

На правах рукописи



ПРОСКУРЯКОВ ВЛАДИМИР БОРИСОВИЧ

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

Специальность 01.04.03 – Радиофизика

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Воронеж – 2015

Работа выполнена в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Воронежский государственный университет»

Научный руководитель: доктор физико-математических наук, профессор
Парфёнов Владимир Иванович

Официальные оппоненты: **Разиньков Сергей Николаевич**,
доктор физико-математических наук, старший научный сотрудник, НИИЦ РЭБ ВУНЦ «Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», ведущий научный сотрудник

Чернояров Олег Вячеславович,
доктор физико-математических наук, доцент, ФГБОУ ВПО Национальный исследовательский университет «МЭИ», кафедра радиотехнических приборов и антенных систем, профессор.

Ведущая организация: ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет».

Защита состоится «25» июня 2015 г. в 13¹⁵ на заседании диссертационного совета Д.212.038.10 при Воронежском государственном университете по адресу: 394006, г. Воронеж, Университетская пл., 1, Воронежский государственный университет, физический факультет, ауд. 428.

С диссертацией и авторефератом можно ознакомиться в библиотеке Воронежского государственного университета по адресу: 394006, г. Воронеж, Университетская пл., 1, и на сайте ВУЗа <http://www.vsu.ru>, с авторефератом – так же на сайте Высшей аттестационной комиссии при Министерстве образования и науки РФ <http://vak.ed.gov.ru>.

Автореферат разослан «___» _____ 2015 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета



Маршаков Владимир Кириллович

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

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 могут осуществляться амплитудная, фазовая или поляризационная модуляции 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. Преимущества управляемых рассеивателей, заключающиеся в небольших габаритах, низком энергопотреблении, малой инерционности управления и низкой себестоимости, обуславливают востребованность их применения в качестве полупассивных радиометок и систем передачи информации. В данном диссертационном исследовании в качестве управляемого рассеивателя рассматривается система «диод-диполь». Она 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.

Выделение отраженного от системы «диод-диполь» сигнала в приемнике осуществляется за счет энергии боковых гармоник, так как прием происходит на фоне зондирующего поля, параметры которого в общем случае неизвестны. Энергия боковых гармоник пропорциональна мощности зондирующего сигнала и коэффициенту амплитудной модуляции системы. Следовательно, увеличения дальности обнаружения радиометки на основе управляемого рассеивателя можно достичь за счет повышения мощности зондирующего излучения, однако, эта мощность должна быть ограничена соображениями безвредности для биологических объектов, а так же за счет увеличения коэффициента амплитудной модуляции и повышения чувствительности радиоприемного устройства.

Таким образом, создание модели модуляции системы «диод-диполь» является одной из актуальных задач, так как позволяет установить зависимость глубины модуляции отраженного поля от характеристик полупроводникового

диода и параметров управляющего напряжения. Так же актуальность приобретает задача исследования работы системы для передачи широкополосных сигналов (например, при передаче идентификационных данных радиометки). Задача повышения эффективности обработки принятого сигнала за счет синтеза оптимальных приемников-обнаружителей с учетом фонового сигнала, когерентного с полезным, тоже становится актуальной, так как позволяет поднять чувствительность радиоприемного устройства.

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 «диод-диполь», 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 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 так же 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. За счет применения 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 результатами, 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 – практических 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 статьи в рецензируемых научных журналах и изданиях, рекомендованных ВАК для публикаций основных результатов диссертаций.

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.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении к диссертации обсуждается актуальность темы, определяются цели и задачи предстоящих исследований. Рассматриваются

вопросы научной новизны и практической значимости полученных в работе результатов.

В первой главе представлено описание управляемого рассеивателя на основе системы «диод-диполь». Проведено сравнение с другими типами управляемых рассеивателей, показывающее, что данная система обладает рядом преимуществ для применения в качестве устройств для систем передачи информации, а также в RFID технологиях.

Определена особенность работы системы «диод-диполь», присущая всем параметрическим рассеивателям, и заключающаяся в наличии фонового сигнала, когерентного с отраженным. При априорно неизвестных фазовых соотношениях между фоновым сигналом и принятым, выделить полезный сигнал на приемной стороне возможно только по расширению спектра за счет модуляции отраженного поля. Выведена зависимость уровней боковых гармоник принятого сигнала от ЭПР системы для периодической модулирующей функции. В случае модуляции меандром, амплитуда первой боковой гармоники пропорциональна величине $Amp_1 \sim \sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}$, где σ_{\max} – максимальное значение ЭПР системы при модуляции, а σ_{\min} – минимальное. Таким образом, показано, что для получения максимальной эффективности модуляции (максимальной энергии боковых гармоник) необходимо обеспечить максимальный перепад ЭПР рассеивателя.

Для нахождения зависимости ЭПР системы «диод-диполь» от модулирующего воздействия была предложена радиофизическая модель взаимодействия полупроводникового диода и диполя. Данная модель основана на предположении, что нагрузка диполя представляет собой цепь с сосредоточенными параметрами с управляемым импедансом. А зависимость ЭПР диполя от величины и характера импеданса нагрузки рассчитывается с помощью электродинамического подхода. На рис.1 представлены графики распределения относительной амплитуды тока вдоль полуволнового вибратора в зависимости от величины и характера нагрузки: 1 – для замкнутого вибратора, 2 – для разомкнутого, 3 – для нагруженного на активное сопротивление 100 Ом, 4 – для емкостного сопротивления 100 Ом, 5 – для индуктивного сопротивления 100 Ом. На рис.2 представлены графики 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.

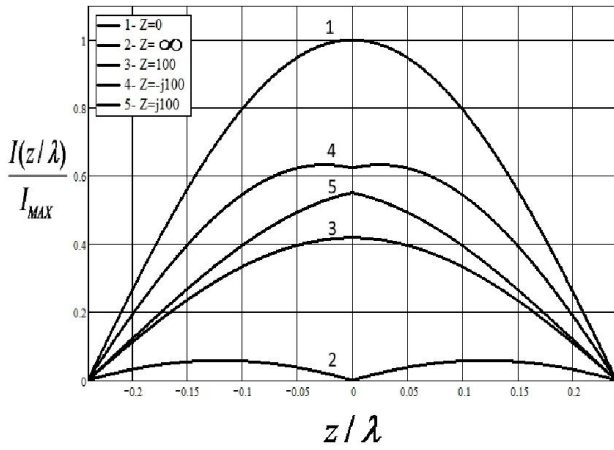


Рис.1

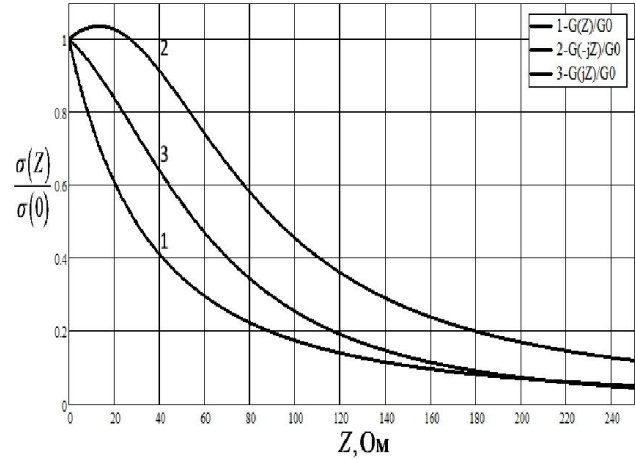


Рис.2

Для нахождения импеданса полупроводникового диода были рассмотрены эквивалентные схемы диодов различных типов при работе на ВЧ, при условии $L \ll \lambda$, где λ – длина волны зондирующего поля, а L – характерные размеры диода.

Эквивалентная схема точечного диода приведена на рис. 3, где: r_{ym} – сопротивление утечки, r_{δ} – дифференциальное сопротивление перехода, r_{δ} –

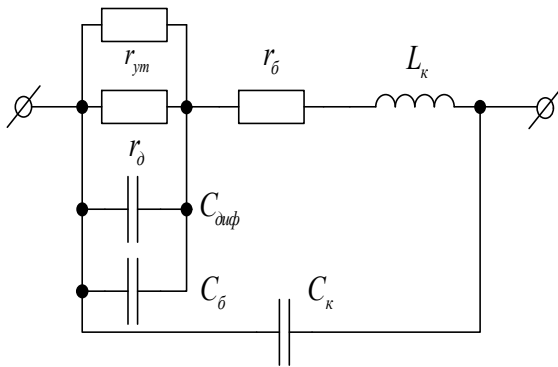


Рис.3.

сопротивление базы перехода, $C_{оуф}$ – диффузионная емкость перехода, C_{δ} – барьерная емкость диода, C_{κ} – емкость корпуса и выводов диода, L_{κ} – индуктивность выводов и корпуса. При этом величины сопротивления и емкости перехода будут зависеть от положения рабочей точки диода.

Таким образом, зная положение рабочей точки диода на ВАХ можно найти импеданс диода на частоте зондирующего поля, а, следовательно, и ЭПР системы «диод-диполь». Для подтверждения справедливости данной гипотезы были проведены лабораторные исследования, в которых впервые была применена эталонная нагрузка. Данной нагрузкой является магнитоуправляемый контакт (геркон). Контакты геркона могут быть либо замкнуты, либо разомкнуты, тем самым обеспечивается максимальный перепад ЭПР диполя. Шунтируя геркон исследуемым диодом, мы получаем возможность сравнить перепад ЭПР системы с диодом с перепадом ЭПР при работе эталона (геркона).

График зависимости относительного ЭПР $\frac{\sqrt{\sigma_{\max}} - \sqrt{\sigma_{\min}}}{\sqrt{\sigma_{\max}}}$ системы от величины прямого тока (в мА) диода Д9 приведен на рис. 4, а график для обратного напряжения (в В) приведен на рис.5.

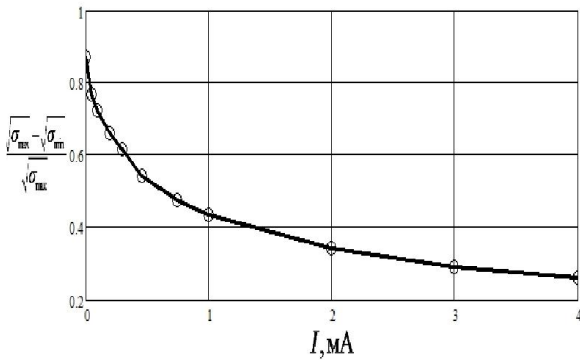


Рис.4

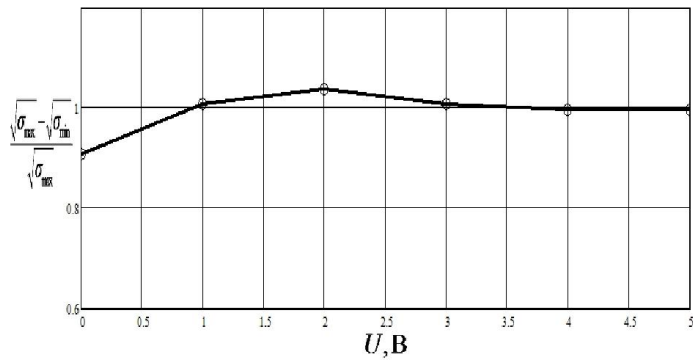


Рис.5

Из анализа приведенных графиков следует справедливость предложенной радиофизической модели.

Во второй главе для управления полупроводниковым диодом системы был разработан модулятор на основе схемы Колпитца, принципиальная схема которого изображена на рис. 6.

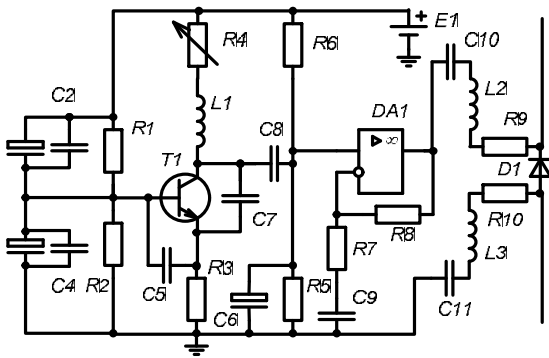


Рис.6.

Генератор состоит из осциллятора, собранного на транзисторе Т1 по схеме емкостной трехточки, с регулируемым значением добротности колебательного контура L1R4C5C7 и операционного усилителя DA1.

Выходное напряжение модулятора, в зависимости от режима работы, может быть как гармоническим, так и стохастическим.

На рис. 7–8 представлены спектрограммы выходного напряжения модулятора для гармонического и стохастического режимов работы соответственно.

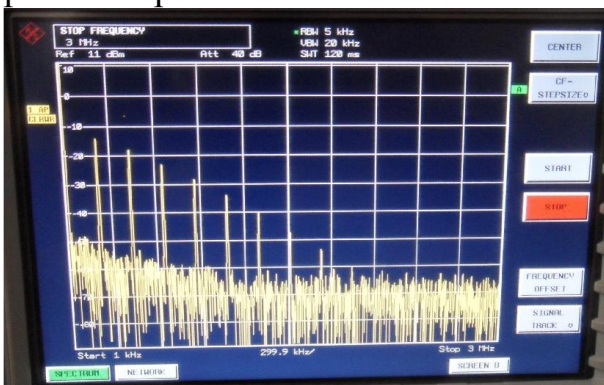


Рис.7.

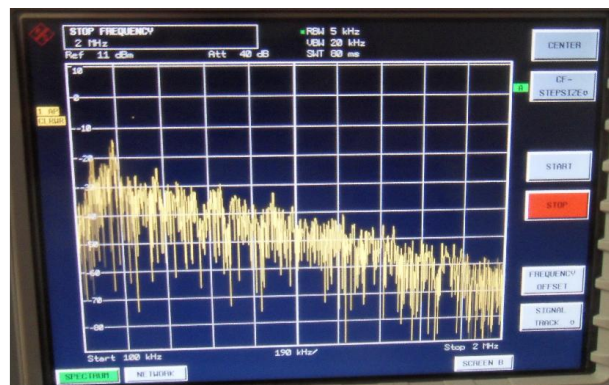


Рис.8.

Для исследования возможности переноса системой «диод-диполь» спектров широкополосных сигналов на ВЧ, был применен рассмотренный выше модулятор при стохастическом режиме работы, а также генератор с выходным напряжением, промодулированным псевдослучайной последовательностью. Спектры принятых сигналов для вышеперечисленных модулирующих воздействий представлены на рис.9 и 10, соответственно.

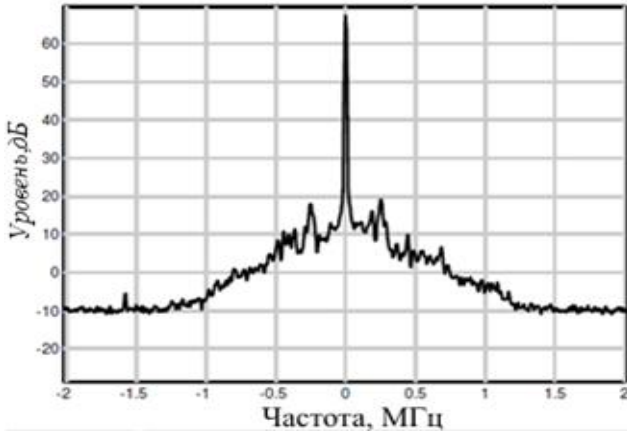


Рис.9

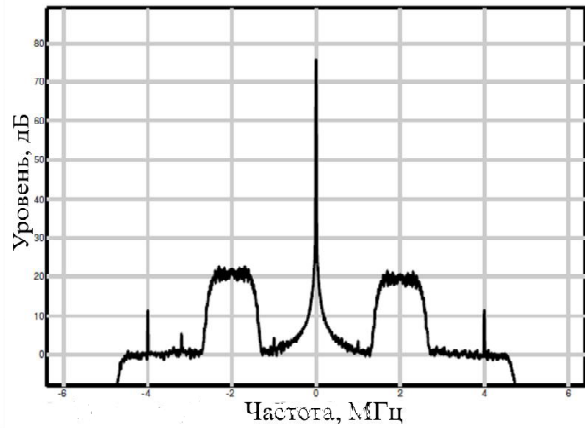


Рис.10

Таким образом, была экспериментально подтверждена возможность работы системы «диод-диполь» для переноса спектров широкополосных сигналов на ВЧ.

Произведен расчет дальности действия системы для параметрического и нелинейного режимов работы при бистатическом планарном расположении антенн в пространстве. При параметрическом режиме работы оценивалась амплитуда первой боковой гармоники для гармонической модуляции, при этом разложение в ряд Фурье производилось по аппроксимированным экспериментальным значениям, полученным в первой главе. При нелинейном переотражении учитывались НЭПР для 2 и 3 гармоники отраженного поля, взятыми из работ по нелинейной локации. Формулы для расчета ослабления сигнала в приемнике от дальности представлены ниже.

$$\text{Для параметрического режима} \quad \frac{P_{3\Omega}}{P_1} = \frac{\lambda^4}{\pi^4} \frac{225a_1^2 D_{max}^2}{4R_a^2 R_{12}^2 R_{23}^2} f^4(\Theta_{21}) f^4(\Theta_{23}), \quad (1)$$

$$\text{для нелинейного на 2 гармонике} \quad \frac{P_3}{P_1} = \frac{\lambda^2}{\pi^4} \frac{\pi\sigma_n D_{max}^2}{256R_{12}^2 R_{23}^2} f^4(\Theta_{21}) f^2(\Theta_{23}) f_{\lambda}^2(\Theta_{23}), \quad (2)$$

$$\text{для нелинейного на 3 гармонике} \quad \frac{P_3}{P_1} = \frac{\lambda^2}{\pi^4} \frac{\pi\sigma_n D_{max}^2}{256R_{12}^2 R_{23}^2} f^4(\Theta_{21}) f^2(\Theta_{23}) f_{3\lambda/2}^2(\Theta_{23}), \quad (3)$$

где $\lambda = c \frac{2\pi}{\omega_0}$ – длина волны несущего колебания, $R_a = 73.1 \text{ Ом}$ – внутреннее сопротивление антенны, R_{12} – расстояние между передающей антенной и рассеивателем, R_{23} – расстояние между рассеивателем и приемной антенной, $D_{max} = 1,64$ – коэффициент направленного действия, $f(\theta)$ – диаграмма направленности полуволнового вибратора, $f_{\lambda}(\theta)$ – диаграмма направленности волнового вибратора, $f_{3\lambda/2}(\theta)$ – диаграмма направленности полуволнового вибратора, a_1 – амплитуда первой боковой гармоники при параметрической модуляции, а σ_n – нелинейная эффективная поверхность рассеяния (НЭПР).

Для подтверждения справедливости расчета, были проведены полевые испытания по оценки дальности действия системы в параметрическом режиме.

Графики теоретических и экспериментальной зависимостей приведены на рис. 11. В качестве аргумента введена безразмерная величина $y_{\lambda} = y/\lambda$.

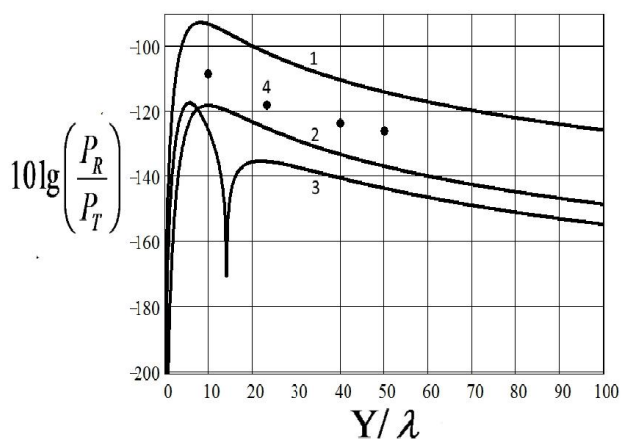


Рис.11.

Коэффициент НЭПР $\sigma_n = 10^{-5}$, ширина базы $L = 10\lambda$, смещение по оси $x = 0$. Длина волны $\lambda = 0,3\text{ м}$. Зависимость 1 – ослабление при параметрическом режиме работы (1), 2 – при нелинейном режиме на второй гармонике (2), а 3 – на третьей гармонике (3). Точками 4 обозначены экспериментальные данные при параметрическом режиме работы.

С учетом влияния отражения от подстилающей поверхности и наличия КСВ в антенных системах, можно считать, что теоретическая зависимость удовлетворительно согласуется с экспериментальной. Также из анализа графиков следует, что параметрический режим работы намного выгоднее с точки зрения энергетической эффективности по сравнению с нелинейным.

В третьей главе для увеличения дальности обнаружения выполнен синтез оптимальных приемников обнаружителей сигнала, отраженного от системы «диод-диполь», при различных наборах априорных данных и видов модуляций с учетом особенности работы, заключающейся в наличии фонового сигнала, когерентного с полезным. Синтез выполнен с помощью обобщенного метода максимального правдоподобия, так как принятый сигнал содержит несколько неизвестных параметров. В общем случае, входной сигнал приемника можно представить в следующем виде

$$\xi(t) = s_1(t) + s_2(t) + n(t), \quad (4)$$

где $s_2(t)$ – полезный сигнал, отраженный от рассеивателя, а $s_1(t)$ – фоновый сигнал, когерентный с $s_2(t)$, $n(t)$ – белый гауссовский шум.

Для случая гармонической однонаправленной модуляции при априорно известных частотах зондирующего и модулирующего сигналов с учетом уширения спектра за счет нелинейности диода, полезный сигнал можно представить в следующем виде $s_2(t) = A_2(1 + \sum_{i=2}^{N+1} M_i \cos(\Omega_i t - \theta_i)) \cos(\omega_0 t - \varphi_2)$, где A_2 , ω_0 и φ_2 – амплитуда, частота и начальная фаза несущего колебания, M_i – парциальный индекс модуляции, Ω_i и Φ_i – частота и начальная фаза гармоники модулирующего колебания. Найденный логарифм функционала отношения правдоподобия принимает вид

$$q = \frac{4N_0}{T} \left(\sum_{i=3}^{2N+2} X_i^2 + \sum_{i=3}^{2N+2} Y_i^2 \right), \quad (5)$$

где $\begin{Bmatrix} X_i \\ Y_i \end{Bmatrix} = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) F_i(t) \begin{Bmatrix} \cos \\ \sin \end{Bmatrix} \omega_0 t dt$, $F_{1,2}(t) = 1$, $F_i(t) = \sin\left(\Omega_i t + \text{mod}(i, 2) \frac{\pi}{2}\right)$.

Характеристики приемника рассчитаны согласно критерию Неймана-Пирсона. Зависимости вероятности пропуска сигнала от величины ОСШ

$z_2 = A\sqrt{T/2N_0}\sqrt{M_1^2 + M_2^2}$ для найденного алгоритма при $N=2$ и алгоритма без учета уширения спектра ($N=1$) изображены на рис. 12-13. Кривые 1 построены для алгоритма без учета уширения при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.1$ (рис.12) и $\alpha = 0.01$ (рис.13), соответственно. Кривые 2 построены для алгоритма (5) с параметрами $M_1^2 + M_2^2 = M_1^2$, при $\alpha = 0.1$ (рис.12) и $\alpha = 0.01$ (рис.13), соответственно.

Найдено соотношение между энергиями 1 и 2 боковых гармоник: $M_2/M_1 > 0.45$, при котором следует использовать алгоритм обнаружения с учетом уширения спектра (5).

Выполнен синтез приемника обнаружителя сигнала с неизвестной формой модулирующей функции, при этом априорно известными параметрами является только частота зондирующего поля. Синтез выполнен с помощью функционального анализа. Найденный логарифм функционала отношения правдоподобия (ЛФОП), определяющий структуру оптимального алгоритма, выглядит следующим образом

$$\ln(l(\xi)) = \frac{T}{2} \int_0^T \xi^2(t) dt - \left[\int_0^T \xi(t) \cos(\omega_0 t) dt \right]^2 - \left[\int_0^T \xi(t) \sin(\omega_0 t) dt \right]^2. \quad (6)$$

Характеристики обнаружения для данного алгоритма рассчитывались в соответствии с критерием Неймана-Пирсона с помощью компьютерного моделирования. На рис. 12-13 представлены зависимости вероятности пропуска сигнала от величины ОСШ $z = \sqrt{2E_s/N_0}$ (E_s – энергия боковых гармоник отраженного сигнала) для всех рассматриваемых в работе алгоритмов оптимального приема при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.1$ (рис.12) и $\alpha = 0.01$ (рис.13). Зависимость 1 построена для алгоритма с однотоновой гармонической модуляцией, 2 – для алгоритма с учетом уширения спектра, 3 – для алгоритма для полностью известной формой огибающей, а 4 – для случая неизвестной модулирующей функции.

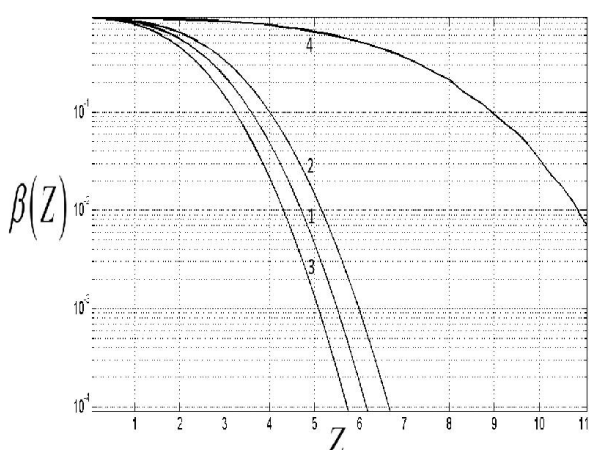


Рис.12

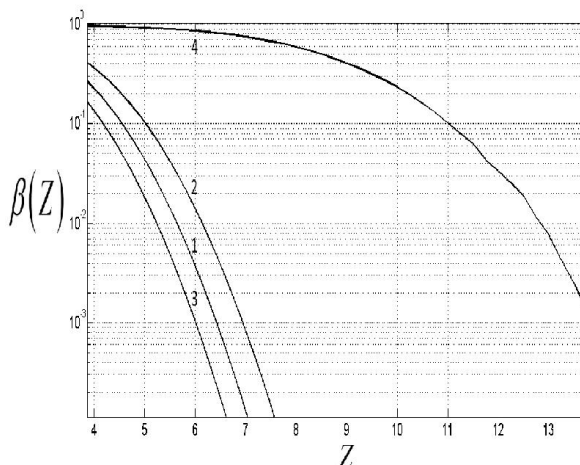


Рис.13

Также рассмотрена задача синтеза и анализа алгоритмов обработки сигнала со стохастической модуляцией. Выполнен синтез оптимального приемника обнаружителя для сигнала со стохастической модуляцией, спектр

которого представлен на рис.9 для разных видов аппроксимирующих функций спектра.

При гауссовской аппроксимации спектра, т.е. при $G(\omega) = \gamma \exp(-\omega^2 \pi / 2\Omega^2)$, где γ – величина спектра, а Ω – эквивалентная полоса частот стохастического сигнала, ЛФОП принимает вид

$$L(\Omega) = L_x(\Omega) - L_c(\Omega), \quad (7)$$

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

$y(t, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t') H(t-t', \Omega) dt'$ – представляет собой сигнал на выходе фильтра с частотной характеристикой, удовлетворяющей соотношению $|H(\omega, \Omega)|^2 = Q(\omega, \Omega)$, где $Q(\omega, \Omega) = \frac{2G(\omega, \Omega) / N_0}{1 + 2G(\omega, \Omega) / N_0}$.

При известной величине Ω распределение ЛФОП (7) при выполнении условия $\mu_0 = T\Omega_0 / 4\pi \gg 1$, стремится к гауссовскому. Характеристики обнаружения выражаются через интеграл Пуассона. При априорно неизвестной ширине спектра Ω , принадлежащей ограниченному интервалу значений $\Omega \in [\Omega_{\min}; \Omega_{\max}]$, необходимо искать абсолютный максимум ЛФОП (7). При выполнении гипотезы H_0 , т.е. при отсутствии полезного сигнала, точных методов расчета вероятности ложной тревоги при неизвестной полосе частот (7) не существует, возможно лишь получение приближенных значений для больших порогов c . Тогда вероятность ложной тревоги можно вычислить по приближенной формуле $\alpha = 1 - \exp\left(-\int_{\eta_s}^1 \Pi(c, \eta) d\eta\right)$, где $\Pi(c, \eta)$ – среднее число выбросов логарифма (7) за уровень c , а параметр $\eta_s = \Omega_{\min} / \Omega_{\max}$ характеризует априорный интервал возможных значений Ω . Вероятность пропуска сигнала при этом $\beta = \Phi(c / \sigma_1(\eta_0) - z)$, где z – отношение сигнал/шум (ОСШ) для принятого сигнала, а $\sigma_1^2(\Omega_0) = \mu_{\min} \eta_0 q^2 / \eta_s$ – дисперсия ЛФОП при гипотезе H_1 , т.е. при наличии полезного сигнала.

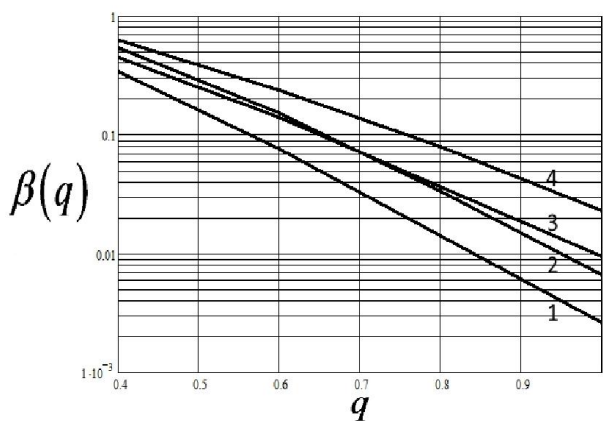


Рис.14.

На рис. 14 изображены зависимости вероятности пропуска сигнала β от параметра q , характеризующего относительный уровень спектра мощности сигнала. Кривыми 1 и 2 изображены зависимости $\beta(q)$ для алгоритма с априори известной величиной эквивалентной полосы частот сигнала при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.05$ и $\alpha = 0.001$ соответственно, а 3 и 4

– для неизвестной полосы при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.05$ и $\alpha = 0.001$ соответственно. При расчетах использовался критерий Неймана-Пирсона.

При аппроксимации спектра полосовой функцией $G(\omega) = \gamma g(\omega/\Omega)$, где $g(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1/2, \\ 0, & |x| > 1/2. \end{cases}$, априорно неизвестными параметрами спектра $G(\omega)$ могут быть

как γ , так и Ω , так и оба сразу. При неизвестном параметре Ω ЛФОП принимает следующий вид:

$$L(\Omega) = \frac{q}{\pi N_0(1+q)} \int_0^{\Omega/2} |x(\omega)|^2 d\omega - \frac{T\Omega}{4\pi} \ln(1+q). \quad (8)$$

Для случая, когда оба параметра γ и Ω являются неизвестными, ЛФОП принимает вид

$$L(\Omega) = \frac{1}{N_0} \int_0^T y^2(t, \Omega) dt - \frac{T\Omega}{4\pi} \left\{ 1 + \ln \left[\frac{4\pi}{T\Omega N_0} \int_0^T y^2(t, \Omega) dt \right] \right\}, \quad (9)$$

где $y(t, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t') H(t-t', \Omega) dt'$.

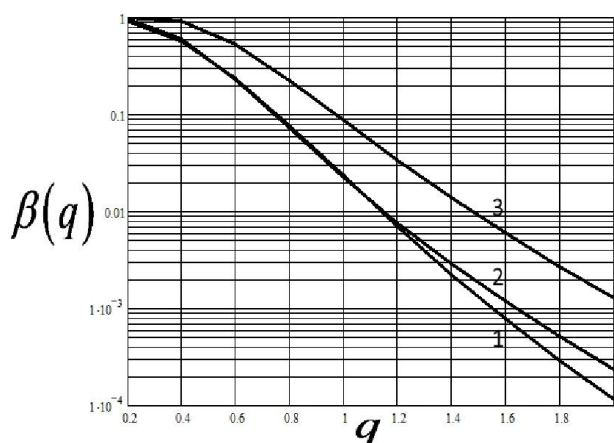


Рис.15.

На рис. 15 изображены зависимости вероятности пропуска сигнала β от параметра q , характеризующего относительный уровень спектра мощности сигнала. Кривой 1 изображена зависимость $\beta(q)$ для алгоритма с априорно известными параметрами спектра, кривой 2 – для алгоритма с неизвестной эквивалентной полосой Ω (8), а 3 для общего случая, когда неизвестны оба параметра спектра (9). Зависимости $\beta(q)$

построены при использовании критерия Неймана-Пирсона при вероятности ложной тревоги $\alpha = 0.001$.

В заключении подведены итоги диссертационного исследования в целом, сделаны общие выводы и сформулированы **основные 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 сопротивления 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 режиме рассеивания, а также проведено качественное сравнение со случаем нелинейного режима. 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.

Список публикаций

1. 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. – СПб., 2012. - №6. - С.30-36 .

2. 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 .

3. Сравнение переизлучающих свойств системы «диод-диполь» для параметрической и для 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.

4. Оптимальный приемник сигнала пассивного рассеивателя с амплитудной модуляцией с учетом уширения спектра отраженного сигнала / В.И. Парфенов, А.Н. Лукин, **В.Б. Проскуряков**, В.П. Удалов // Радиолокация, навигация, связь : XVII Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 12-14 апр. 2011 г. — Воронеж, 2011. — Т. 3. - С. 2404-2412 .

5. 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., г. Воронеж, 12-14 апр. 2012 г. — Воронеж, 2012 .— Т. 1. - С. 251-258 .

6. Парфенов В.И. Эффективность обнаружения сигналов, отраженных от управляемых пассивных рассеивателей, для различных видов модулирующих функций / В.И. Парфенов, А.Н. Лукин, **В.Б. Проскураков** // Радиолокация, навигация, связь : XVIII Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 12-14 апр. 2012 г. — Воронеж, 2012 .— Т. 1. - С. 259-267 .

7. 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. Проскураков** // Радиолокация, навигация, связь : XIX Международная научно-техническая конференция, г. Воронеж, 16-18 апр. 2013 г. — Воронеж, 2013 .— Т. 1. - С. 329-337 .

8. Оценка дальности действия радиометок на основе системы диод- диполь для нелинейного и параметрического режимов работы / В.И. Парфенов, А.Н. Лукин, И.Ф. Струков, **В.Б. Проскураков** // Радиолокация, навигация, связь : XX Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 16-18 апр. 2014 г. –Воронеж, 2014. - Т. 2. - С. 802-811.

9. Лукин А.Н. Экспериментальные исследования свойств управляемого пассивного рассеивателя / А.Н. Лукин, Г.В. Степанов, **В.Б. Проскураков** // Вестник Воронежского института ФСИН России, 2011, № 1, ИПЦ «Научная книга». – Воронеж, 2011. – С. 5-12.

10. Лукин А.Н. Радиометки со стохастической амплитудной модуляцией / А.Н. Лукин, **В.Б. Проскураков** // Вестник Воронежского института ФСИН России, 2012, № 2, ИПЦ «Научная книга». –Воронеж, 2012. – С. 31-33.

11. Лукин А.Н. Применение радиолокационных управляемых рассеивателей для переноса спектра модулирующего сигнала в область радиочастот при различных видах воздействия / А.Н. Лукин, В.И. Парфенов, **В.Б. Проскураков** // Вестник Воронежского института ФСИН России, 2013, № 1, ИПЦ «Научная книга». – Воронеж, 2013. – С. 41-46.

12. Парфенов В.И. Исследование управляемого пассивного рассеивателя со стохастической амплитудной модуляцией возмущенного поля / В.И. Парфенов, **В.Б. Проскураков** // Сборник трудов всероссийского молодежного конкурса научно исследовательских работ студентов и аспирантов в области физических наук. - г. Москва, май-октябрь 2012 г., - Москва, 2012. - С. 164-168.

Работы № 1, 2, 3 опубликованы в периодических изданиях, рекомендованных ВАК РФ для публикации основных результатов диссертаций.