34, 35, 55, 66] и параметрического переотражений [41, 44, 77]. При параметрическом переотражении управляющее напряжение на диоде осуществляет амплитудную модуляцию отраженного поля [44]. В случае нелинейного переотражения мощности сигнала, наведенного в диполе, хватает для того, чтобы в отраженном поле появились гармоники и субгармоники несущей частоты [70]. Сравнение дальности для данных случаев позволит судить о конкурентоспособности радиометок с параметрической модуляцией. Для оценки дальности действия системы на основе управляемого рассеивателя (система «диод-диполь») необходимо составить уравнение радиолокации, определяющее степень уменьшения мощности сигнала при переотражении. Для этого требуется конкретизировать взаимное расположение диполей в пространстве. Предположим, что все антенны размещены в одной плоскости, а также оси диполей – коллинеарны. Такой вариант расположения

антенн позволяет составить уравнение, подходящее для большинства прикладных задач. Для случая, когда оси диполей не параллельны, необходимо задавать дополнительные углы, задающие их взаимное расположение, при этом максимальная дальность работы такой системы, очевидно, уменьшится.

Рассмотрим вначале случай параметрической модуляции переотраженного поля. При этом будем считать, что ширина полосы отраженного от диполя сигнала $\Delta\omega \ll \omega_0$, где ω_0 – резонансная частота диполя. В этих условиях, очевидно, переотраженный сигнал является узкополосным. При выполнении данного условия будем считать, что нелинейными эффектами можно пренебречь и параметры вибратора рассчитывать на резонансной частоте ω_0 . Коллинеарное расположение диполей изображено на рис.2.4.1. В качестве передающей и приемной антенн выступают полуволновые диполи 1 и 3 соответственно. Параметрический отражатель 2 представляет собой управляемый рассеиватель на основе системы «диод-диполь», описанной выше.

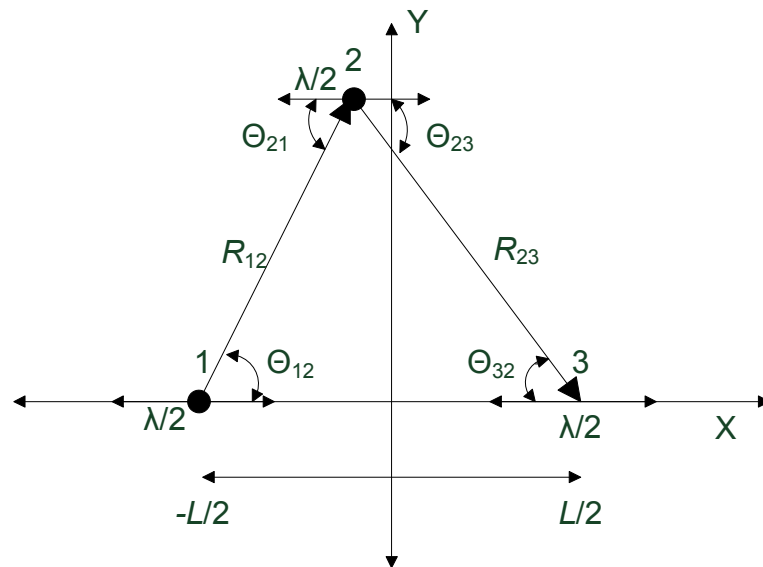


Рис.2.4.1. Расположение диполей в пространстве

Центры приемной 3 и передающей антенн 1 равноудалены от начала координат на расстояние $L/2$, где L – база бистатической системы локации. Положение центра параметрического отражателя 2 задается координатами x, y . Вычислим расстояния между центрами диполей и углы между осями и

направлением распространения сигнала. Расстояние между отражателем 2 и передающей антенной 1 равно

$$R_{12} = \sqrt{(x + L/2)^2 + y^2}. \quad (2.4.1)$$

Расстояние между отражателем 2 и приемной антенной 3

$$R_{23} = \sqrt{(x - L/2)^2 + y^2}. \quad (2.4.2)$$

Углы между направлениями излучения и осями диполей:

$$\Theta_{12} = \Theta_{21} = \arctg\left(\frac{y}{x + L/2}\right), \quad (2.4.3)$$

$$\Theta_{23} = \Theta_{32} = \arctg\left(\frac{y}{x - L/2}\right). \quad (2.4.4)$$

Будем считать, что для расстояний R_{12} и R_{23} выполняется условие $R_{12}, R_{23} \gg \lambda$, где $\lambda = c \frac{2\pi}{\omega_0}$ – длина волны несущего колебания, c – скорость света в вакууме, таким образом, расчет будем проводить в зоне Фраунгофера. Также считаем, что передающая и приемная антенны являются идеально согласованными с нагрузкой [22, 31, 38]. Это допущение позволяет найти теоретически максимальную дальность. Сопротивление излучения составляет в этом случае $R_{\Sigma} = 73.1 \text{ Ом}$, которое совпадает с внутренним сопротивлением антенны $R_a = 73.1 \text{ Ом}$.

В соответствии с [38] запишем выражение для амплитудного значения напряженности электромагнитного поля в дальней зоне излучающей антенны 1 в виде

$$E_{12} = \frac{60I_1}{R_{12}} f(\Theta_{12}), \quad (2.4.5)$$

где

$$f(\Theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\Theta)\right)}{\sin(\Theta)} \quad (2.4.6)$$

нормированная диаграмма направленности (ДН) полуволнового диполя, I_1 – амплитуда тока в пучности. Для расчета I_1 воспользуемся радиофизической

моделью излучающей антенны, представив ее в виде нагрузки R_a , подключенной к генератору с внутренним сопротивлением $R_b = R_a$ (условие согласования) и ЭДС E_1 . Тогда $I_1 = \frac{E_1}{R_a + R_b} = \frac{E_1}{2R_a}$. Подставляя значение тока I_1 в выражение (2.4.5), получаем формулу для амплитуды напряженности поля вблизи отражателя 2 в виде

$$E_{12} = \frac{60E_1}{2R_a R_{12}} f(\Theta_{12}). \quad (2.4.7)$$

Отражатель 2 в приближении, соответствующем радиофизической модели антенны, можно представить как генератор с наведенной ЭДС [21, 25, 44] вида

$$E_2 = \frac{\lambda}{\pi} E_{12} \sqrt{\frac{R_{\Sigma} D_{max}}{120}} f(\Theta_{21}), \quad (2.4.8)$$

где $D_{max} = 1,64$ – значение коэффициента направленного действия (КНД) полуволнового вибратора. Внутреннее сопротивление генератора равно R_a , мощность, выделяемая на сопротивлении R_a , переизлучается в окружающее пространство. Подставляя в выражение (2.4.8) формулу (2.4.7), получаем следующее значение наведенной в отражателе 2 ЭДС

$$E_2 = \frac{\lambda}{\pi} \frac{60E_1}{2R_a R_{12}} \sqrt{\frac{R_{\Sigma} D_{max}}{120}} f(\Theta_{12}) f(\Theta_{21}) = \frac{\lambda}{\pi} \frac{60E_1}{2R_a R_{12}} \sqrt{\frac{R_a D_{max}}{120}} f^2(\Theta_{21}). \quad (2.4.9)$$

Учтем, что в качестве нагрузки генератора выступает диод, при этом значение сопротивления нагрузки, подключенной к генератору, можно регулировать путем изменения положение рабочей точки на вольт-амперной характеристике (ВАХ) диода. Характер нагрузки будет меняться в зависимости от того, на какой ветви ВАХ располагается рабочая точка: при работе на обратной ветви нагрузка имеет емкостной характер (преобладает барьерная емкость), при работе на прямой ветви преобладает активное сопротивление перехода диода (см. параграф 1.4).

Амплитуду тока в пучности вибратора 2 можно представить в следующем виде

$$I_2 = \frac{E_2}{R_a + R_n} = \frac{E_2}{R_a} \sqrt{\frac{\sigma_n}{\sigma_{\lambda/2}}}, \quad (2.4.10)$$

где $\sigma_{\lambda/2} = 0.86\lambda^2$ – ЭПР полуволнового диполя, а σ_n – ЭПР диполя, нагруженного на полупроводниковый диод. В общем случае $\sigma_n = \sigma_n(U_{\text{mod}}(t))$. $U_{\text{mod}}(t) = A \cos(\Omega t + \varphi)$ – модулирующее напряжение. Таким образом, $I_2 = I_2(U_{\text{mod}}(t))$. Следовательно, ток в пучности будет промодулирован по амплитуде с частотой Ω .

Амплитуда напряженности поля, переизлученного отражателем 2, в дальней зоне представим аналогично (2.4.5) в виде

$$E_{23} = \frac{60I_2}{R_{23}} f(\Theta_{23}). \quad (2.4.11)$$

Подставляя в формулу (2.4.11) выражение для I_2 и E_2 , получаем

$$E_{23} = \frac{\lambda}{\pi} \frac{60E_1}{2R_a R_{12} R_{23}} \frac{60 \sqrt{\frac{R_a D_{\text{max}}}{120}} f^2(\Theta_{21}) f(\Theta_{23}) \sqrt{\sigma_n / \sigma_{\lambda/2}}}{R_a}.$$

После упрощения окончательно находим

$$E_{23} = \frac{\lambda}{\pi} \frac{E_1}{R_a^{3/2} R_{12} R_{23}} \frac{30 \sqrt{30 D_{\text{max}}}}{\sqrt{\sigma_{\lambda/2} / \sigma_n}} f^2(\Theta_{21}) f(\Theta_{23}). \quad (2.4.12)$$

Электромагнитное поле с амплитудой E_{23} вблизи приемной антенны 3 создает ЭДС вида

$$E_3 = \frac{\lambda}{\pi} E_{23} \sqrt{\frac{R_z D_{\text{max}}}{120}} f(\Theta_{32}). \quad (2.4.13)$$

Подставляя выражение (2.4.12) в (2.4.13), получаем

$$E_3 = \frac{\lambda^2}{\pi^2} \frac{15E_1 D_{\text{max}}}{R_a R_{12} R_{23}} Fm(t) f^2(\Theta_{21}) f^2(\Theta_{23}), \quad (2.4.14)$$

где $Fm(t) = \sqrt{\sigma_n(t) / \sigma_{\lambda/2}}$ – функция, задающая амплитудную модуляцию отраженного поля.

Выражение (2.4.14) определяет значение ЭДС, наведенной в приемной антенне, при переотражении от отражателя 2.

Разложим функцию $Fm(t)$ в ряд Фурье $Fm(t) = a_0/2 + \sum_{i=1} a_i \cos(i\Omega t)$, где

$$a_i = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} Fm(t) \cos(i\Omega t) dt - \text{коэффициенты разложения, а } T = 2\pi/\Omega.$$

В приемнике различить отраженный сигнал можно лишь по наличию боковых гармоник на частотах $\omega_0 - i\Omega$, $\omega_0 + i\Omega$ в спектре принятого сигнала, так как возможны переотражения от различных объектов, подстилающей поверхности, попадающие в приемник, наравне с полезным сигналом, от отражателя 2 (рис.2.4.1). Наибольшим уровнем будет обладать первая гармоника разложения сигнала (при гармоническом модулирующем сигнале) $a_1 \cos(\Omega t)$, при этом постоянную составляющую $a_0/2$ в дальнейшем не учитываем, так как она не производит боковых гармоник отраженного сигнала. Этот уровень и необходимо учитывать в принятом сигнале. Таким образом, амплитуда боковых гармоник принятого сигнала на частотах $\omega_0 - \Omega$, $\omega_0 + \Omega$ в соответствии с (2.4.14) будет равна [61]

$$E_{3\Omega} = \frac{\lambda^2}{\pi^2} \frac{15a_1 E_1 D_{\max}}{2R_a R_{12} R_{23}} f^2(\Theta_{21}) f^2(\Theta_{23}). \quad (2.4.15)$$

Мощность сигнала, поступающая на вход приемника, для случая согласованной нагрузки равна $P_{3\Omega} = \frac{E_{3\Omega}^2}{4R_a}$, мощность излучения антенны 1 $P_1 = \frac{E_1^2}{4R_a}$.

В итоге уравнение радиолокации можно записать в следующем виде [41]

$$\frac{P_{3\Omega}}{P_1} = \frac{\lambda^4}{\pi^4} \frac{225a_1^2 D_{\max}^2}{4R_a^2 R_{12}^2 R_{23}^2} f^4(\Theta_{21}) f^4(\Theta_{23}). \quad (2.4.16)$$

В главе 1 для случая параметрической модуляции при использовании кремниевого диода Д9 были экспериментально получены зависимости относительного уровня ЭПР от величины модулирующего воздействия (рис. 1.5.3 и рис 1.5.8). После аппроксимации данных зависимостей для амплитуды модулирующего воздействия $A=6В$ (генератор с такой амплитудой выходного напряжения использовался в полевых испытаниях) было получено значение первой гармоники $a_1 = 0.3$.

Перейдем теперь к нахождению уравнения радиолокации для случая нелинейного отражения [34, 35, 70]. Нелинейным переотражателем является полуволновый (на частоте зондирования ω_0) диполь с нелинейной нагрузкой. Нагрузкой может выступать как полупроводниковый диод, так и нелинейный контакт, образованный соединением двух металлов через тонкий слой окисла [70]. ВАХ полупроводникового диода можно аппроксимировать квадратичной зависимостью, ВАХ нелинейного МОМ (металл-окисел-металл) контакта аппроксимируется кубическим полиномом. Таким образом, в зависимости от вида нелинейного элемента, переотражение от диполя может происходить как на второй $2\omega_0$, так и на третьей $3\omega_0$ гармониках несущего колебания. Рассмотрим оба случая.

Будем считать, что из-за нелинейности ВАХ диода переотражение от диполя происходит на удвоенной частоте несущей $2\omega_0$.

Положим, что расположение антенн в пространстве аналогично рис.2.4.1, за исключением того, что приемная антенна 3 представляет собой полуволновый вибратор, настроенный на частоту $2\omega_0$. Тогда ЭДС, наведенная в отражателе 2, запишется в следующем виде

$$E_2 = \frac{\lambda}{\pi} E_{12} \sqrt{\frac{R_{\Sigma} D_{max}}{120}} f(\Theta_{21}). \quad (2.4.17)$$

В [70, 71] предложен радиотехнический подход к анализу работы переотражающей антенны с нелинейной нагрузкой. При этом для вычисления амплитуды второй гармоники $2\omega_0$ тока необходимо знать несколько параметров диода, которые можно определить лишь экспериментально. В связи с этим представляется целесообразным ввести в рассмотрение параметр НЭПР (нелинейной эффективной поверхности рассеяния) σ_n [34, 35], с помощью которого можно вычислить ток, протекающий через диполь, с частотой $2\omega_0$. В результате, ток второй гармоники представим в виде $I_2 = \frac{\sqrt{\pi\sigma_n}}{120\lambda} E_2$. Будем считать,

что на частоте $2\omega_0$ отражатель 2 представляет собой одноволновый вибратор с ДН вида

$$f_\lambda(\Theta) = \frac{2 \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos(\Theta)\right)}{\sin(\Theta)}. \quad (2.4.18)$$

Тогда амплитуда напряженности электромагнитного поля вблизи приемной антенны 3 запишется аналогично (2.4.5) в виде

$$E_{23} = \frac{60I_2}{R_{23}} f_\lambda(\Theta_{23}). \quad (2.4.19)$$

При этом ЭДС, наведенная в приемной антенне 3, запишется как

$$E_3 = \frac{\lambda/2}{\pi} E_{23} \sqrt{\frac{R_{\Sigma} D_{max}}{120}} f(\Theta_{32}) \quad (2.4.20)$$

или

$$E_3 = \frac{\lambda^2}{\pi^2} \frac{\sqrt{\pi\sigma_n} E_1 D_{max}}{16\lambda R_{12} R_{23}} f^2(\Theta_{21}) f(\Theta_{23}) f_\lambda(\Theta_{23}).$$

В результате, приходим к следующему соотношению между мощностями приема и излучения [61]

$$\frac{P_3}{P_1} = \frac{\lambda^2}{\pi^4} \frac{\pi\sigma_n D_{max}^2}{256 R_{12}^2 R_{23}^2} f^4(\Theta_{21}) f^2(\Theta_{23}) f_\lambda^2(\Theta_{23}). \quad (2.4.21)$$

Выражение (2.4.21) является уравнением радиолокации для случая нелинейного переотражения, где в качестве нелинейного элемента выступает полупроводниковый диод. Вывод уравнения радиолокации для МОМ контакта аналогичен, за исключением того, что приемная антенна должна быть настроена на третью гармонику $3\omega_0$, и отражатель 2 представляет собой полутораволновый

вибратор с ДН $f_{3\lambda/2}(\Theta) = \frac{\cos\left(\frac{3\pi}{2} \cos(\Theta)\right)}{\sin(\Theta)}$.

В итоге уравнение для МОМ контакта будет описываться выражением [61]

$$\frac{P_3}{P_1} = \frac{\lambda^2}{\pi^4} \frac{\pi\sigma_n D_{max}^2}{256 R_{12}^2 R_{23}^2} f^4(\Theta_{21}) f^2(\Theta_{23}) f_{3\lambda/2}^2(\Theta_{23}). \quad (2.4.22)$$

Отметим, что в выражениях (2.4.21), (2.4.22) величина σ_n является, в общем случае, зависящей от частоты и мощности зондирующего сигнала $\sigma_n = \sigma_n(E23, \omega_0)$. Однако в работе [35] показано, что при некоторых средних значениях наведенной в диполе мощности, НЭПР σ_n можно считать практически постоянной величиной (при работе на линейном участке амплитудной характеристики нелинейного рассеивателя). Значение σ_n будет зависеть от типа нелинейного элемента, при этом диапазон возможных значений составляет $10^{-4} - 10^{-6}$ [35].

Графики зависимостей ослабления уровня зондирующего сигнала в Дб от величины базы L при параметрическом (2.4.16) и нелинейном переотражении (2.4.21) и (2.4.22) приведены на рис.2.4.2 [41]. В качестве аргумента введена безразмерная величина $L_\lambda = L/\lambda$. Смещение по оси x отсутствует, а координата $y = 10\lg$. Параметр $\sigma_n = 10^{-5}$. Сплошная кривая – ослабление при параметрическом переотражении (2.4.16), штриховая – при нелинейном переотражении на второй гармонике (2.4.21), а штрихпунктирная – на третьей гармонике (2.4.22).

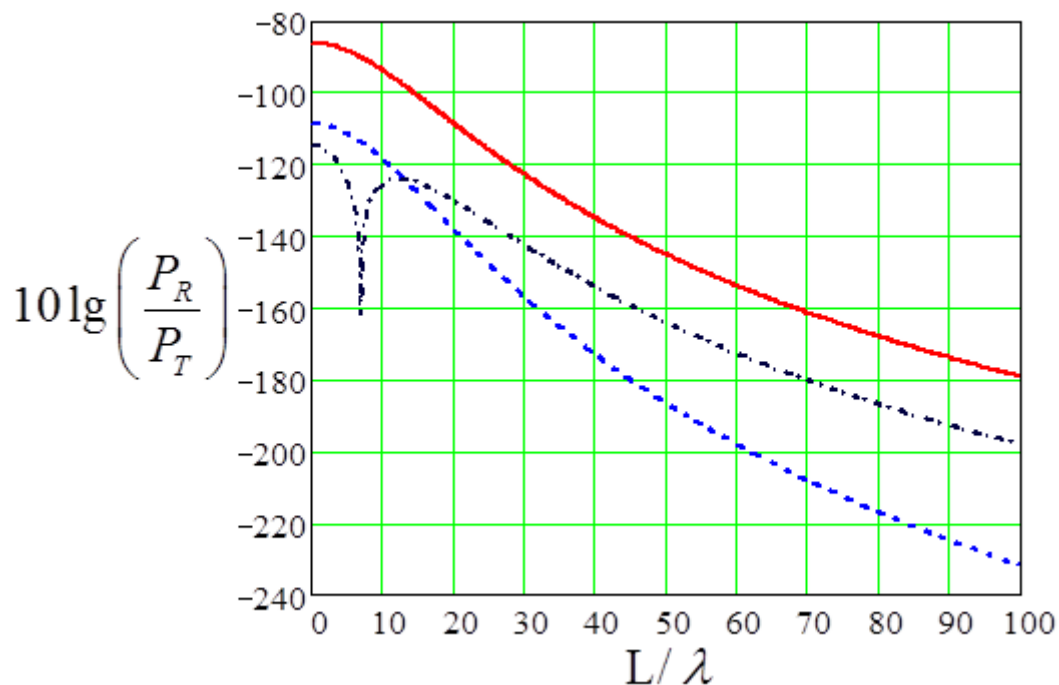


Рис. 2.4.2. Зависимости ослабления уровня сигнала в Дб от величины базы L для параметрического и нелинейного переотражения от РУР

Графики зависимостей ослабления уровня зондирующего сигнала в Дб от величины смещения по оси x в длинах волн при параметрическом (2.4.16) и нелинейном переотражениях (2.4.21) и (2.4.22) приведены на рис.2.4.3. В качестве аргумента введена безразмерная величина $x_\lambda = x/\lambda$. Коэффициент $\sigma_n = 10^{-5}$, ширина базы $L = 10\lambda$, смещение по оси $y = 10\lambda$. Сплошная кривая – ослабление при параметрическом переотражении (2.4.16), штриховая – при нелинейном переотражении на второй гармонике (2.4.21), а штрихпунктирная – на третьей гармонике (2.4.22).

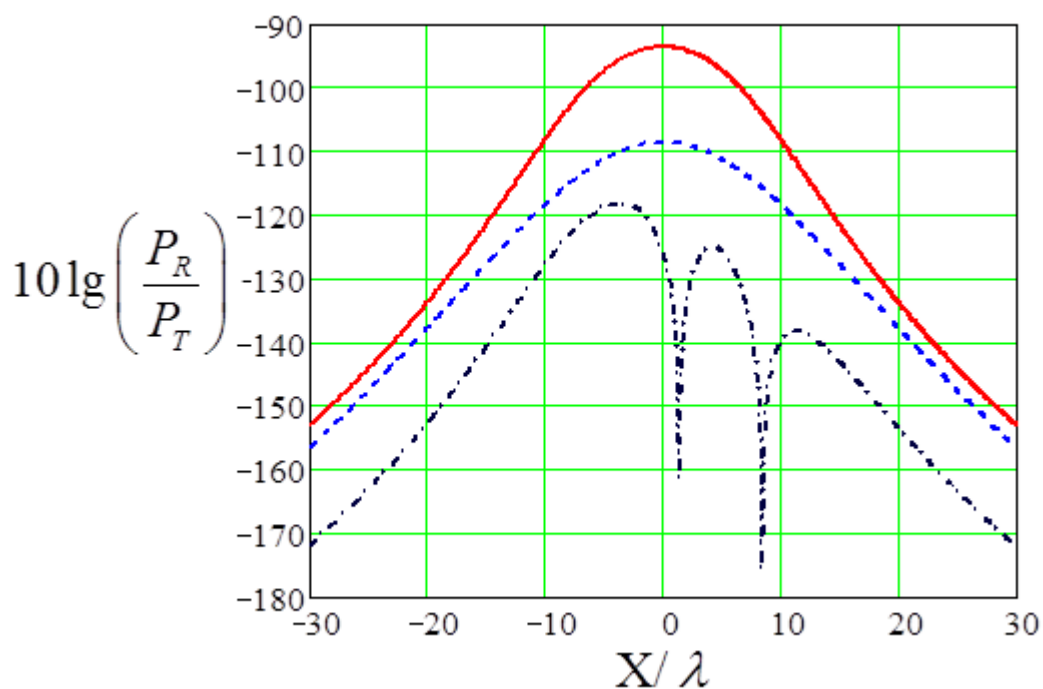


Рис. 2.4.3. Зависимости ослабления уровня сигнала в Дб от величины смещения по оси x для параметрического и нелинейного переотражения от РУР

Для подтверждения теоретических результатов при параметрическом переотражении проводились экспериментальные испытания макета радиомаяка (см. рис. 2.3.2). Для устранения переотражений от объектов испытания проводились в открытом поле. Передающей и приемной антеннами, как и в расчетах, служили полуволновые вибраторы. Для уменьшения отражений от земли, все диполи были закреплены на штангах на высоте 3 метра от земли. Длина волны несущей была выбрана равной $\lambda = 0,3\text{ м}$. Расположение в

пространстве антенн соответствует рис. 2.4.1. При этом база между приемной и передающей антенной составляет $L = 3\text{ м}$. Смещение по оси $x = 0\text{ м}$. Изменялось только смещение отражателя 2 по оси y относительно базы L системы. В качестве приемника выступал широкополосный приемник Аргмак-М фирмы ИРКОС [52]. Результаты эксперимента по WI-FI (для устранения влияния оператора) передавались на рабочую станцию для дальнейшей обработки. Учитывались только амплитуды боковых гармоник на частотах $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$, так как только по наличию боковых гармоник в принятом сигнале можно судить о переотражении от параметрического рассеивателя. На рис.2.4.4 приведены зависимости ослабления уровня сигнала в Дб от величины смещения по оси y при параметрическом (2.4.16) и нелинейном переотражениях на второй (2.4.21) и третьей гармониках (2.4.22), а также экспериментальные данные при параметрическом переотражении, обозначенные точками. В качестве аргумента введена безразмерная величина $y_\lambda = y/\lambda$. Коэффициент $\sigma_n = 10^{-5}$, ширина базы $L = 10\lambda$, смещение по оси $x = 0$. Длина волны $\lambda = 0,3\text{ м}$. Сплошная кривая – ослабление при параметрическом переотражении (2.4.16), штриховая – при нелинейном переотражении на второй гармонике (2.4.21), а штрихпунктирная – на третьей гармонике (2.4.22). Точками обозначены экспериментальные данные при параметрическом переотражении.

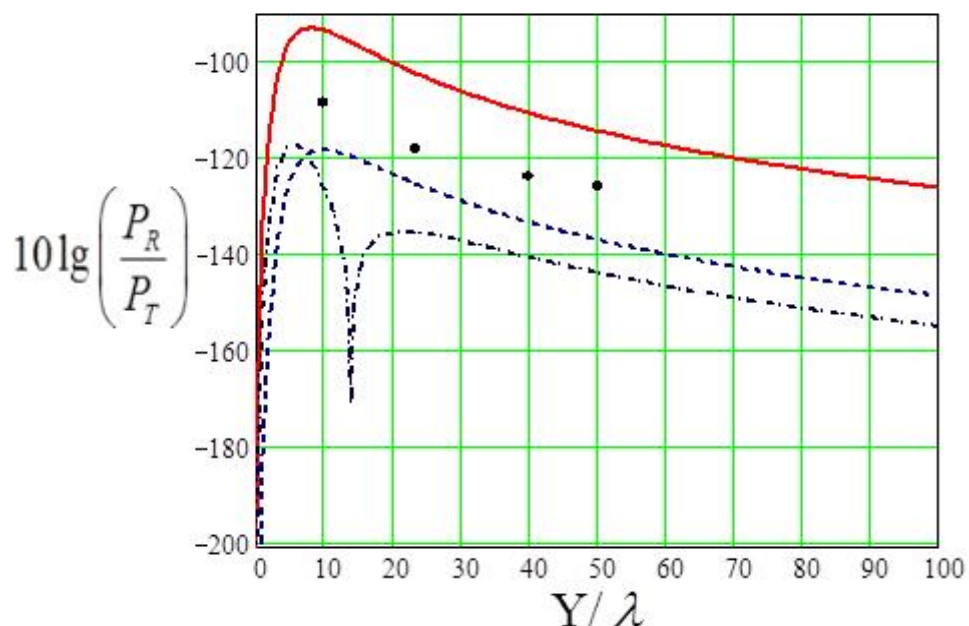


Рис. 2.4.4. Зависимости ослабления уровня сигнала в Дб от величины смещения по оси y для параметрического и нелинейного переотражения от РУР

Из приведенных графиков следует, что при параметрическом переотражении уровень отраженного сигнала больше, чем при нелинейном (для среднего значения $\sigma_{\text{н}} = 10^{-5}$). С увеличением дальности различие в уровне сигнала продолжает расти и может достигать более 20 дБ. Экспериментальные данные при параметрическом переотражении отличаются от теоретических не более чем на 12 дБ. Это отличие вполне предсказуемо, так как приемник 3 и передатчик 1 имеют КСВ (коэффициент стоячей волны), равный 2. Также при указанном выше расположении диполей в пространстве, следует учитывать интерференцию поля прямой волны (от излучателя 1) и поля волны, отраженной от поверхности земли [17, 36, 68-69] вблизи переизлучателя 2. Вторичными переизлучениями, в связи с их малостью, можно пренебречь. Будем считать, что для длины волны $\lambda = 0.3\text{ м}$ поверхность земли представляет собой диэлектрик с коэффициентом отражения

$$R = \frac{\sin(\alpha) - \sqrt{\varepsilon - \cos^2(\alpha)}}{\sin(\alpha) + \sqrt{\varepsilon - \cos^2(\alpha)}}, \quad \alpha - \text{угол скольжения } (20 \leq \alpha \leq 70), \quad \varepsilon - \text{относительная}$$

диэлектрическая проницаемость почвы (для сухой почвы $\varepsilon \approx 10$) [69]. Таким образом, коэффициент отражения принимает значения $-0.8 \leq R \leq -0.55$. Однако,

учесть точные поправки для интерференции при экспериментальном исследовании не представляется возможным в связи с погрешностями расположения антенн, а также шероховатостью и неоднородностью поверхности отражения.

Следовательно, можно считать, что экспериментальные данные для случая параметрического переотражения удовлетворительно согласуются с теорией. Наличие в ДН полутораволнового диполя (для случая отражения на 3 гармонике) боковых лепестков приводит к появлению резонансных участков, в которых отраженный сигнал практически отсутствует. Следовательно, отражение на второй гармонике за счет монотонной зависимости без провалов более предпочтительно для работы нелинейной радиометки.

2.5. Основные результаты и выводы

1. Из изложенных выше результатов теоретических и практических исследований можно заключить что модулятор, собранный по схеме Колпитца (рис. 2.1.1), позволяет получать как детерминированное квазигармоническое модулирующее напряжение, так и стохастическое. Режим работы определяется величиной добротности колебательного контура и положением рабочей точки транзистора. Параметры выходного сигнала модулятора согласованы с характеристиками полупроводникового диода Д9 для получения максимального значения глубины модуляции отраженного поля. Новизна разработанного модулятора заключается в возможности параметрического расширения полосы отраженного от рассеивателя сигнала, а также в наличии согласования характеристик модулятора с данными, полученными экспериментально в 1 главе.
2. Применение данного модулятора совместно с системой «диод-диполь» позволяет осуществлять перенос в область радиочастот модулирующего сигнала, при этом он может быть как детерминированным с показателем фрактальной размерности близким к 1, так и стохастическим с ФР порядка 2. Также спектр отраженного сигнала обогащается высшими гармониками за счет нелинейной

передаточной характеристики полупроводникового диода. Таким образом, при большой амплитуде модулирующего сигнала необходимо учитывать данную нелинейность, приводящую к уширению спектра отраженного сигнала.

3. При использовании системы «диод-диполь» в качестве радиометки следует учитывать особенности, связанные с тем, что данная система представляет собой параметрический модулятор отраженного поля. Таким образом, возможно получение промодулированного отраженного сигнала при небольших уровнях облучающего поля. Действительно, можно достичь дальности обнаружения в несколько десятков метров при облучаемой мощности всего в несколько десятков милливатт. В тоже время при нелинейной радиолокации необходимо, чтобы мощность облучения была не меньше чем минимальная для проявления нелинейных эффектов [34, 35], при этом ее максимальное значение ограничено соображениями безвредности для биологических объектов [16]. Так при мощности облучения в 10 Вт дальность обнаружения нелинейного рассеивателя составляет не более 30 метров [34, 35], а параметрического более 300 метров (по результатам эксперимента) [41]. Также при работе с нелинейными рассеивателями, отраженный сигнал которых принимается на гармониках зондирующего, генератор зондирующего сигнала должен иметь очень низкий уровень высших гармоник на уровне шумов приемника, иначе дальность обнаружения значительно уменьшается. С этим же связаны трудности различения сигналов рассеивателей, работающих на одной и той же частоте зондирующего сигнала. Эти проблемы отсутствуют при параметрической радиолокации, где модуляция отраженного сигнала не зависит от параметров зондирующего поля, а зависит только от параметров модулятора.

ГЛАВА 3. СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ СИСТЕМЫ «ДИОД-ДИПОЛЬ», ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДАХ МОДУЛИРУЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ И НАБОРАХ АПРИОРНЫХ ДАННЫХ

3.1. Синтез оптимального приемника обнаружителя сигнала при гармоническом модулирующем воздействии

Для повышения дальности обнаружения сигнала управляемого рассеивателя необходимо построение оптимального приемника с учетом особенностей работы системы «диод-диполь». Отличительной особенностью при решении данной задачи является наличие фонового опорного сигнала, когерентного с полезным. Рассмотрим синтез оптимального приемника обнаружителя [9, 11, 23, 37, 45] при гармонической амплитудной модуляции, так как гармоническая модуляция является наиболее простой в реализации. За счет наличия переотражения от окружающих объектов будем считать, что фазы и амплитуды полезного и фонового сигналов являются неизвестными [28].

Фоновый сигнал в случае неподвижных объектов за время регистрации имеет следующий вид

$$s_1(t) = A_1 \cos(\omega_0 t - \varphi_1), \quad (3.1.1)$$

где A_1 и φ_1 – амплитуда и начальная фаза опорного сигнала.

Полезный сигнал, отраженный от системы «диод-диполь», для случая однотоновой АМ согласно [3] может быть представлен в виде

$$s_2(t) = A_2 (1 + M_1 \cos(\Omega t - \Phi)) \cos(\omega_0 t - \varphi_2), \quad (3.1.2)$$

где A_2 , ω_0 и φ_2 – амплитуда, частота и начальная фаза несущего колебания, M – индекс модуляции, Ω и Φ – частота и начальная фаза модулирующего колебания.

Синтез приемника проводится для случая, когда неизвестными параметрами сигналов являются A_1 , φ_1 фонового опорного сигнала, A_2 , φ_2 , и Φ , M_1 полезного

отраженного сигнала [30]. А известными параметрами являются только частота несущей ω_0 и частота модуляции Ω .

Перепишем опорный и полезный сигнал через квадратурные составляющие

$$s_1(t) = A_1 \cos(\omega_0 t - \varphi_1) = x_1 \cos(\omega_0 t) + y_1 \sin(\omega_0 t), \quad (3.1.3)$$

где $x_1 = A_1 \cos(\varphi_1)$, $y_1 = A_1 \sin(\varphi_1)$.

$$s_2(t) = x_2 F_2(t) \cos(\omega t) + y_2 F_2(t) \sin(\omega t) + x_3 F_3(t) \cos(\omega t) + y_3 F_3(t) \sin(\omega t) + x_4 F_4(t) \cos(\omega t) + y_4 F_4(t) \sin(\omega t), \quad (3.1.4)$$

где: $x_2 = A_2 \cos(\varphi_2)$, $y_2 = A_2 \sin(\varphi_2)$, $F_1 = 1$, $F_2 = 1$, а $x_3 = A_2 M_1 \cos(\Phi) \cos(\phi_2)$,
 $y_3 = A_2 M_1 \cos(\Phi) \sin(\phi_2)$, $F_3 = \cos(\Omega t)$ и $x_4 = A_2 M_1 \sin(\Phi) \cos(\phi_2)$, $y_4 = A_2 M_1 \sin(\Phi) \sin(\phi_2)$,
 $F_4 = \sin(\Omega t)$.

Входной сигнал приемника в результате примет вид

$$\xi(t) = s_1(t) + s_2(t) + n(t), \quad (3.1.5)$$

т.е. представляет собой сумму опорного и полезного сигналов, а также шума $n(t)$.

Для синтеза приемника обнаружителя применим обобщенный метод максимального правдоподобия, с учетом того, что входной сигнал содержит несколько неизвестных параметров [62-65].

Рассмотрим гипотезу H_1 , при выполнении которой во входном сигнале присутствует полезный сигнал, т.е. $\xi(t) = s_1(t) + s_2(t) + n(t)$, и гипотезу H_0 , при которой $\xi(t) = s_1(t) + n(t)$. Построим алгоритм различения двух гипотез H_1 и H_0 . Запишем наблюдаемые данные в виде

$$\xi(t) = \sum_{i=1}^4 [x_i F_i(t) \cos(\omega_0 t) + y_i F_i(t) \sin(\omega_0 t)] + n(t) \quad (3.1.6)$$

для гипотезы H_1 .

Для гипотезы H_0 имеем

$$\xi(t) = \sum_{i=1}^1 [x_i F_i(t) \cos(\omega_0 t) + y_i F_i(t) \sin(\omega_0 t)] + n(t). \quad (3.1.7)$$

Согласно обобщенному методу максимального правдоподобия запишем отношение правдоподобия [63]

$$l(\xi) = \frac{\max_{\pi_1} W_1(\xi / \pi_1)}{\max_{\pi_0} W_0(\xi / \pi_0)}, \quad (3.1.8)$$

где $W(\xi/\pi_1)$ – функционал правдоподобия, соответствующий гипотезе H_1 , а $W(\xi/\pi_0)$ – гипотезе H_0 , π_0 и π_1 – матрицы неизвестных параметров.

Если $n(t)$ представляет собой аддитивный белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью N_0 , то функционал правдоподобия будет иметь следующий вид [63]

$$W(\xi/\pi) = K \exp\left\{\eta\pi^T - \pi\hat{Q}\pi^T/2\right\}, \quad (3.1.9)$$

где $\pi = (x, y)$ – матрица содержащая неизвестные параметры сигнала, для гипотезы H_0 $\pi_0 = (x_1, y_1)$, а для H_1 $\pi_1 = (x_1, x_2, x_3, x_4, y_1, y_2, y_3, y_4)$. А $\eta = (X, Y)$ – матрица с элементами

$$X_i = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) F_i(t) \cos(\omega_0 t) dt, \quad (3.1.10)$$

$$Y_i = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) F_i(t) \sin(\omega_0 t) dt. \quad (3.1.11)$$

Для гипотезы H_0 $\eta_0 = (X_1, Y_1)$, а для гипотезы H_1 $\eta_1 = (X_1, X_2, X_3, X_4, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4)$

При этом корреляционная матрица имеет вид

$$\hat{Q} = \frac{T}{2N_0} \begin{vmatrix} Q_{ik} & 0 \\ 0 & Q_{ik} \end{vmatrix}, \quad (3.1.12)$$

где $Q_{ik} = \frac{1}{T} \int_0^T F_i(t) F_k(t) dt$. При гипотезе H_0 $i=1, k=1$, а при H_1 $i=1..4, k=1..4$.

Максимизируем функционал правдоподобия (3.1.9), используя скалярно матричное дифференцирование по матрице неизвестных параметров π . В результате получаем

$$\max_{\pi} W(\xi/\pi) = K \exp\left\{\frac{1}{2}\eta\hat{Q}^{-1}\eta^T\right\}. \quad (3.1.13)$$

Подставляя (3.1.13) в (3.1.8), находим логарифм функционала отношения правдоподобия

$$\ln l(\xi) = \eta_1 \hat{Q}_1^{-1} \eta_1^T - \eta_0 \hat{Q}_0^{-1} \eta_0^T \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} h, \quad (3.1.14)$$

где h – пороговый уровень.

Для конкретизации алгоритма определим явные выражения для матриц η и \hat{Q} . Так для гипотезы H_1 имеем

$$\hat{Q}_1 = \frac{T}{2N_0} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 \end{pmatrix}.$$

Для нахождения обратной матрицы воспользуемся псевдообращением в характеристике по Муру Пенроузу [12], в связи с тем, что матрица является вырожденной и обратную матрицу найти невозможно. Псевдообратная матрица при этом принимает вид

$$\hat{Q}_1^+ = \frac{T}{2N_0} \begin{pmatrix} 0.25 & 0.25 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.25 & 0.25 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.25 & 0.25 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.25 & 0.25 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \end{pmatrix}.$$

Для гипотезы H_0 имеем $\hat{Q}_0^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$.

После подстановки найденных обратных матриц \hat{Q}_0^{-1} \hat{Q}_1^+ в формулу (3.1.14) алгоритм оптимальной обработки, полученный первоначально в [29], принимает следующий вид

$$\ln l(\xi) = X_3^{/2} + Y_3^{/2} + X_4^{/2} + Y_4^{/2} \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} h, \quad (3.1.15)$$

где $X_3^{/2} = \frac{4N_0}{T} X_3^2 = \frac{16}{TN_0} \left(\int_0^T \xi(t) \cos(\Omega t) \cos(\omega_0 t) dt \right)^2$,

$$Y_3'^2 = \frac{4N_0}{T} Y_3^2 = \frac{16}{TN_0} \left(\int_0^T \xi(t) \cos(\Omega t) \sin(\omega_0 t) dt \right)^2,$$

$$X_4'^2 = \frac{4N_0}{T} X_4^2 = \frac{16}{TN_0} \left(\int_0^T \xi(t) \sin(\Omega t) \cos(\omega_0 t) dt \right)^2,$$

$$Y_4'^2 = \frac{4N_0}{T} Y_4^2 = \frac{16}{TN_0} \left(\int_0^T \xi(t) \sin(\Omega t) \sin(\omega_0 t) dt \right)^2.$$

Вычислим характеристики обнаружения оптимального приемника. Алгоритм обнаружения в этом случае должен состоять в вычислении величины $q = X_3'^2 + Y_3'^2 + X_4'^2 + Y_4'^2$ и сравнении ее с некоторым порогом h . Порог обнаружения h будем определять в соответствии с критерием Неймана-Пирсона [50]. Определим вначале вероятность ложной тревоги. Для этого будем считать, что выполняется гипотеза H_0 . Математические ожидания и дисперсии компонент ЛФOPP при данной гипотезе:

$$m_{X_3} = m_{Y_3} = m_{X_4} = m_{Y_4} = 0, \quad \sigma^2 = \sigma_{X_3}^2 = \sigma_{Y_3}^2 = \sigma_{X_4}^2 = \sigma_{Y_4}^2 = 2.$$

Положим, что выполняется условие $\Omega T \gg 1$. Тогда корреляцией между компонентами можно пренебречь. Учитывая, что они являются гауссовскими случайными величинами, распределение случайной величины q представляет собой центральное χ^2 распределение с плотностью вероятности [5, 50]

$$W(q) = \frac{1}{2^{n/2} \sigma^n \Gamma(n/2)} q^{n/2-1} \exp(-q/2\sigma^2), \quad q \geq 0, \quad (3.1.16)$$

где n – число степеней свободы χ^2 . Число степеней свободы в данной задаче равно числу компонент анализируемого алгоритма $n = 4$, а $\sigma = \sqrt{2}$.

Вычислим вероятность ложной тревоги

$$\alpha = P(q > h | H_0) = \int_h^\infty W(q) dq. \quad (3.1.17)$$

Подставляя в последнюю формулу выражение (3.1.16) и вычисляя интеграл, получаем

$$\alpha = \exp(-h/4)(1 + h/4). \quad (3.1.18)$$

Перейдем теперь к определению вероятности пропуска сигнала. При выполнении гипотезы H_1 математические ожидания и дисперсии компонент ЛФOPP имеют вид:

$$m_{X_3} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_1 \cos \phi_2 \cos \theta, \quad m_{Y_3} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_1 \sin \phi_2 \cos \theta,$$

$$m_{X_4} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_1 \cos \phi_2 \sin \theta, \quad m_{Y_4} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_1 \sin \phi_2 \sin \theta,$$

$$\sigma^2 = \sigma_{X_3}^2 = \sigma_{Y_3}^2 = \sigma_{X_4}^2 = \sigma_{Y_4}^2 = 2.$$

Следовательно, распределение случайной величины q представляет собой нецентральное χ^2 распределение [50] с параметром нецентральности $s^2 = \sum_k m_k^2; s = \sqrt{T/N_0} A_2 M_1$. Отношение сигнал/шум (ОСШ) $z = s / \sigma$.

Функция распределения величины q имеет следующий вид

$$F_{\chi^2}(q) = 1 - Q_{n/2} \left(\frac{s}{\sigma}, \frac{\sqrt{q}}{\sigma} \right), \quad (3.1.19)$$

где $Q_m(a, b) = \int_b^x \left(\frac{x}{a} \right)^{m-1} \exp(-(x^2 + a^2)/2) I_{m-1}(ax) dx$ – обобщенная функция Маркума [50].

С учетом (3.1.19) вероятность пропуска сигнала принимает вид

$$\beta = P(q < h | H_1) = \int_0^h W(q) dq = F_{\chi^2}(h). \quad (3.1.20)$$

На рис.3.1.1 приведена зависимость вероятности пропуска сигнала от ОСШ z для двух значений вероятности ложной тревоги, рассчитанная по формуле (3.1.20). Кривая 1 построена при $\alpha_1 = 0.1$, а кривая 2 при $\alpha_2 = 0.01$.

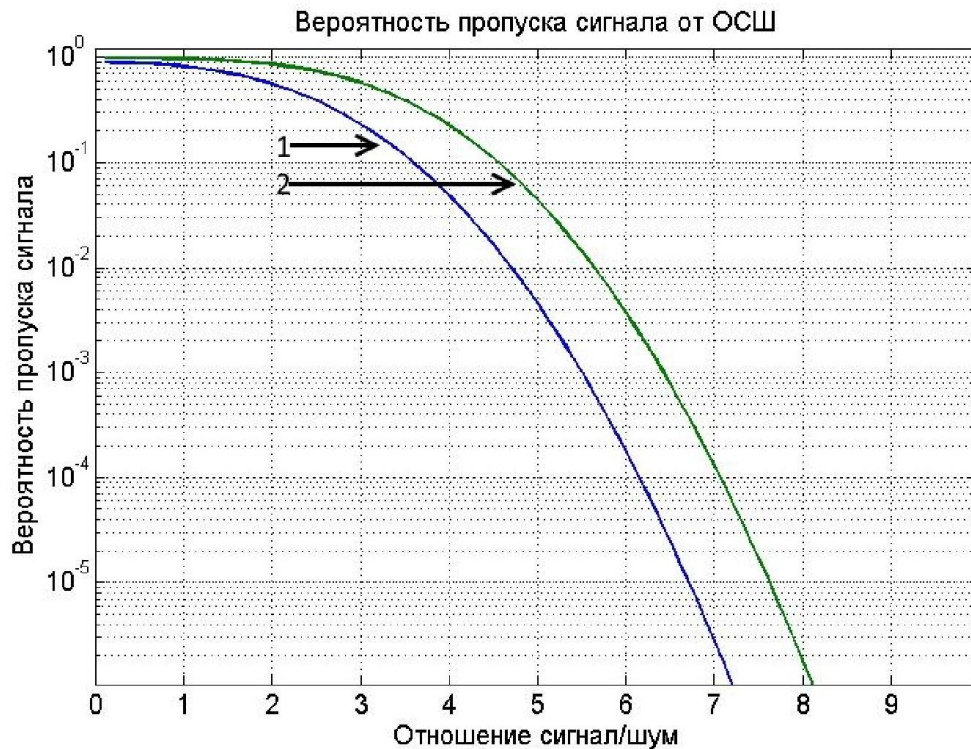


Рис.3.1.1 Зависимость вероятности пропуска сигнала β от ОСШ (по напряжению) для алгоритма (3.1.20) при двух значениях вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.1$ и $\alpha = 0.01$

Из анализа полученного алгоритма (3.1.15) следует, что в случае априорной неопределенности параметров несущей и фонового сигналов алгоритм оптимального приемника обнаружителя оценивает только энергию боковых гармоник отраженного от рассеивателя сигнала. Повышение энергии боковых гармоник возможно за счет увеличения энергии несущей, а также увеличения глубины модуляции.

3.2. Синтез оптимального приемника обнаружителя сигнала при гармоническом модулирующем воздействии с учетом уширения спектра отраженного сигнала

Рассмотренная в предыдущем параграфе модель входного сигнала (3.1.2) не учитывает нелинейности ВАХ диода, которая приводит к уширению спектра

отраженного от диполя сигнала. Более адекватной реальным условиям моделью переотраженного от системы «диод-диполь» сигнала является модель вида

$$s_2(t) = A_2 \left(1 + \sum_{i=2}^{N+1} M_i \cos(\Omega_i t - \theta_i)\right) \cos(\omega_0 t - \varphi_2). \quad (3.2.1)$$

Здесь модулирующий сигнал представлен в виде суммы нескольких (N) гармоник с разными частотами Ω_i и начальными фазами θ_i . Подобное усложнение модели сигнала связано с тем, что диод представляет собой нелинейный элемент, при этом, даже если модуляция диода осуществляется синусоидальным напряжением, за счет нелинейности в спектре будут присутствовать дополнительные гармонические составляющие (рис. 1.6.4).

Выполним синтез оптимального приемника в рассматриваемых условиях. Фоновый сигнал, как и раньше, представим в виде (3.1.1). Сигнал, отраженный от диполя, перепишем следующим образом

$$s_2(t) = A_2 \left(1 + \sum_{i=2}^{N+1} M_i \cos(\Omega_i t - \theta_i)\right) \cos(\omega_0 t - \varphi_2) = \sum_{i=2}^{2N+2} [x_i F_i(t) \cos(\omega_0 t) + y_i F_i(t) \sin(\omega_0 t)], \quad (3.2.2)$$

где $x_2 = A_2 \cos \varphi_2$, $y_2 = A_2 \sin \varphi_2$, $F_1(t) = 1$, $F_2(t) = 1$,

$x_i = A_2 M_i \cos \theta_i \cos \varphi_2$, $y_i = A_2 M_i \cos \theta_i \sin \varphi_2$, $F_i(t) = \cos \Omega_i t$, если $i > 2$ и нечетное,

$x_i = A_2 M_i \sin \theta_i \cos \varphi_2$, $y_i = A_2 M_i \sin \theta_i \sin \varphi_2$, $F_i(t) = \sin \Omega_i t$, если $i > 2$ и четное,

$M_i = M_{i+1}$, $\theta_i = \theta_{i+1}$, если i – нечетное.

Полный сигнал на входе приемника при гипотезе H_0 имеет вид $\xi(t) = s_1(t) + n(t)$, а при гипотезе H_1 $\xi(t) = s_1(t) + s_2(t) + n(t)$. Все параметры, кроме Ω_i и ω_0 , в рассматриваемых условиях являются неизвестными (из-за наличия переотражений от объектов пространства). В связи с этим синтез обнаружителя сигнала «диод-диполя» выполним обобщенным методом максимального правдоподобия. В этом случае необходимо определить отношение максимальных значений функционалов отношения правдоподобия по неизвестным параметрам по каждой гипотезе аналогично (3.1.8). Переходя к матричной форме записи функционала подобно (3.1.9) и применяя формулы скалярно-матричного дифференцирования, находим оценки неизвестных параметров. Полученное

таким образом выражение зависит от некоторой обратной матрицы, причем детерминант этой матрицы равен нулю. В связи с этим использовалось псевдообращение матрицы в характеристизации по Муру-Пенроузу [12]. В результате выражение для ЛФОП принимает вид

$$q = \frac{4N_0}{T} \left(\sum_{i=3}^{2N+2} X_i^2 + \sum_{i=3}^{2N+2} Y_i^2 \right). \quad (3.2.3)$$

В дальнейшем ограничимся в модели сигнала (3.2.1) рассмотрением двух боковых гармоник, т.е. положим $N=2$, тогда

$$q = \frac{4N_0}{T} (X_3^2 + Y_3^2 + X_4^2 + Y_4^2 + X_5^2 + Y_5^2 + X_6^2 + Y_6^2), \quad (3.2.4)$$

где $\begin{Bmatrix} X_i \\ Y_i \end{Bmatrix} = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) F_i(t) \begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} \omega_0 t dt$.

Найдем характеристики полученного алгоритма оптимальной обработки и сравним их с характеристиками (3.1.18), (3.1.20), полученными для упрощенной модели сигнала (3.1.2). При выполнении гипотезы H_0 получаем, что математические ожидания и дисперсии компонент, входящих в алгоритм (3.2.4), имеют вид:

$$m_{X_3} = m_{Y_3} = m_{X_4} = m_{Y_4} = m_{X_5} = m_{Y_5} = m_{X_6} = m_{Y_6} = 0,$$

$$\sigma^2 = \sigma_{X_3}^2 = \sigma_{Y_3}^2 = \sigma_{X_4}^2 = \sigma_{Y_4}^2 = \sigma_{X_5}^2 = \sigma_{Y_5}^2 = \sigma_{X_6}^2 = \sigma_{Y_6}^2 = 2.$$

Следовательно, плотность вероятности случайной величины q выглядит аналогично (3.1.16), где следует положить $n=8$. Тогда вероятность ложной тревоги (3.1.17) приобретает вид

$$\alpha = \exp(-h/4)(1 + h/4 + h^2/32 + h^3/384). \quad (3.2.5)$$

При гипотезе H_1 квадратуры имеют следующие моменты:

$$m_{X_3} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_1 \cos \varphi_2 \cos \theta_1, \quad m_{Y_3} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_1 \sin \varphi_2 \cos \theta_1,$$

$$m_{X_4} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_1 \cos \varphi_2 \sin \theta_1, \quad m_{Y_4} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_1 \sin \varphi_2 \sin \theta_1,$$

$$m_{X_5} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_2 \cos \varphi_2 \cos \theta_2, \quad m_{Y_5} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_2 \sin \varphi_2 \cos \theta_2,$$

$$m_{X_6} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_2 \cos \varphi_2 \sin \theta_2, \quad m_{Y_6} = \sqrt{T/N_0} A_2 M_2 \sin \varphi_2 \sin \theta_2,$$

$$\sigma^2 = \sigma_{X_3}^2 = \sigma_{Y_3}^2 = \sigma_{X_4}^2 = \sigma_{Y_4}^2 = \sigma_{X_5}^2 = \sigma_{Y_5}^2 = \sigma_{X_6}^2 = \sigma_{Y_6}^2 = 2.$$

Следовательно, распределение случайной величины q при выполнении гипотезы H_1 представляет собой нецентральное χ^2 распределение с параметром нецентральности $s^2 = \sum_k m_k^2; s = \sqrt{T/N_0} A_2 \sqrt{M_1^2 + M_2^2}$. Отношение сигнал/шум (ОСШ) $z = s/\sigma$. Функция распределения величины q при этом задается аналогично (3.1.19).

В результате вероятность пропуска сигнала будет описываться формулой, подобной (3.1.20), но для $n = 8$.

На рис.3.2.1 приведены зависимости вероятности пропуска сигнала от ОСШ z для разных значений вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.1, \alpha = 0.01$. Кривые 1 и 3 построены для алгоритма (3.1.15) при $\alpha = 0.1$ и $\alpha = 0.01$, соответственно. Кривые 2 и 4 построены для алгоритма (3.2.4) с параметрами $M_1^2 + M_2^2 = M_1^2$ при $\alpha = 0.1$ и $\alpha = 0.01$ соответственно.

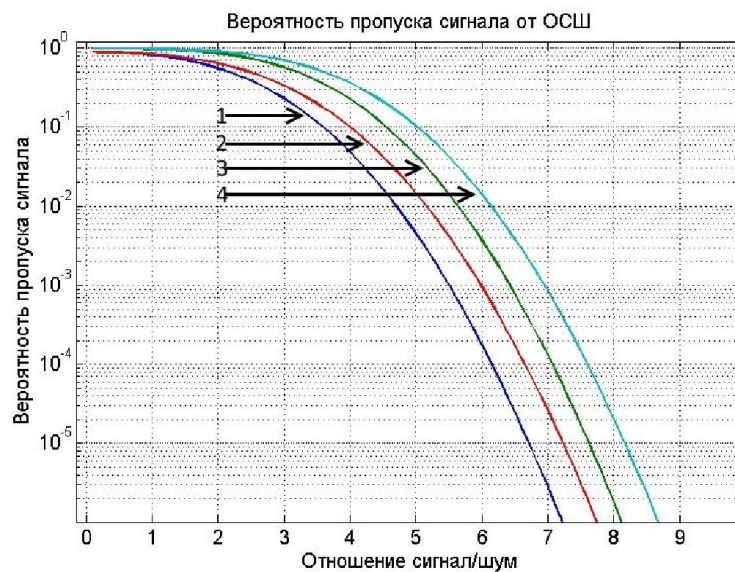


Рис.3.2.1. Зависимость вероятности пропуска сигнала β от ОСШ для алгоритмов (3.1.15) и (3.2.4) и двух значений вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.1$ и $\alpha = 0.01$

Из приведенных зависимостей следует, что при одном и том же ОСШ, вероятность пропуска сигнала для алгоритма (3.2.4) больше, чем для алгоритма (3.1.15). Например, при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.01$ и ОСШ, равном 6,

вероятность пропуска сигнала увеличивается более чем в 4 раза. Следовательно, при учете нелинейных свойств диода, приводящих к уширению спектра отраженного сигнала, происходит ухудшение параметров оптимального приемника в несколько раз.

Необходимость применения первого или второго алгоритмов зависит от соотношения амплитуд первой и второй гармоник модулирующего сигнала. Найдем численное значение данного отношения, при котором следует применять алгоритм (3.2.4).

Отношение сигнал шум для алгоритма (3.1.15)

$$z_1 = A\sqrt{T/2N_0}M_1. \quad (3.2.6)$$

Отношение сигнал шум для алгоритма (3.2.4)

$$z_2 = A\sqrt{T/2N_0}\sqrt{M_1^2 + M_2^2}. \quad (3.2.7)$$

Найдем значения ОСШ z_1 и z_2 , при которых вероятности пропуска сигнала $\beta_1 = \beta_2 = 0.001$ и вероятности ложной тревоги составляют $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.01$. При данных условиях ОСШ составляют $z_1 = 6.3$ и $z_2 = 6.9$ соответственно.

Найдем отношения амплитуд первой и второй гармоник при данных значениях ОСШ

$$\frac{z_2}{z_1} = \frac{\sqrt{M_1^2 + M_2^2}}{M_1} = \sqrt{1 + (M_2/M_1)^2}. \quad (3.2.8)$$

Подставив численные значения в формулу, находим отношения амплитуд гармоник $M_2/M_1 = 0.45$, то есть алгоритм (3.2.4) обладает лучшими характеристиками при отношении амплитуд гармоник больше чем 0.45. Например, если огибающая представляет собой периодический прямоугольный сигнал со скважностью $Q = T/\tau_u$, то отношение амплитуд гармоник разложения в ряд Фурье будет зависеть от скважности Q , и при $Q > 3.3$, соотношение амплитуд второй и первой гармоник M_2/M_1 будет больше 0.45. То есть, при скважности Q , большей чем 3.3, следует применять алгоритм оптимального приема (3.2.4), т.к. вероятность пропуска сигнала будет меньше по сравнению с вероятностью пропуска сигнала для алгоритма (3.1.15).

Таким образом, учитывать влияние нелинейности диода следует при следующем соотношении амплитуд гармоник огибающей отраженного сигнала: $M_2 / M_1 > 0.45$.

3.3. Синтез оптимального приемника обнаружителя сигнала с произвольной формой огибающей

В изложенных выше параграфах 3.1 и 3.2 приведены алгоритмы оптимальных приемников для случаев, когда огибающая отраженного сигнала представляет собой гармоническую функцию без учета нелинейности диода и с учетом нелинейности. Для передачи цифровых сигналов, спектр которых значительно шире, такие приемники не пригодны в связи с тем, что для учета каждой спектральной составляющей сигнала потребуется бесконечное число каналов обработки, поэтому необходимо синтезировать приемник для отраженного сигнала с произвольной формой огибающей.

Рассмотрим синтез оптимального приемника для сигнала, отраженного от управляемого рассеивателя, с произвольной (не обязательно гармонической) формой огибающей [29]. Фоновый сигнал в случае неподвижных объектов за время регистрации можно представить аналогично (3.1.1). Полезный сигнал, отраженный от системы «диод-диполь», согласно [4], принимает вид

$$s_2(t) = A_2 A(t) \cos(\omega_0 t - \varphi_2), \quad (3.3.1)$$

где A_2 , ω_0 и φ_2 – амплитуда, частота и начальная фаза несущего колебания, $A(t)$ – огибающая высокочастотного сигнала, при этом все ее параметры известны.

Синтез приемника проводится для случая, когда неизвестными параметрами сигналов являются A_1 , φ_1 фонового опорного сигнала, A_2 , φ_2 полезного отраженного сигнала. А известными параметрами являются только частота несущей ω_0 и функция $A(t)$.

Перепишем опорный и полезный сигнал через квадратурные составляющие

$$s_1(t) = A_1 \cos(\omega_0 t - \varphi_1) = x_1 \cos(\omega_0 t) + y_1 \sin(\omega_0 t), \quad (3.3.2)$$

где $x_1 = A_1 \cos(\varphi_1)$, $y_1 = A_1 \sin(\varphi_1)$.

$$s_2(t) = x_2 F_2(t) \cos(\omega_0 t) + y_2 F_2(t) \sin(\omega_0 t), \quad (3.3.3)$$

где $x_2 = A_2 \cos(\varphi_2)$, $y_2 = A_2 \sin(\varphi_2)$, $F_1(t) = 1$, $F_2(t) = A(t)$.

Входной сигнал приемника

$$\xi(t) = s_1(t) + s_2(t) + n(t) \quad (3.3.4)$$

будет представлять собой сумму опорного и полезного сигналов, а также шума $n(t)$. Для синтеза приемника обнаружителя применим обобщенный метод максимального правдоподобия, т.к. входной сигнал содержит несколько неизвестных параметров.

Рассмотрим гипотезу H_1 , при которой во входном сигнале присутствует полезный сигнал $\xi(t) = s_1(t) + s_2(t) + n(t)$, и гипотезу H_0 , при которой $\xi(t) = s_1(t) + n(t)$. Построим алгоритм различения двух гипотез H_1 и H_0 . Запишем входной сигнал приемника в виде для гипотезы H_1 как

$$\xi(t) = \sum_{i=1}^2 [x_i F_i(t) \cos(\omega_0 t) + y_i F_i(t) \sin(\omega_0 t)] + n(t). \quad (3.3.5)$$

Для гипотезы H_0 имеем

$$\xi(t) = \sum_{i=1}^1 [x_i F_i(t) \cos(\omega_0 t) + y_i F_i(t) \sin(\omega_0 t)] + n(t). \quad (3.3.6)$$

Согласно обобщенному методу максимального правдоподобия определим отношение правдоподобия аналогично (3.1.8).

Если $n(t)$ представляет собой аддитивный белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью N_0 , то функционал правдоподобия будет иметь вид (3.1.13).

Максимизируя функционал правдоподобия, получаем логарифм отношения правдоподобия в виде (3.1.14).

Для конкретизации алгоритма определим явное выражение для матрицы \hat{Q}

$$\hat{Q}_1 = \frac{T}{2N_0} \begin{vmatrix} 1 & Q_{12} & 0 & 0 \\ Q_{21} & Q_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & Q_{12} \\ 0 & 0 & Q_{21} & Q_{22} \end{vmatrix} \text{ для гипотезы } H_1,$$

$$\text{где } Q_{12} = Q_{21} = \frac{1}{T} \int_0^T A(t) dt, \quad Q_{22} = \frac{1}{T} \int_0^T A^2(t) dt.$$

Найдем обратную матрицу

$$\hat{Q}_1^{-1} = \frac{T}{2N_0(Q_{22} - Q_{12}^2)} \begin{vmatrix} Q_{22} & -Q_{12} & 0 & 0 \\ -Q_{21} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{22} & -Q_{12} \\ 0 & 0 & -Q_{21} & 1 \end{vmatrix},$$

Несложно показать, что $\hat{Q}_0^{-1} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$ – обратная матрица для гипотезы H_0 .

После вычислений ЛФОРП принимает следующий вид [29]

$$\ln l(\xi) = \frac{2N_0}{T(Q_{22} - Q_{12}^2)} \left((X_2 - Q_{12}X_1)^2 + (Y_2 - Q_{12}Y_1)^2 \right), \quad (3.3.7)$$

где

$$X_1 = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) \cos(\omega_0 t) dt, \quad Y_1 = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) \sin(\omega_0 t) dt,$$

$$X_2 = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) A(t) \cos(\omega_0 t) dt, \quad Y_2 = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) A(t) \sin(\omega_0 t) dt,$$

$$Q_{12} = \frac{1}{T} \int_0^T A(t) dt, \quad Q_{22} = \frac{1}{T} \int_0^T A^2(t) dt.$$

Вычислим характеристики обнаружения оптимального приемника. Алгоритм обнаружения в этом случае должен состоять в вычислении величины

$$q = X'^2 + Y'^2, \quad (3.3.8)$$

где

$$X' = \sqrt{\frac{8}{N_0 T (Q_{22} - Q_{12}^2)}} \int_0^T \xi(t) (A(t) - Q_{12}) \cos(\omega_0 t) dt, \quad (3.3.9)$$

$$Y' = \sqrt{\frac{8}{N_0 T (Q_{22} - Q_{12}^2)}} \int_0^T \xi(t) (A(t) - Q_{12}) \sin(\omega_0 t) dt, \quad (3.3.10)$$

и в сравнении ее с некоторым порогом h . Порог обнаружения h будем определять в соответствии с критерием Неймана-Пирсона [64]. Определим вначале вероятность ложной тревоги. Для этого будем считать, что выполняется гипотеза H_0 . Математические ожидания и дисперсии компонент ЛФОП при этой гипотезе имеют вид:

$$m_{X_3} = m_{Y_3} = 0, \quad \sigma_{X_3}^2 = \sigma_{Y_3}^2 = 2, \quad K[X'Y'] = 0.$$

Учитывая, что они являются гауссовскими случайными величинами, распределение случайной величины q (3.3.8) представляет собой центральное χ^2 распределение с плотностью вероятности (3.1.16), где n – число степеней свободы χ^2 . Число степеней свободы в данной задаче равно числу компонент анализируемого алгоритма, т.е. $n = 2$.

$$\text{Вычислим вероятность ложной тревоги } \alpha = P(q > h | H_0) = \int_h^{\infty} W(q) dq.$$

Подставляя в последнюю формулу выражение (3.1.16) и вычисляя интеграл, получаем

$$\alpha = \exp(-h/4). \quad (3.3.11)$$

Перейдем теперь к определению вероятности пропуска сигнала. При выполнении гипотезы H_1 математические ожидания и дисперсии компонент равны:

$$m_{X_3} = \sqrt{2T(Q_{22} - Q_{12}^2)/N_0} A_2 \cos \varphi_2, \quad m_{Y_3} = \sqrt{2T(Q_{22} - Q_{12}^2)/N_0} A_2 \sin \varphi_2, \quad \sigma^2 = \sigma_{X_3}^2 = \sigma_{Y_3}^2 = 2.$$

Следовательно, распределение случайной величины q (3.3.8) представляет собой нецентральное χ^2 распределение [50] с параметром нецентральности $s^2 = \sum_k m_k^2; s = \sqrt{2T(Q_{22} - Q_{12}^2)/N_0} A_2$. Отношение сигнал/шум (ОСШ) $z = s/\sigma$. Функция распределения величины q имеет вид (3.1.19). При этом вероятность пропуска сигнала принимает вид (3.1.20) для $n=2$.

На рис.3.3.1 приведена зависимость вероятности пропуска сигнала от ОСШ z для трех алгоритмов обнаружения (3.1.15), (3.2.4), (3.3.8), при значении

вероятности ложной тревоги, равной $\alpha = 0.1$. Кривая 1 построена для алгоритма (3.3.8), кривая 2 – для алгоритма (3.1.15), а 3 – для алгоритма (3.2.4).

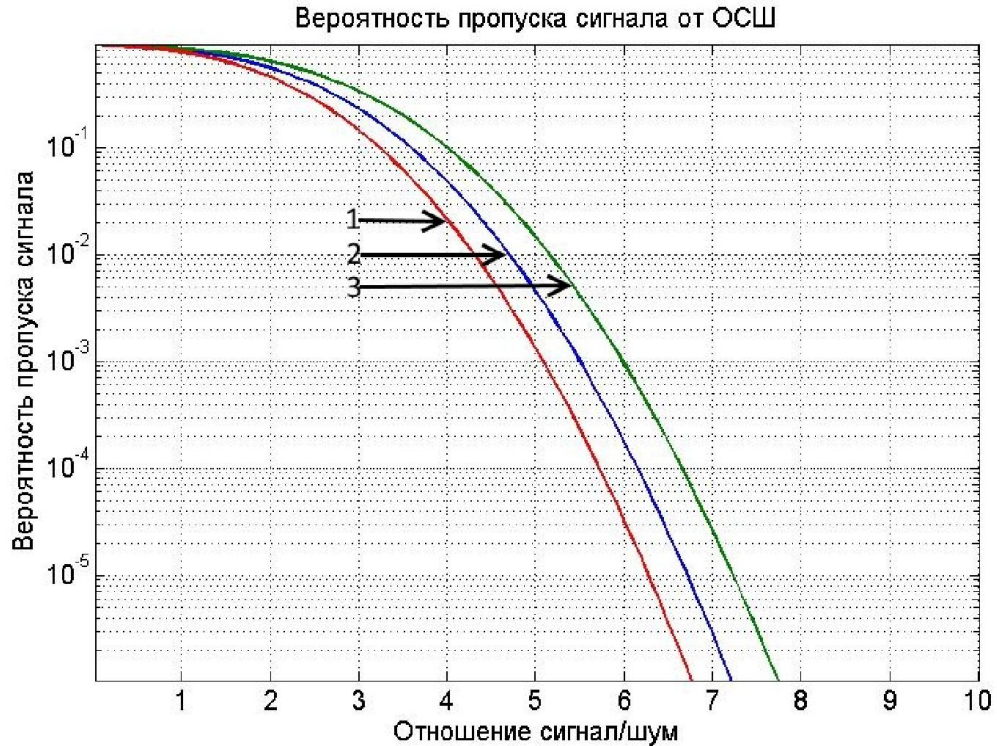


Рис.3.3.1 Зависимость вероятности пропуска сигнала β от ОСШ для алгоритмов обнаружения (3.1.15), (3.2.4) и (3.3.8) при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.1$

На рис.3.3.2 приведена зависимость вероятности пропуска сигнала от ОСШ z для трех алгоритмов обнаружения (3.1.15), (3.2.4), (3.3.8), при значении вероятности ложной тревоги, равной $\alpha = 0.01$. Кривая 1 построена для алгоритма (3.3.8), кривая 2 – для алгоритма (3.1.15), а 3 – для алгоритма (3.2.4).

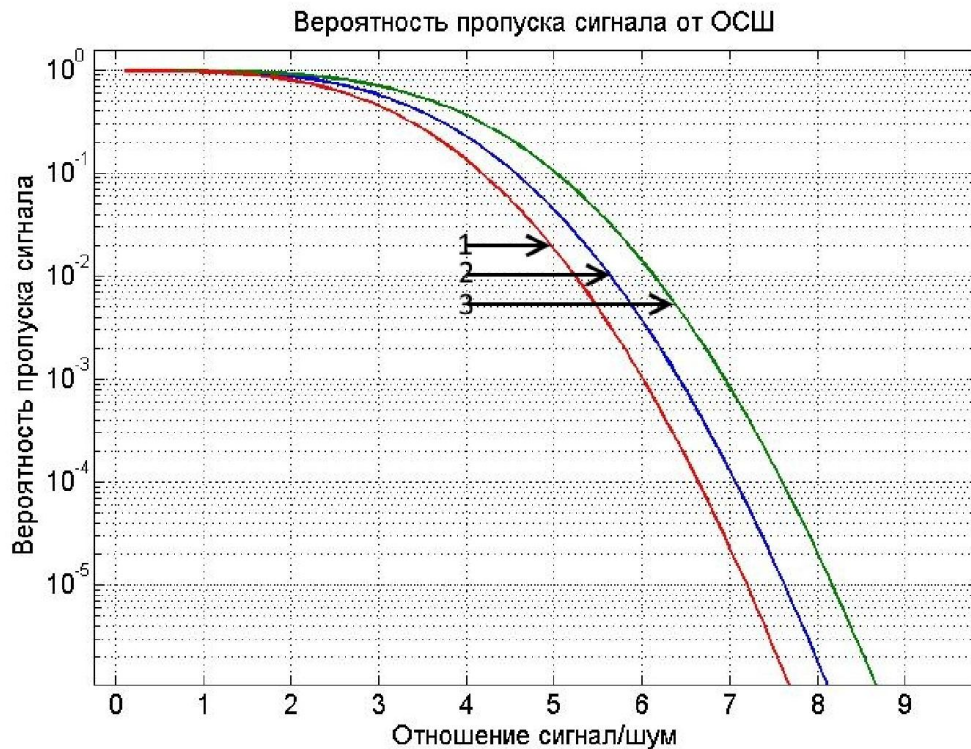


Рис.3.3.2 Зависимость вероятности пропуска сигнала β от ОСШ для алгоритмов обнаружения (3.1.15), (3.2.4) и (3.3.8) при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.01$

Из анализа графиков следует, что при одинаковом значении ОСШ, алгоритм для сигнала с известной формой огибающей позволяет получить выигрыш в 4 раза по сравнению с алгоритмом с априорно неизвестными параметрами гармонической модуляции.

3.4. Синтез оптимального приемника обнаружителя сигнала с неизвестной формой модулирующей функции

Перейдем теперь к рассмотрению более сложного случая (характерного для первоначального этапа разведки), когда необходимо обнаружить отраженный от рассеивателя сигнал без априорных сведений о модулирующем воздействии. Таким образом, известным параметром будет являться только частота несущей ω_0 , а форма модулирующей функции и фазовые соотношения между отраженным

и фоновым сигналом являются неизвестными. Построим для этого случая оптимальный приемник. Запишем фоновый сигнал аналогично (3.1.1), сигнал, отраженный от управляемого рассеивателя, аналогично (3.1.2), для случая статически расположенных антенн передатчика и приемника. При этом считаем, что ω_0 является известным параметром, форма модулирующей функции $A(t)$ и параметры $A_1, A_2, \varphi_1, \varphi_2$ являются неизвестными. Входной сигнал приемника для гипотезы H_1 представляет собой выражение, аналогичное (3.1.5). Для гипотезы H_0 : $\xi(t) = s_1(t) + n(t)$. Запишем функционал отношения правдоподобия подобно (3.1.8). С учетом гауссовости шума $n(t)$ функционалы правдоподобия можно переписать следующим образом [53]:

$$W_{H_1}(\xi / H_1) = K \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T (\xi(t) - s_1(t) - s_2(t))^2 dt \right\}, \quad (3.4.1)$$

$$W_{H_0}(\xi / H_0) = K \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T (\xi(t) - s_1(t))^2 dt \right\}. \quad (3.4.2)$$

Так как принимаемый сигнал содержит неизвестные параметры, среди которых и форма модулирующей функции $A(t)$, то необходимо максимизировать функционал правдоподобия по неизвестным параметрам и неизвестной функции. Перепишем $l(\xi)$ следующим образом

$$\ln(l(\xi)) = K \int_0^T [(\xi(t) - s_1(t))^2 - (\xi(t) - s_1(t) - s_2(t))^2] dt. \quad (3.4.3)$$

Варьируем выражение (3.4.3) по неизвестной функции $A(t)$. Внутренний интеграл

$$\int_0^T [(\xi(t) - s_1(t))^2 - (\xi(t) - s_1(t) - s_2(t))^2] dt \quad \text{после упрощения примет вид}$$

$$\int_0^T (\xi(t)s_2(t) - 2s_1(t)s_2(t) - s_2^2(t)) dt. \quad \text{В результате находим, что максимум (3.4.3)}$$

достигается при $s_2(t) = \xi(t) - s_1(t)$, следовательно, оценку для модулирующей функции $A(t)$, можно представить в следующем виде

$$A(t) = \frac{\xi(t) - A_1 \cos(\omega_0 t - \varphi_1)}{A_2 \cos(\omega_0 t - \varphi_2)}. \quad (3.4.4)$$

Максимизируя функционал $W_{H_0}(\xi / H_0)$ по неизвестным параметрам A_1, φ_1 , находим оценки:

$$A_1 \cos \varphi_1 = \frac{2}{T} \int_0^T \xi(t) \cos(\omega_0 t) dt, \quad (3.4.5)$$

$$A_1 \sin \varphi_1 = \frac{2}{T} \int_0^T \xi(t) \sin(\omega_0 t) dt. \quad (3.4.6)$$

Подставляя оценки неизвестных параметров в (3.4.3), находим алгоритм оптимального приема

$$\ln(l(\xi)) = \frac{T}{2} \int_0^T \xi^2(t) dt - \left[\int_0^T \xi(t) \cos(\omega_0 t) dt \right]^2 - \left[\int_0^T \xi(t) \sin(\omega_0 t) dt \right]^2 \underset{<}{\overset{\geq}{>}} h. \quad (3.4.7)$$

Для вычисления характеристик алгоритма (3.4.7) воспользуемся компьютерным моделированием, в связи с тем, что найти явный вид распределения ЛФОП (3.4.7) не представляется возможным. Будем считать, что входной сигнал проходит через полосовой фильтр с шириной полосы, равной полосе отраженного сигнала.

Для упрощения алгоритма математического моделирования представим коррелированный шум на выходе полосового фильтра в виде

$$n(t) = N(t) \cos(\omega_0 t - \phi(t)) = N_c(t) \cos(\omega_0 t) + N_s(t) \sin(\omega_0 t), \quad (3.4.8)$$

где $N_c(t), N_s(t)$ – квадратуры шума с корреляционной функцией $K(\tau) = G^2 \frac{\sin(\omega_n \tau)}{\omega_n \tau}$, а

$2\omega_n$ – ширина полосы пропускания фильтра.

Перепишем входной сигнал при гипотезе H_0

$$\xi(t) = (A_1 \cos(\varphi_1) + N_c(t)) \cos(\omega_0 t) + (A_1 \sin(\varphi_1) + N_s(t)) \sin(\omega_0 t) = X_c(t / H_0) \cos(\omega_0 t) + X_s(t / H_0) \sin(\omega_0 t), \quad \text{где}$$

$$X_c(t / H_0) = A_1 \cos(\varphi_1) + N_c(t), \quad X_s(t / H_0) = A_1 \sin(\varphi_1) + N_s(t).$$

При гипотезе H_1 аналогично имеем

$$\begin{aligned} \xi(t) &= (A_1 \cos(\varphi_1) + A_2 A(t) \cos(\varphi_2) + N_c(t)) \cos(\omega_0 t) + (A_1 \sin(\varphi_1) + A_2 A(t) \sin(\varphi_2) + N_s(t)) \sin(\omega_0 t) \\ &= X_c(t / H_1) \cos(\omega_0 t) + X_s(t / H_1) \sin(\omega_0 t) \end{aligned},$$

где $X_c(t / H_1) = A_1 \cos(\varphi_1) + A_2 A(t) \cos(\varphi_2) + N_c(t)$ и $X_s(t / H_1) = A_1 \sin(\varphi_1) + A_2 A(t) \sin(\varphi_2) + N_s(t)$.

Подставляя $\xi(t)$ в алгоритм (3.4.7), получаем

$$\ln(l(\xi / H_0)) = \frac{T}{2} \int_0^T (N_c^2(t) + N_s^2(t)) dt - \left[\int_0^T N_c(t) dt \right]^2 - \left[\int_0^T N_s(t) dt \right]^2. \quad (3.4.9)$$

После приведения подобных и упрощения ЛФОП принимает вид

$$\begin{aligned} \ln(l(\xi / H_1)) = & \frac{T}{4} A_2^2 \int_0^T A^2(t) dt + \frac{T}{4} \int_0^T N_c^2(t) dt + \frac{T}{4} \left[\int_0^T N_s^2(t) dt \right] + \frac{T}{2} A_2 \cos(\phi_2) \int_0^T A(t) N_c(t) dt + \\ & \frac{T}{2} A_2 \sin(\phi_2) \int_0^T A(t) N_s(t) dt - \left[\int_0^T N_c(t) dt \right]^2 - \left[\int_0^T N_s(t) dt \right]^2 - 2 A_2 \cos(\phi_2) \int_0^T A(t) dt \int_0^T N_c(t) dt - \\ & 2 A_2 \sin(\phi_2) \int_0^T A(t) dt \int_0^T N_s(t) dt - A_2^2 \left[\int_0^T A(t) dt \right]^2 \end{aligned}$$

Исходными параметрами при моделировании являются: форма модулирующей функции сигнала, которая была выбрана «колокольной»

$$A(t) = \exp(-t^2 / 2T_0^2), \quad (3.4.10)$$

где длительность функции ($6T_0$) составляет половину времени наблюдения $T = 12T_0$; $G^2 = 1$ – дисперсия шума на выходе фильтра; $\phi_2 = 0.785$ – начальная фаза несущего колебания.

Сравним характеристики алгоритмов (3.1.15), (3.2.4), (3.3.8) с полученным алгоритмом при одинаковом отношении сигнал шум.

На рис.3.4.1 приведены зависимости вероятности пропуска сигнала от ОСШ $z = \sqrt{2E_s / N_0}$ (E_s – энергия боковых гармоник отраженного сигнала) для четырех алгоритмов при $\alpha = 0.1$: 1 – зависимость вероятности пропуска сигнала от ОСШ для алгоритма (3.1.15), 2 – для алгоритма (3.2.4), 3 – для алгоритма (3.3.8), а 4 – для алгоритма (3.4.10).

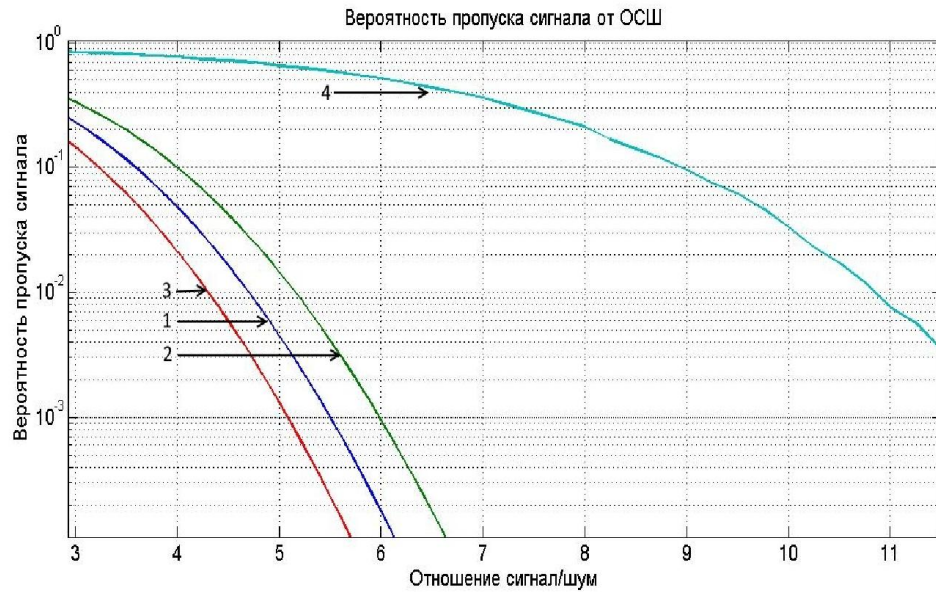


Рис.3.4.1. Зависимость вероятности пропуска сигнала β от ОСШ для алгоритмов (3.1.15), (3.2.4), (3.3.8) и (3.4.10) при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.1$

На рис.3.4.2 приведены аналогичные зависимости вероятности пропуска сигнала от ОСШ z для указанных четырех алгоритмов при $\alpha = 0.01$.

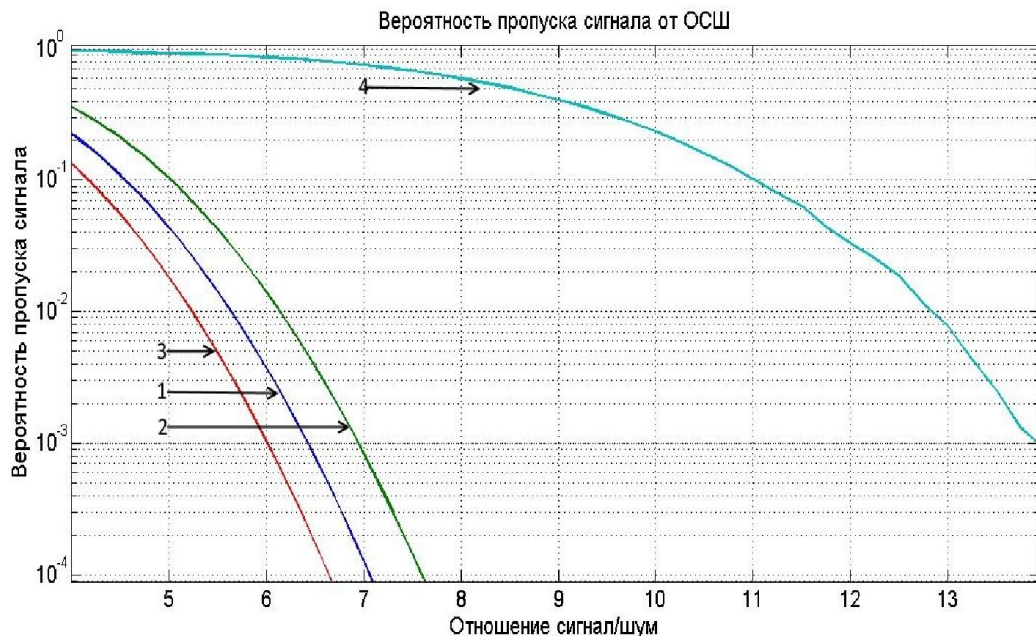


Рис.3.4.2. Зависимость вероятности пропуска сигнала β от ОСШ для алгоритмов (3.1.15), (3.2.4), (3.3.8) и (3.4.10) при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.01$

3.5. Синтез оптимального приемника обнаружителя сигнала со стохастической амплитудной модуляцией для различных видов аппроксимаций спектра мощности

Во второй главе показано, что управляемый рассеиватель на базе системы «диод-диполь» способен работать со стохастическими модулирующими воздействиями. При данном взаимодействии, отраженный от системы сигнал приобретает стохастическую амплитудную модуляцию, и, как следствие, происходит расширение спектра.

Представляет интерес синтез оптимального приемника обнаружителя для сигнала со стохастической АМ [43], так как она позволяет повысить скрытность и помехоустойчивость радиометок на основе системы «диод-диполь» [44]. Спектр такого сигнала изображен на рис. 2.3.6. Наличие нулевой гармоники обусловлено несущей частотой в 1ГГц. Амплитуда и фаза несущего колебания являются априори неизвестными. Следовательно, несущую частоту необходимо подавить с помощью фильтра высокой частоты. Таким образом, будем считать, что приемник-обнаружитель осуществляет фильтрацию нулевой гармоники после переноса частоты [81, 82].

После подавления постоянной составляющей можно аппроксимировать спектр мощности отраженного сигнала при помощи функции колокольной формы [67]

$$G(\omega) = \gamma \exp(-\omega^2 \pi / 2\Omega^2), \quad (3.5.1)$$

где γ – величина спектра, Ω – эквивалентная полоса частот стохастического сигнала, которые можно определить как

$$\gamma = \max G(\omega) \quad (3.5.2)$$

и

$$\Omega = \int_{-\infty}^{\infty} G^2(\omega) d\omega / \gamma^2. \quad (3.5.3)$$

Вводя вспомогательную функцию, которая определяется из соотношений: $g(0) = 1$ и $\int_{-\infty}^{\infty} g^2(x) dx = 1$, получаем выражение для спектра мощности вида $G(\omega) = \gamma g(\omega/\Omega)$, причем $g(x) = \exp(-\pi x^2/2)$. Будем считать, что у спектра мощности $G(\omega)$ параметр Ω может быть априори неизвестным.

Введем в рассмотрение две гипотезы H_1 и H_0 . Входной сигнал приемника при гипотезе H_1 представляет собой сумму стохастического сигнала $s(t)$ и гауссовского белого шума $n(t)$ со спектральной плотностью мощности N_0 $\xi(t) = s(t) + n(t)$, а при гипотезе H_0 наблюдаемыми данными является один шум: $\xi(t) = n(t)$.

Алгоритм работы оптимального приемника для сигнала с неизвестным параметром Ω получен в [67]. Логарифм функционала отношения правдоподобия (ЛФОП), определяющий структуру оптимального приемника обнаружителя, записывается в виде

$$L(\Omega) = L_x(\Omega) - L_c(\Omega), \quad (3.5.4)$$

где $L_x(\Omega) = \frac{1}{N_0} \int_0^T y^2(t, \Omega) dt$ и $L_c(\Omega) = \frac{T}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \ln(1 + G(\omega, \Omega)/N_0) d\omega$,

$y(t, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t') H(t-t', \Omega) dt'$ – представляет собой сигнал на выходе фильтра с

частотной характеристикой, удовлетворяющей соотношению $|H(\omega, \Omega)|^2 = Q(\omega, \Omega)$,

где $Q(\omega, \Omega) = \frac{2G(\omega, \Omega)/N_0}{1 + 2G(\omega, \Omega)/N_0}$.

В случае, когда все параметры принимаемого сигнала являются известными, ЛФОП (3.5.4) не будет зависеть от Ω и, следовательно, $L(\Omega) = L(\Omega_0)$, где Ω_0 – истинное значение параметра Ω . В [67] показано, что, если выполняется условие $\mu_0 = T\Omega_0/4\pi \gg 1$, то распределение ЛФОП стремится к гауссовскому. Следовательно, для нахождения характеристик оптимального приемника необходимо вычислить математическое ожидание и дисперсию ЛФОП для

каждой из гипотез. Несложно получить следующие выражения для этих параметров.

Для гипотезы H_0 математическое ожидание и дисперсия случайной величины $L(\Omega_0)$ имеют вид $M_0 = -\mu_0 A_0$, $D_0 = \mu_0 q^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{g(x)}{1+qg(x)} \right)^2 dx$, $q = 2\gamma / N_0$, где

$$A_0 = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\ln(1+qg(x)) - \frac{qg(x)}{(1+qg(x))} \right) dx. \quad (3.5.5)$$

Аналогично, при выполнении гипотезы H_1 математическое ожидание и дисперсия случайной величины $L(\Omega_0)$ равны

$$M_1 = \mu_0 \left\{ q^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g^2(x)}{1+qg(x)} dx - A_0 \right\}, \quad D_1 = \mu_0 q^2. \quad (3.5.6)$$

Таким образом, вероятность ложной тревоги будет определяться выражением

$$\alpha = 1 - \Phi\left(\frac{c - M_0}{\sqrt{D_0}}\right), \quad \text{а вероятность пропуска сигнала} \quad - \quad \beta = \Phi\left(\frac{c - M_1}{\sqrt{D_1}}\right), \quad \text{где}$$

$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt$, причем c – порог обнаружения, определяемый из заданного критерия оптимальности.

Рассмотрим теперь случай, когда спектр мощности отраженного сигнала (3.5.1) определен с точностью до ширины эквивалентной полосы частот Ω . При этом считаем, что неизвестная эквивалентная полоса частот $\Omega \in [\Omega_{\min}; \Omega_{\max}]$. ЛФОП для такого случая описывается выражением (3.5.4). Для нахождения характеристик алгоритма учтем, что стационарный стохастический сигнал $s(t)$ со спектральной плотностью (3.5.1) является регулярным [67]. Точных методов расчета вероятности ложной тревоги при неизвестной полосе частот (3.5.4) не известно, возможно лишь получение приближенных значений для больших порогов c . Обозначим $\Pi(c, \eta)$ – среднее число выбросов логарифма (3.5.4) за уровень c в элементарном интервале $[\eta, \eta + d\eta]$, где $\eta = \Omega / \Omega_{\max}$. Поток выбросов логарифма (3.5.4) за уровень c приближенно можно считать пуассоновским с независимыми выбросами на различных элементарных участках. Тогда

вероятность ложной тревоги можно вычислить по приближенной формуле

$$\alpha = 1 - \exp\left(-\int_{\eta_s}^1 \Pi(c, \eta) d\eta\right), \quad \text{где параметр } \eta_s = \Omega_{\min} / \Omega_{\max} \text{ характеризует априорный}$$

интервал возможных значений Ω . Выражение для $\Pi(c, \eta)$ применительно к логарифму $L(\Omega | H_0)$ можно записать как [67]

$$\Pi(c, \eta) = \frac{\sqrt{M(\eta)}}{2\pi\sigma_0^2(\eta)} \exp\left\{-\frac{(c - S_0(\eta))^2}{2\sigma_0^2(\eta)}\right\} \left\{ \exp\left[-\frac{M_1^2(\eta)}{2}\right] + \sqrt{2\pi} M_1(\eta) \Phi(M_1(\eta)) \right\}, \quad (3.5.7)$$

где $\sigma_0^2(\eta) = \frac{\eta\mu_{\min}}{\eta_s} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{qg(x)}{1+qg(x)}\right)^2 dx$ – дисперсия ЛФОП при отсутствии сигнала,

$$M(\eta) = \sigma_0^2(\eta) \left[\frac{\partial^2 B_{N_0}(\eta_1, \eta_2)}{\partial \eta_1 \partial \eta_2} \right]_{\eta} - \left[\frac{\partial B_{N_0}(\eta_1, \eta_2)}{\partial \eta_2} \right]_{\eta}^2, \quad M_1(\eta) = \left\{ \sigma_0^2(\eta) \frac{dS_0(\eta)}{d\eta} + (c - S_0(\eta)) \left[\frac{\partial B_{N_0}(\eta_1, \eta_2)}{\partial \eta_2} \right]_{\eta} \right\} \frac{1}{\sigma_0(\eta) \sqrt{M(\eta)}},$$

$$S_0(\eta) = -\mu_{\min} \eta A_0 / \eta_s, \quad \frac{dS_0(\eta)}{d\eta} = -\mu_{\min} A_0 / \eta_s, \quad \left[\frac{\partial B_{N_0}(\eta_1, \eta_2)}{\partial \eta_2} \right]_{\eta} = -\frac{\mu_{\min} q^2}{\eta_s} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{xg(x) [dg(x)/dx]}{[1+qg(x)]^3} dx,$$

$$\left[\frac{\partial^2 B_{N_0}(\eta_1, \eta_2)}{\partial \eta_1 \partial \eta_2} \right]_{\eta} = \frac{\mu_{\min} q^2}{\eta \eta_s} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x^2 [dg(x)/dx]^2}{[1+qg(x)]^4} dx.$$

При выполнении гипотезы H_1 , аналогично [67] можно показать, что вероятность пропуска сигнала может быть приближенно найдена как $\beta = \Phi(c / \sigma_1(\eta_0) - z)$, где $z^2 = S_1^2(\Omega_0) / \sigma_1^2(\Omega_0)$ – отношение сигнал/шум (ОСШ) для принятого сигнала, причем $S_1(\Omega_0) = \frac{\mu_{\min} \eta_0}{\eta_s} \int_{-\infty}^{\infty} \{qg(x) - \ln(1+qg(x))\} dx$, $\sigma_1^2(\Omega_0) = \mu_{\min} \eta_0 q^2 / \eta_s$ – дисперсия ЛФОП при гипотезе H_1 .

На рис. 3.5.1 изображены зависимости вероятности пропуска сигнала β от параметра q , характеризующего относительный уровень спектра мощности сигнала [42]. Кривыми 1 и 2 изображены зависимости $\beta(q)$ для алгоритма с априори известной шириной эквивалентной полосы частот сигнала при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.005$ и $\alpha = 0.001$ соответственно, а 3 и 4 – для неизвестной ширины полосы при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.005$ и $\alpha = 0.001$ соответственно. При расчетах использовался критерий Неймана-Пирсона.

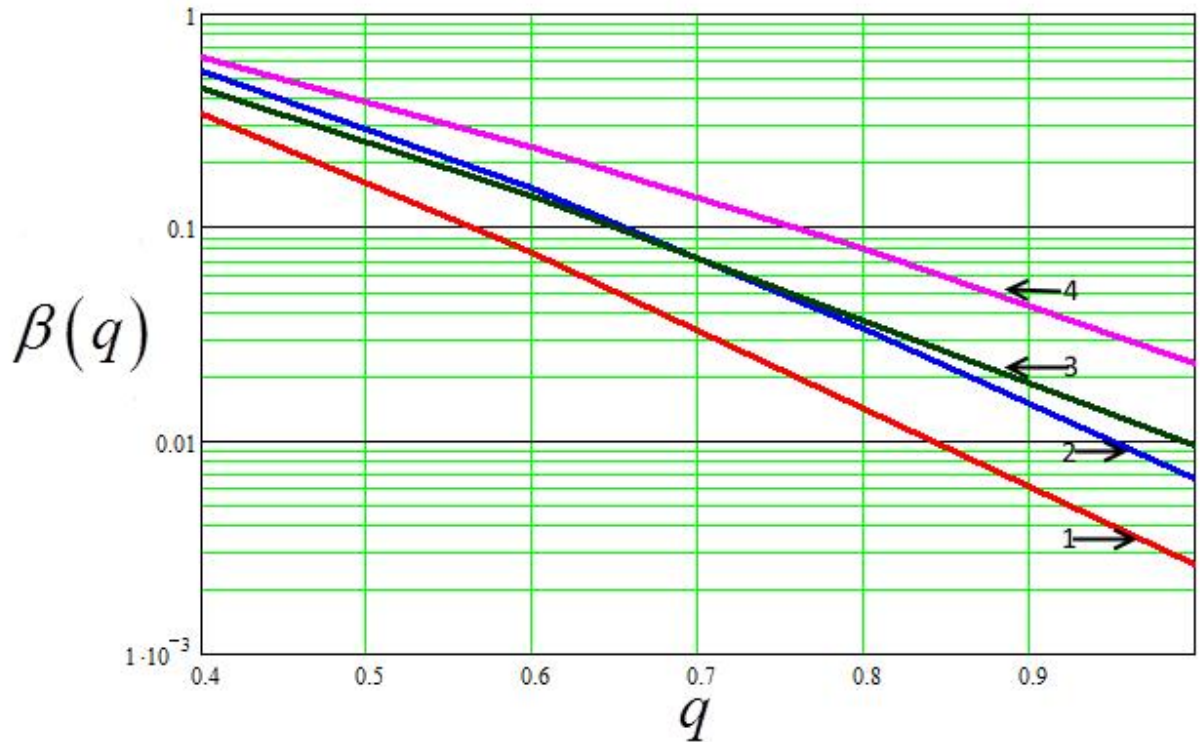


Рис. 3.5.1. Зависимости вероятности пропуска сигнала $\beta(q)$ для алгоритмов обнаружения от значения параметра q

Рассмотрим другой вид аппроксимирующей функции для спектра принятого сигнала:

$$G(\omega) = \gamma g(\omega / \Omega), \quad (3.5.8)$$

где γ – величина спектра (3.5.2), Ω – эквивалентная полоса частот стохастического сигнала (3.5.3), а $g(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1/2, \\ 0, & |x| > 1/2. \end{cases}$

Таким образом, будем считать, что принятый сигнал является полосовым с эквивалентной полосой частот Ω . Априорно неизвестными параметрами спектра $G(\omega)$ могут быть как γ , так и Ω , или оба сразу.

Гипотезы H_1 и H_0 задаются аналогично вышеуказанному случаю с колокольной аппроксимацией спектра.

Алгоритм оптимального приема для случая, когда неизвестным является параметр эквивалентной полосы частот Ω , синтезирован в [67]. Логарифм

функционала отношения правдоподобия (ЛФОП), определяющий работу оптимального приемника-обнаружителя, можно представить в виде

$$L(\Omega) = \frac{q}{\pi N_0(1+q)} \int_0^{\Omega/2} |x(\omega)|^2 d\omega - \frac{T\Omega}{4\pi} \ln(1+q), \quad (3.5.9)$$

где $x(\omega)$ – спектр реализации входного сигнала $\xi(t)$, $q = 2\gamma/N_0$ – параметр, характеризующий относительный уровень спектра мощности сигнала, а T – интервал наблюдения.

В случае, если параметры спектра сигнала (3.5.8) являются известными, ЛФОП (3.5.9) не будет зависеть от параметра относительной полосы частот Ω , и $L(\Omega) = L(\Omega_0)$, где Ω_0 – истинное значение параметра. В [67] показано, что при выполнении условия

$$\mu_0 = T\Omega_0 / 4\pi \gg 1, \quad (3.5.10)$$

распределение ЛФОП (3.5.9) приближенно описывается гауссовским законом. Таким образом, для вычисления характеристик оптимального приемника достаточно определить математические ожидания и дисперсии ЛФОП (3.5.9) для гипотез H_0 и H_1 .

Для гипотезы H_0 математическое ожидание и дисперсия случайной величины $L(\Omega_0)$ имеют вид: $M_0 = -\mu_0 A_0$, $D_0 = \mu_0 \left(\frac{q}{1+q} \right)^2$, где $A_0 = \ln(1+q) - \frac{q}{1+q}$.

Аналогично, при выполнении гипотезы H_1 математическое ожидание и дисперсия случайной величины $L(\Omega_0)$ равны $M_1 = \mu_0 \left(\frac{q^2}{1+q} - A_0 \right)$, $D_1 = \mu_0 q^2$. Таким образом,

вероятность ложной тревоги будет определяться выражением $\alpha = 1 - \Phi \left(\frac{c - M_0}{\sqrt{D_0}} \right)$, а

вероятность пропуска сигнала $\beta = \Phi \left(\frac{c - M_1}{\sqrt{D_1}} \right)$, где c – порог обнаружения,

определяемый из заданного критерия оптимальности, а $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt$.

Рассмотрим случай, когда неизвестным параметром является ширина спектра Ω . Будем считать, что $\Omega \in [\Omega_{\min}; \Omega_{\max}]$, а сам ЛФООП задается выражением (3.5.9). Учитывая, что стационарный стохастический сигнал $s(t)$ со спектральной плотностью мощности (3.5.8) является нерегулярным, характеристики обнаружения в этом случае могут быть найдены аналогично тому, как это сделано в [67]. При этом вероятность ложной тревоги будет описываться формулой

$$\alpha = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{(x - \tilde{c} - z_N)^2}{2}\right] \{\Phi_+(x) - \exp(-2xz_N)\Phi_-(x)\} dx, \quad (3.5.11)$$

где $\Phi_+(x) = \Phi\left(z_N \sqrt{\frac{1-\eta_s}{\eta_s}} + x \sqrt{\frac{\eta_s}{1-\eta_s}}\right)$, а $\Phi_-(x) = \Phi\left(z_N \sqrt{\frac{1-\eta_s}{\eta_s}} - x \sqrt{\frac{\eta_s}{1-\eta_s}}\right)$.

Параметр $\eta_s = \Omega_{\min} / \Omega_{\max}$ определяет априорный интервал возможных значений эквивалентной полосы частот Ω . Кроме того, вводится в рассмотрение нормированный порог $\tilde{c} = c(1+q)/q\sqrt{\mu_{\min}}$, где $\mu_{\min} = T\Omega_{\min}/4$, а параметр $z_N^2 = \mu_{\min} [(1+q)\ln(1+q)/q - 1]^2$ характеризует отношение мощности регулярной составляющей функционала (3.5.9) к дисперсии флуктуирующей компоненты при гипотезе H_0 .

Выражение для вероятности пропуска сигнала при гипотезе H_1 также может быть получено в соответствии с методикой, изложенной в [67]

$$\beta(\eta_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{(x+z)^2 + \hat{c}^2 - 2\hat{c}z}{2}\right] \times \\ \left\{ \Phi\left(z_N \sqrt{\frac{1-\eta_0}{\eta_s}} + xA \sqrt{\frac{\eta_0}{1-\eta_0}}\right) - \exp\left(-2xAz_N \sqrt{\frac{\eta_0}{\eta_s}}\right) \Phi\left(z_N \sqrt{\frac{1-\eta_0}{\eta_s}} - xA \sqrt{\frac{\eta_0}{1-\eta_0}}\right) \right\} \times, \quad (3.5.12) \\ \left\{ \exp(x\hat{c}) \Phi\left(\hat{c} \sqrt{\frac{\eta_0 - \eta_s}{\eta_s}} + x \sqrt{\frac{\eta_s}{\eta_0 - \eta_s}}\right) - \exp(-x\hat{c}) \Phi\left(\hat{c} \sqrt{\frac{\eta_0 - \eta_s}{\eta_s}} - x \sqrt{\frac{\eta_s}{\eta_0 - \eta_s}}\right) \right\} dx$$

где $A^2 = (1+q)^2$, $\eta_0 = \Omega_0 / \Omega_{\max}$, Ω_0 – истинное значение эквивалентной полосы частот, $z^2 = \mu[1 - \ln(1+q)/q]^2$ – отношение сигнал-шум для принятого сигнала,

$$\hat{c} = \tilde{c} / A \sqrt{\eta_0 / \eta_s}.$$

Рассмотрим случай априорной неопределенности, при котором неизвестными являются оба параметра γ и Ω . ЛФОП при этом запишется в виде [67]

$$L(\Omega) = \frac{1}{N_0} \int_0^T y^2(t, \Omega) dt - \frac{T\Omega}{4\pi} \left\{ 1 + \ln \left[\frac{4\pi}{T\Omega N_0} \int_0^T y^2(t, \Omega) dt \right] \right\}, \quad (3.5.13)$$

где $y(t, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t') H(t-t', \Omega) dt'$ представляет собой сигнал на выходе фильтра с частотной характеристикой, удовлетворяющей условию $|H(\omega, \Omega)|^2 = g(\omega/\Omega)$. Заметим, что выражение (3.5.13) получено путем максимизации ЛФОП (3.5.9) по неизвестному параметру $\gamma(q)$.

Найдем характеристики оптимального приемника для случая, когда оба параметра (γ и Ω) являются неизвестными. Выражение для вероятности ложной тревоги в соответствии с [67] принимает вид

$$\alpha = \begin{cases} 1 - \eta_s^{\sqrt{c/\pi} \exp(-c)}, & c > 1/2, \\ 0, & c < 1/2. \end{cases}, \quad (3.5.14)$$

где c – порог обнаружения.

Для того чтобы найти вероятность пропуска сигнала, необходимо воспользоваться формулой (3.5.12), но при этом в выражениях для \hat{c} , z_N^2 и A , параметр q следует заменить на $q_0 = 2\gamma_0/N_0$.

На рис. 3.5.2 изображены зависимости вероятности пропуска сигнала β от параметра q , характеризующего относительный уровень спектра мощности сигнала [40]. Кривыми 1 и 2 изображены зависимости $\beta(q)$ для алгоритма (3.5.9) с известной шириной эквивалентной полосы частот сигнала и априори неизвестной шириной полосы соответственно, при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.005$, а 3 – для алгоритма с неизвестной шириной и величиной спектра при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.005$. При расчетах использовался критерий Неймана-Пирсона.

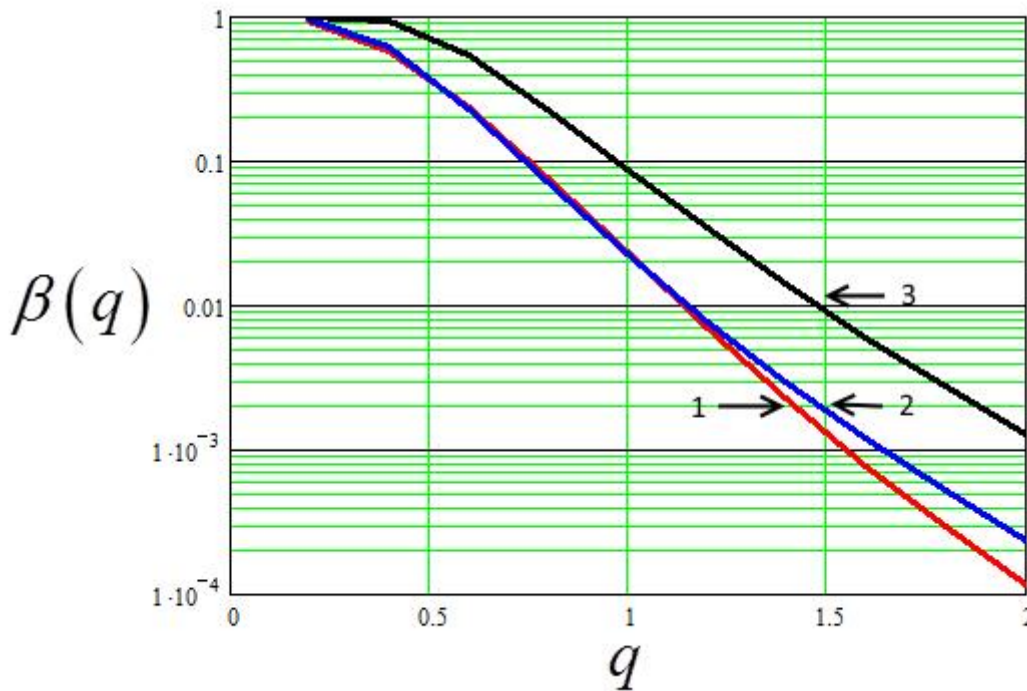


Рис. 3.5.2. Зависимости вероятности пропуска сигнала для алгоритмов обнаружения от значения параметра q

Анализ приведенных графических зависимостей рис. 3.5.1-3.5.2 показывает, что отсутствие априорных данных об эквивалентной полосе частот стохастического сигнала приводит к ухудшению эффективности обнаружения, особенно при достаточно больших значениях параметра q , при малых значениях этого параметра характеристики приемников различаются незначительно. Отсутствие данных о значении величины полосового спектра γ совместно с неизвестной шириной спектра Ω приводит к более существенному ухудшению эффективности алгоритма по сравнению со случаем неизвестной ширины спектра Ω .

3.6. Основные результаты и выводы

1. При синтезе оптимальных приемников обнаружителей для сигнала, отраженного от управляемого рассеивателя, необходимо учитывать особенность работы, связанную с наличием, как полезного отраженного сигнала, так и фонового, когерентного с отраженным. В зависимости от набора априорно известных данных о фазах и амплитудах фонового и отраженного сигналов можно синтезировать приемник обнаружитель как с когерентным накоплением сигнала (для случая полностью известных фазовых соотношений), так и с некогерентным. В большинстве случаев набор фазовых соотношений является случайным, зависящим от геометрии системы в пространстве.
2. Оптимальный приемник обнаружитель при гармонической модуляции (3.1.15) при неизвестных фазовых и амплитудных соотношениях осуществляет накопление энергии боковых гармоник отраженного сигнала, следовательно, энергия несущей не учитывается. Повышение уровня боковых гармоник возможно за счет увеличения энергии падающей волны, а также повышения индекса модуляции. При этом данные параметры влияют на отношение сигнал/шум в одинаковой степени (3.2.6).
3. Получение гармонической модуляции с малым уровнем боковых гармоник довольно проблематично, так как полупроводниковый элемент имеет нелинейную ВАХ. Для полного использования энергии отраженного сигнала необходимо синтезировать приемник с учетом нелинейности диода (3.2.4). Данный алгоритм позволяет учесть все боковые гармоники принятого сигнала. Из сравнения алгоритмов (3.1.15) и (3.2.4), следует, что применять алгоритм (3.2.4) целесообразно только при соотношении между первой и второй гармониками больше, чем 0.5.
4. Априори известные данные о форме огибающей позволяют синтезировать алгоритм обнаружения (3.3.8) с выигрышем более 4 раз по отношению сигнал/шум по сравнению с алгоритмом (3.1.15), где индекс модуляции является неизвестным.

5. Для случая, когда неизвестной является даже форма огибающей, оптимальный приемник (3.4.7) значительно проигрывает в ОСШ алгоритму с известной формой огибающей (3.3.8)
6. При стохастической модуляции отсутствие априорных данных об эквивалентной полосе частот стохастического сигнала приводит к ухудшению эффективности обнаружения, особенно при достаточно больших значениях отношения величины спектра к спектральной плотности шума, при малых значениях этого параметра характеристики приемников различаются незначительно. Отсутствие данных о значении величины полосового спектра совместно с неизвестной шириной спектра приводит к более существенному ухудшению эффективности алгоритма по сравнению со случаем неизвестной ширины спектра.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные в диссертационной работе исследования являются комплексными и позволяют увеличить дальность обнаружения радиометки на основе системы «диод-диполь» как в процессе переотражения зондирующего поля от системы (повышение глубины модуляции), так и за счет оптимальной обработки сигнала на приемной стороне. А выведенное в работе уравнение дальности позволяет определить максимальную дальность обнаружения системы в свободном пространстве.

Получены следующие наиболее важные научные результаты:

1. Разработанная модель модуляции переотраженного поля системой «диод-диполь» хорошо согласуется с данными, полученными в эксперименте. Модель позволяет определить коэффициент амплитудной модуляции отраженного поля в зависимости от параметров полупроводникового диода и формы модулирующего напряжения. Показано, что основными параметрами полупроводникового диода, влияющими на глубину модуляции, являются: величина барьерной емкости при обратном смещении и сопротивление перехода и базы при прямом смещении. Для получения максимального коэффициента модуляции необходимо, чтобы импеданс полупроводникового диода при обратном смещении был много больше внутреннего сопротивления диполя, а при прямом смещении много меньше. В таком случае, глубина модуляции приближается к 100 %.
2. Экспериментально подтверждена возможность переноса системой «диод-диполь» спектров широкополосных модулирующих сигналов на ВЧ. В том числе и для стохастического сигнала, полученного с помощью разработанного на основе автоколебательных систем генератора хаоса, с параметром фрактальной размерности выходного сигнала 1,57. Таким образом, доказана работоспособность системы для передачи информации с помощью широкополосных сигналов.
3. В работе получено уравнение дальности действия для системы «диод-диполь» при параметрическом рассеивании, а также проведено качественное

сравнение со случаем нелинейного рассеяния. Показано, что при параметрическом рассеянии возможно достичь больших дальностей действия, чем при нелинейном, при одинаковых уровнях зондирующего сигнала. Также показано, что параметрическое рассеяние по сравнению с нелинейным позволяет использовать полосу частот отраженного сигнала более эффективно.

4. Синтезированы алгоритмы оптимальных приемников обнаружителей сигналов, отраженных от системы «диод-диполь», при различных модулирующих воздействиях, в том числе и для стохастического, и наборов априорных данных с учетом особенности работы параметрических рассеивателей. Данная особенность заключается в наличии фонового сигнала, когерентного с полезным, и в случае априори неизвестных фазовых соотношений приводящая к необходимости фильтрации фонового сигнала.

Следовательно, основная цель диссертационных исследований, заключающаяся в увеличении дальности обнаружения управляемого рассеивателя на базе системы «диод-диполь» за счет повышения глубины модуляции отраженного сигнала и синтеза оптимальных алгоритмов приема, достигнута.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. №128694. Датчик электромагнитного поля с поляризационной развязкой / Лукин А.Н., Струков И.Ф. // БИ. 1987. – №11.
2. Амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей / С.В. Ларцов, С.П. Тараканов, Е.П. Чигин, А.А Горбачев // Нелинейная радиолокация. – М.: Радиотехника, 2006, №2. – С.45-50.
3. Баскаков, С.И. Основы электродинамики / С.И. Баскаков. – М.: Сов. радио, 1973. – 248 с.
4. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков. – М.: Сов. Радио, 1980. – 450 с.
5. Боровков, А.А. Математическая статистика / А.А. Боровков. – М.: Наука, 1984. – 472 с.
6. Букингем, М. Шумы в электронных приборах и системах: пер. с англ. / М. Букингем. – М.: Мир, 1986. – 398 с.
7. Вайнберг, И. А. Многоэлементные и фотоуправляемые приборы для измерения и визуализации-структуры СВЧ полей / И.А. Вайнберг, В.А. Павельев // Радио и акустическая голография; под ред. Г.В. Корбукова, С.В. Кулакова. – М.: Наука, 1976. – С. 37-54.
8. Юстировка облучателя зеркальной антенны по картине ближнего поля / Э.И. Вайнберг, И.А. Жосан, Ю.А. Колосов, А.П. Курочкин // Радиотехника и электроника. – 1975. – Т.20. – №9. – С. 1789-1794.
9. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: пер. с англ. в 3 т. / Г. Ван Трис. – М.: Сов. радио, 1977. Т. 1. – 744 с.
10. Вернигоров, Н.С. К вопросу о принципе сравнения в нелинейной радиолокации / Н.С. Вернигоров, Т.В. Кузнецов // Информост. – 2002. – №3. С. 7-14.
11. Вопросы статистической теории радиолокации / П.А. Бакут, Н.А. Большаков, Б.М. Герасимов и др.; под ред. Г.П. Тартаковского. – М.: Сов. радио, 1963. – Т. 1. – 424 с.
12. Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц / Ф.Р. Гантмахер. – М.: Наука, 1988. – 548с.

13. Голография: Методы и аппаратура / под ред. В.М. Гинзбург, Б.М. Степанова. – М.: Сов. радио, 1974. – 376 с.
14. Горелик, Г.С. Колебания и волны / Г.С. Горелик. – М.: ГИФМЛ, 1959. – 566 с.
15. Горюнов, Н.Н. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений / Н.Н. Горюнов, Ю.Р. Носов. – М.: Сов. радио, 1968. – 304 с.
16. Девятков, Н.Д. Миллиметровые волны и их роль в процессах жизнедеятельности / Н.Д. Девятков, М.Б. Голанд, О.В. Бецкий. – М.: Радио и связь, 1991. – 168 с.
17. Исимару, А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах / пер с англ. Л.А. Апресяна, А.Г. Виноградова, З.И. Фейзулина. – М.: Мир, 1981. – Т. 1. – 285 с.
18. Кабанов, Ю.Л. К вопросу о выборе пассивного датчика для измерения амплитудного распределения электромагнитного поля в раскрыве антенны СВЧ / Ю. Л. Кабанов // Радиотехнические и радиоэлектронные устройства. – Л.: труды ЛИТМО, 1970. – С. 38-42.
19. Калабухов, В.А. Нелинейная локация: принципы сравнения / В.А. Калабухов, Д.В. Ткачев // Специальная техника. – 2001. – №2. – С. 28-30.
20. Кауфман, М. Практическое руководство по расчётам схем в электронике: справочник / М. Кауфман, А. Сидман; пер. с англ. под ред. Ф.Н. Покровского. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – Т.1. – 368 с.
21. Кобак, В.О. Радиолокационные отражатели / В.О. Кобак. – М.:Сов. радио, 1975. – 248с.
22. Коротковолновые антенны / под ред. Г.З. Айзенберга. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.
23. Куликов, Е.И. Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е.И. Куликов, А.П. Трифионов. – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.
24. Курочкин, А.П. Особенности измерения радиоголограмм при помощи зонда /А.П. Курочкин // Радиотехника и электроника. – 1971. – Т. 16. – №7. –С. 1273-1276.

25. Леонтович, М.А. О теории возбуждения колебаний в вибраторах антенн / М.А. Леонтович, М.Л. Левин // ЖТФ. – 1944. – Т. 14. – №9. – С. 481-506.
26. Лукин, А.Н. Устройство регистрации радиоголограмм и радиоизображений в реальном масштабе времени / А.Н. Лукин, Ю.И. Гридин, И.Ф. Струков // Приборы и техника эксперимента. – 1986. – №4. – С. 118-120.
27. Лукин, А.Н. Соотношение характеристик обнаружения сигналов пассивных радиометок с амплитудной и фазовой модуляцией / А.Н. Лукин, Г.В. Степанов, Р.В. Кузьменко // Вестник Воронежского института МВД. – 2012. – №3. – С.162–166.
28. Лукин, А.Н. Характеристики приемника-обнаружителя сигнала управляемого пассивного рассеивателя на фоне некогерентной пассивной помехи / А.Н. Лукин, Г.В. Степанов, А.В. Мальцев. // Вестник Воронежского института МВД России. – 2012. – № 1. – С. 128-125.
29. Мальцев, А.В. Оптимальный приемник обнаружитель сигнала управляемого пассивного рассеивателя с амплитудной модуляцией. Диссертация кан. тех. наук. – Воронеж, 2011 – 178с.
30. Мальцев, А.В. Оптимальный приемник сигналов управляемых пассивных рассеивателей с амплитудной модуляцией / А.В. Мальцев, А.Н. Лукин // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2009. – Т.5. – №11. – С.210-212.
31. Марков, Г.Т. Антенны / Г.Т. Марков. – М.: Госэнергоиздат, 1960. – 334с.
32. Миддлтон, Д. Введение в статистическую теорию связи / Д. Миддлтон. – М.: Сов. радио, 1962. – Т.2. – 832 с.
33. Михайлов, Г.Д. Рассеяние электромагнитных волн заглубленной круговой рамкой, нагруженной полупроводниковыми диодами / Г.Д. Михайлов, С.Н. Разиньков, С.А. Гайворонская // Изв. вузов. Радиоэлектроника / Киев. 1998. – №10. – С. 43-49.
34. Нелинейная радиолокация: сб. статей / под ред. А.А. Горбачёва, А.П. Колданова, А.А. Потапова, Е.В.Чигина. – М.: Радиотехника, 2005. – Ч. 1. - 96 с.

35. Нелинейная радиолокация: сборник статей. Часть 2 / под ред. А.А. Горбачёва, А.П. Колданова, А.А. Потапова, Е.В.Чигина. – М.: Радиотехника, 2006. – Ч. 2 - 168 с.
36. Никольский, В.В. Электродинамика и распространение радиоволн: учеб. пособие для вузов / В.В. Никольский, Т.И. Никольская. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Наука, 1989. – 543 с.
37. Обнаружение радиосигналов / П.С. Акимов, Ф.Ф. Евстратов, С.И. Захаров и др.; под ред. А.А. Колосова. – М.: Радио и связь, 1989. – 288 с.
38. Основы теории антенн / И. П. Заикин, А. В. Тоцкий, С. К. Абрамов, В. В. Лукин. – Харьков: Изд-во Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2005. – 101 с.
39. Основы теории колебаний / В.В. Мигулин, В.И. Медведев, Е.Р. Мустель, В.П. Папрыгин. – М.: Наука, 1978. – 391 с.
40. Парфенов, В.И. Разработка и исследование алгоритмов обработки сигналов от управляемых пассивных рассеивателей со стохастической амплитудной модуляцией / В.И. Парфенов, В.Б. Проскуряков // Нелинейный мир. – М. 2012, №3. – С.192 - 198 .
41. Сравнение переизлучающих свойств системы «диод-диполь» для параметрической и нелинейной радиолокации. / В.И. Парфенов, В.Б. Проскуряков, А.Н. Лукин, И.Ф. Струков // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – СПб. 2014, №2. – С.3 - 7 .
42. Парфенов, В.И. Экспериментальное и теоретическое исследования приемников сигналов от управляемых пассивных рассеивателей со стохастической амплитудной модуляцией / В.И. Парфенов, В.Б. Проскуряков // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2012, №6. – С.30 - 36 .
43. Парфенов, В.И. Экспериментальные исследования возможности переноса спектра низкочастотного модулирующего сигнала в область радиочастот системой диод-диполь при различных видах модулирующего воздействия. / В.И. Парфенов, В.Б. Проскуряков // Радиолокация, навигация, связь : XIX Междунар. науч.-техн. конф., апр. 2013 г. – Воронеж, 2013 .– Т. 1. – С. 329 - 337.

44. Парфенов, В.И. Экспериментальные исследования коммутирующих свойств управляемых пассивных рассеивателей на базе системы диод диполь / В.И. Парфенов, А.Н. Лукин, В.Б. Проскуряков // Радиолокация, навигация, связь : XVIII Междунар. науч.-техн. конф., апр. 2012 г. – Воронеж, 2012. – Т. 1. – С. 251 - 258.
45. Перов, А. И. Статистическая теория радиотехнических систем / А.И. Петров. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
46. Петерс, Э. Хаос и порядок на рынках капитала. Новый аналитический взгляд на циклы, цены и изменчивость рынка / Э. Петерс. – М.: Мир, 2000. – 336 с.
47. Петров, Б.М. Управляемые импедансные покрытия и структуры / Б.М. Петров, А.М. Семенихин //Зарубежная радиоэлектроника. – 1994. – №6. – С. 9-16.
48. Полупроводниковые приборы. Диоды высокочастотные. Диоды импульсные. Оптоэлектронные приборы: справочник / под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1988. – 592 с.
49. Потапов, А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации / А.А. Потапов. – М.: Логос, 2002. – 664 с.
50. Прокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис. – М.: Радио и Связь, 2000. – 520с.
51. Пугачев, В.С. Стохастические дифференциальные системы / В.С. Пугачев, И.Н. Сеницын. – М.: Наука, 1985. – 560 с.
52. Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин. – М.: Горячая линия - Телеком, 2010. – 624с.
53. Рытов, С.М. Введение в статистическую радиофизику / С.М. Рытов. – М.: Наука, 1976. – 484 с.
54. Рычина, Т.А. Электрорадиоэлементы / Т.А. Рычина. – М.: Сов. радио, 1976. – 336 с.
55. Семенов, Д.В. Нелинейная радиолокация: концепция NR / Д.В. Семенов, Д.В. Ткачев // Специальная техника. 1999. – №1. – С. 17-22.

56. Сидоркин, А.Ф. Голографирование в СВЧ-диапазоне способом сканирования поля зондом, создаваемым в полупроводниковом слое / А.Ф. Сидоркин, В.Н. Иванов, Ю.С. Обтемперанский // Радиотехника и электроника. 1976. – Т.21. – №10. – С. 1752-1754.
57. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М.: Вильямс, 2003. – 1104с.
58. Струков, И.Ф. Оперативный анализ пространственных характеристик электромагнитных полей с помощью управляемых рассеивателей: Диссертация кан. физ.- мат. наук.– Воронеж, 1983. – 180с.
59. Струков, И.Ф. Фазовый модулятор на газоразрядных приборах / И.Ф. Струков, А.Н. Сенцов // Вестник Воронежского института МВД России. 2008. – № 4. – С. 56-58.
60. Струков, И.Ф. Фазовый модулятор сигнала на полупроводниковом диоде / И.Ф. Струков, А.Н. Сенцов // Вестник Воронежского института МВД России. Воронеж. – 2008. – № 3. – С. 59-61.
61. Теоретические основы радиолокации / под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
62. Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович и др.; под ред П.А. Бакута. – М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
63. Тихонов, В.И. Оптимальный приём сигналов / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
64. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
65. Тихонов, В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических систем и устройств / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
66. Топоровский, Л.Н. Средства нелинейной радиолокации: реальный взгляд / Л.Н. Топоровский // Системы безопасности. 1998. – №23. – С. 94-96.
67. Трифонов, А.П. Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами / А.П. Трифонов, Е.П. Нечаев, В.И Парфенов. – Воронеж: ВГУ, 1991. – 246с.

68. Уфимцев, П.Я. Основы физической теории дифракции / П.Я. Уфимцев. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. – 350 с.
69. Черный, Ф.Б. Распространение радиолволн. / Ф.Б. Черный. – М.: Сов. радио, 1972. – 464с.
70. Штейншлейгер, В.Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами / В.Б Штейншлейгер // УФН. – 1984. – Т. 142. – Вып. 1. – С.131- 145.
71. Щербаков, Г.Н. Исследование рассеивающих свойств нелинейного биконического отражателя - физической модели боеприпаса с электронными устройствами / Г.Н. Щербаков, А.В. Николаев, А.Г. Прохоркин // Спецтехника и связь. – 2011, №1. – С.33 - 39.
72. Электрорадиоматериалы / Б.М. Тареев, Н.В. Коротков, В.М. Петров и др.; под ред. Б.М. Тареева. – М.: Высшая школа, 1980. – 336 с.
73. A Fully Integrated 900-MHz passive RFID transponder front end with novel zero-threshold RF–DC rectifier / Y. Yao, J. Wu, Y. Shi, F. Dai // IEEE transactions on industrial electronics. – 2009. – vol. 56, no. 7. – P. 2317-2325.
74. Antenna effective aperture measurement with backscattering modulation / P. Pursula, M. Hirvonen, K. Jaakkola, T. Varpula // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – P. 2836 – 2843.
75. Avagotech datasheet: HSMP-389x Series Surface Mount RF PIN Switch Diodes. URL: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-0813EN>.
76. Boyer, C. Backscatter Communication and RFID Coding, Energy, and MIMO Analysis / C. Boyer, S. Roy // Communications, IEEE Transactions. 2013. – Vol. 62. – P. 770 – 785.
77. Cai, Y. Application of RF Tags in Highway Reference Markers / Y. Cai R. Liu // Intelligent Transportation Systems, 2008. ITSC 2008. 11th International IEEE Conference. – 12-15 Oct. 2008. – P. 464 – 469.
78. Caijiao, X. Anti-interference performance of multi-path direct sequence spread spectrum wireless communication system / X. Caijiao, // E-Health Networking, Digital Ecosystems and Technologies (EDT), 2010 International Conference. – 17-18 April 2010. – Vol.1. – P. 461 – 464.

79. Chen K. Reactive loading of arbitrarily illuminated cylinders to minimize microwave backscatter / K. Chen // RADIO SCIENCE Journal of Research. – 1965. – Vol. 69D, No. 11. – P. 1481-1502.
80. Dabak, A Optimal linear receivers for synchronizing pseudo random sequences / A. Dabak // IEEE International Symposium. Information Theory. Proceedings. – 1995.
81. Greene, C.D. An optimal receiver using a time-dependent adaptive filter / C.D. Greene, J.H. Reed, T.C. Hsia // Military Communications Conference, 1989. MILCOM Conference Record. Bridging the Gap. Interoperability, Survivability, Security., 1989 IEEE Publication Year: 1989, – vol.3 – P: 650 - 656.
82. Hasler, M. Optimal and suboptimal chaos receivers / M. Hasler, T. Schimming. // Proceedings of the IEEE, 2002. – Vol. 90. – P. 733 – 746.
83. Infineon Technologies datasheet: BB837/BB857 Silicon Tuning Diode. URL:https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BB837_BB857SERIES-DS_v01_01_en.pdf?fileId=db3a304313d846880113d97339a9011a.
84. Kennedy, M. Chaos in the Colpitts Oscillator / M. Kennedy // IEEE Transactions on circuits and systems: fundamental theory and applications. – 1994. Vol. 41. №. 11. – P. 771-774.
85. Mandelbrot, B. A Multifractal Walk Down Wall Street. / B. Mandelbrot // Scientific American, 1999. – P. 70-73.
86. Nikitin, P. Measurement of backscattering from RFID tags / P. Nikitin, V. Rao // Proceedings of Antennas Measurement Techniques Association Symposium, Newport, RI, Oct. – 2005.
87. Nugraha, R. Implementation of Direct Sequence Spread Spectrum steganography on audio data / R. Nugraha // Electrical Engineering and Informatics (ICEEI), 2011 International Conference on 17-19 July 2011. – P. 1 - 6.
88. Ostadzadeh, S. A Fast Hybrid Model in Analyzing Nonlinearly Loaded Dipole Antenna and Finite Dipole Antenna Array / S. Ostadzadeh, M. Tayarani, M. Soleimani // Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific. – P. 1 – 4.

89. Ostadzadeh, S. A fuzzy model for computing back-scattering response from linearly loaded dipole antenna in the frequency domain / S. Ostadzadeh, M. Soleimani, M. Tayarani // Progress in Electromagnetics Research, PIER 86, 2008. – P. 229 - 242.
90. Panas, A. Single-transistor microwave chaotic oscillator / A. Panas, B. Kyarginsky, N. Maximov // Proc. NOLTA-2000. – 2000, Dresden, Germany. V. 2. – P. 445–448.
91. Patent №3154784 USA Patent. Reradiating antenna device / Alen P. CI 343-18, patented 1964.
92. Patent № 3108275 USA-Patent Frequency shift reflection system / Chisholm J., CI 343-18, patented 1963.
93. Philips datasheet: 2N2222 NPN switching transistors. URL://www.fairchildsemi.com/datasheets/PN/PN2222A.pdf.
94. Raines, J. The Folded Unipole Antenna Theory and Applications / J. Raines // McGraw-Hill, New York, NY., 2007.– P. 11-12.
95. Raines, J. The Virtual Outer Conductor for Linear Antennas / J. Raines // The Microwave Journal. – 2009. – Vol. 52. – P. 76–86.
96. RF characterization of planar dipole antenna for on-chip integration with GaAs-based schottky diode / F. Mustafa, A. Hashim, N. Parimon and others // Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific. – 2009. – P. 571 – 574.
97. Richardson, T. Modern Coding Theory / T. Richardson, R. Urbanke // Cambridge University Press. – 2008.
98. Schreiber, T. Noise in chaotic data: Diagnosis and treatment / T. Schreiber, H. Kantz // Chaos. – 1995. – № 5. – P. 133-142.
99. Swingler, D. Simple microwave holograms and moire fringes using the «spinning-dipole» field perturbation techniques / D. Swingler, A. Anderson // Electronics Letters. – 1969, v. 5, №. 14. – P. 314-316.
100. Torrieri, D. Principles of Spread-Spectrum Communication Systems / Second Edition, – 2011. – 577 p.