

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«ИВАНОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Корсаков Сергей Сергеевич

МОДЕЛИРОВАНИЕ СВОЙСТВ ПОМЕХОВЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ  
РАСSEИВАТЕЛЕЙ

Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства  
телевидения

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

НАУЧНЫЙ РУКОВОДИТЕЛЬ  
доктор технических наук, доцент  
Бабанов Николай Юрьевич

г. Шуя, 2019

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ.....</b>	<b>4</b>
<b>1 НЕЛИНЕЙНЫЕ ПОМЕХИ, ВЫЗВАННЫЕ ПЕРЕИЗЛУЧЕНИЕМ ВТОРИЧНОГО ПОЛЯ ОТ ОБЪЕКТОВ, СОДЕРЖАЩИХ ТОЧЕЧНЫЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ .....</b>	<b>13</b>
1.1 Объекты, обладающие свойством нелинейного рассеяния электромагнитных волн.....	14
1.1.1 Эффект нелинейного рассеяния .....	14
1.1.2 Классификация нелинейных рассеивателей.....	16
1.1.3 Методы исследования характеристик нелинейных рассеивателей .....	17
1.2 Нелинейные помехи, их характеристики и причины возникновения .....	27
1.2.1 Нелинейные помехи, как следствие эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн.....	27
1.2.2 Задачи, сопряжённые с учётом нелинейных помех .....	29
1.3 Методики расчёта характеристик источников нелинейных помех.....	31
1.3.1 Подходы к моделированию свойств источников нелинейных помех....	31
1.3.2 Процессная модель .....	33
1.3.3 Методика построения амплитудной характеристики, основанная на процессной модели источников нелинейных помех .....	35
1.3.4 Описание характеристик нелинейной части нелинейного рассеивателя.....	41
1.4 Методика определения уровня поля нелинейной помехи, переизлучаемой в произвольном направлении .....	49
<b>2 МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПОМЕХОВОГО НЕЛИНЕЙНОГО РАССИВАТЕЛЯ В ВИДЕ БИКНИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, НАГРУЖЕННОГО НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДИОД .....</b>	<b>59</b>
2.1 Математическая модель широкополосного нелинейного рассеивателя.....	59
2.2 Результаты моделирования свойств биконического нелинейного рассеивателя с нелинейной частью в виде импульсного диода.....	61
<b>3 МОДЕЛИРОВАНИЕ КАЛИБРОВОЧНОГО НЕЛИНЕЙНОГО РАССИВАТЕЛЯ В ВИДЕ БИКНИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, НАГРУЖЕННОГО НА ТУННЕЛЬНЫЙ ИЛИ ОБРАЩЕННЫЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДИОД .....</b>	<b>69</b>
3.1 Метод замещения для калибровки широкополосных измерительных установок .....	69

3.2 Анализ свойств биконического нелинейного рассеивателя с характерной точкой на амплитудной характеристике .....	76
3.3 Анализ свойств плоского нелинейного рассеивателя с характерной точкой на амплитудной характеристике .....	81
<b>4 МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОМЕХОВОГО НЕЛИНЕЙНОГО РАССИВАТЕЛЯ В ВИДЕ ТОНКОГО ДИПОЛЯ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ДЛИННЫ, НАГРУЖЕННОГО НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДИОД.....</b>	<b>86</b>
4.1 Моделирование амплитудных свойств нелинейного рассеивателя с рассеивающей частью в виде проволочного диполя .....	86
4.1.1 Моделирование амплитудных свойств нелинейного рассеивателя в виде проволочного диполя произвольной длины, нагруженного на полупроводниковый диод .....	86
4.1.2 Моделирование амплитудных свойств нелинейного рассеивателя в виде проволочного диполя произвольной длины, нагруженного на полупроводниковый диод и колебательный контур .....	95
4.2 Моделирование частотно-пространственных свойств нелинейного рассеивателя с рассеивающей частью в виде проволочного диполя .....	104
4.2.1 Методики расчёта диаграмм обратного нелинейного рассеяния .....	104
4.2.2 Изучение свойств рассеяния дипольных нелинейных рассеивателей в направлении накачки .....	107
4.2.3 Изучение свойств рассеяния в направлении, отличном от направления облучения .....	114
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>118</b>
<b>Список литературы.....</b>	<b>121</b>
<b>Приложение 1. Акт внедрения научных результатов, полученных Корсаковым Сергеем Сергеевичем .....</b>	<b>132</b>

## **ВВЕДЕНИЕ**

### **Актуальность темы исследования.**

Актуальность темы диссертации определяется современными тенденциями развития радиоэлектронных средств, которая связана с постоянным усложнением электромагнитной обстановки, чему способствует как плотность размещения радиоэлектронных средств, так и увеличение их мощности и чувствительности, увеличение частотного и динамического диапазонов применения. Кроме того, рост промышленного производства электронных приборов, содержащих в своём составе полупроводниковые компоненты, приводит к постоянному увеличению числа объектов, способных нелинейно рассеивать облучающее электромагнитное поле. Это обуславливает необходимость учёта помехового влияния, которое нелинейные рассеиватели оказывают на стороннее радиоэлектронное оборудование.

Учёт влияния вторичных нелинейных помех необходим при решении различных практических задач. В частности, при организации совместной работы нескольких радиоэлектронных средств расположенных на малых расстояниях подхода [1], [2], [3], [4], [5]. Так в работах [6], [7] описаны проблемы, связанные с нелинейным рассеянием электромагнитных волн на бортах морских, воздушных и космических судов, а также наземных контрольных станций.

С целью конкретизации направления исследования необходимо отметить, что существует два основных механизма возникновения нелинейных помех. Первый механизм, который может быть условно назван «внутренним», связан с нелинейными процессами, протекающими в высокочастотных передатчиках, приемниках и приёмо-передающих трактах радиоэлектронных средств. В литературе, [8] достаточно подробно описаны причины возникновения таких помех и общие способы уменьшения их негативного влияния. Также существует целый ряд публикаций, посвященный выявлению, измерению, и разработке

методов устранения источников таких помех в каждой конкретной системе [9], [10], [11], [12], [13], [14], [15].

Второй механизм связан с эффектом нелинейного рассеяния электромагнитных волн, т.е. с нелинейным искажением электромагнитных волн на различных нелинейных объектах, расположенных в пространстве, при их последующем воздействии на средства радиоэлектронной аппаратуры. Описание таких помех осложнено многообразием и возможной конструктивной сложностью объектов, обладающих способностью нелинейно исказить электромагнитные волны. Это обстоятельство обуславливает необходимость разработки обобщённых моделей таких объектов. Настоящее исследование посвящено моделированию свойств источников нелинейных помех, возникновение которых сопряжено именно с этим механизмом, причём в качестве источников, рассматриваются нелинейные объекты полупроводниковой природы.

### **Степень разработанности темы исследования.**

Исследования эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн ведутся на протяжении более 70 лет и ему посвящено множество работ как отечественных, так и зарубежных авторов. Интерес данного эффекта определяется широким кругом его применения. Справедливо выделение двух основных групп существующих исследований: решение задач электромагнитной совместимости и исследования в области нелинейной радиолокации (в частности при решении различных практических задач, сопряжённых с поиском и обнаружением электронных устройств, контролем параметров состояния окружающей среды, маркировкой товаров, грузов и т.п.). Характерной особенностью исследований в рамках задач совместимости является необходимость оценки уровня рассеянного сигнала во всех направлениях, в то время как в нелинейной радиолокации положения передатчика и приемника установки заранее известны и интерес представляет распространение сигналов

только в заданных направлениях. Тем не менее, не смотря на ряд различий, при решении задач обеих групп могут применяться близкие подходы к исследованию свойств поля, рассеянного нелинейным объектом, с учётом специфики конкретных задач.

В работах, выполненных под руководством В.Б.Штейншлейгера, А.А.Горбачева, Н.С.Вернигорова, Г.Н.Парватова, Е.П.Чигина, Г.Д.Михайлова, Б.М.Петрова, Т.М.Заборонковой, Д.В.Семиныхиной, С.В.Ларцова, С.Н.Разинькова, С.Н.Панычева, Н.Ю.Бабанова, А.В.Николаева, представлены результаты исследования амплитудных [16], частотных [17], пространственных [18], [19], фазовых [20] и поляризационных [21], [22] свойств одиночных нелинейных объектов и групп из нескольких объектов, полученные в результате проведения натуральных экспериментов [23], [24], численного моделирования [25], [26], [27], [28] проведения аналитических исследований [29], [30].

При исследовании влияния нелинейных помех на сторонние радиоэлектронные средства в качестве источника помех следует рассматривать нелинейные рассеиватели с априори неизвестной конфигурацией, а известными считать лишь общие сведения о его функционале или типе, как электронного устройства. Такие электронные приборы, как правило, содержат платы с множеством сосредоточенных нелинейных элементов. В условиях априорной неопределённости конструктива нелинейного рассеивателя оказывается невозможным создание математической модели, количественно описывающей его рассеивающие свойства. В этом случае возможности моделирования ограничиваются созданием обобщенных моделей, позволяющих дать лишь качественное представление о свойствах рассеяния реальных объектов. Сложившаяся тенденция показывает, что создание таких моделей строится по принципу объединения нескольких более простых моделей, например, переход от одиночного дипольного рассеивателя к решётке из нескольких дипольных рассеивателей [31]. Вместе с тем, не происходит усложнение моделей одиночных элементов. Это ограничивает возможность учёта специфики моделируемого

объекта (знаний о его типе и/или функциональном назначении) и снижает адекватность результатов моделирования реальным рассеивающим свойствам моделируемого объекта.

Другим подходом может служить статистическое обобщение результатов измерения характеристик рассеянного поля различными полупроводниковыми приборами. Однако, данный подход требует, как проведения значительного числа экспериментов, так и качественной организации экспериментальной установки и условий проведения экспериментов.

К настоящему времени наибольший прогресс в исследованиях достигнут в создании численных моделей для дипольных и рамочных конструкций нелинейных рассеивателей, состоящих из проволочного диполя или рамки, нагруженных на полупроводниковый элемент или систему из нескольких элементов. Данными моделями нелинейный рассеиватель описывается с точки зрения его способности обогащать спектр рассеянного колебания, при этом не рассматриваются в комплексе процессы возбуждения токов наводки, при облучении нелинейного рассеивателя электромагнитной волной, распространение токов в схеме нелинейного рассеивателя, искажения этих токов на сосредоточенных нелинейностях и формирование рассеянного поля искажёнными токами [32], [33]. Это привело к тому, что даже в данной наиболее исследованной задаче результаты моделирования согласуются с экспериментальными данными только на качественном уровне, причём эксперименты проводятся в условиях близких к «идеальным». При этом за границами рассмотрения остаются такие вопросы как согласование антенной части и нагрузки нелинейного рассеивателя, работа на частотах, близких к значениям границ рабочей полосы, работа в условиях наличия помех.

### **Объект и предмет исследования**

Объект исследования - нелинейные рассеиватели электромагнитных волн.

Предмет исследования - моделирование свойств нелинейных рассеивателей.

## Цели и задачи

Цель исследования: Моделирование амплитудных, частотных и пространственных свойств источников нелинейных помех – пассивных полупроводниковых нелинейных рассеивателей.

Цель исследования достигается решением следующих задач:

1. Расчет поля нелинейной помехи в произвольном направлении от вторичного нелинейного рассеяния помехового нелинейного рассеивателя.
2. Учесть процессы согласования импедансов антенной части и нелинейной нагрузки.
3. Разработать модель биконического излучателя, нагруженного на туннельный или обращенный полупроводниковый диод (диод с произвольными вольт-амперной и вольт-фарадной характеристиками).
4. Разработать модель помехового нелинейного рассеивателя с произвольной антенной частью и произвольной нелинейной нагрузкой.

## Научная новизна

1. Разработана методика расчёта уровня переизлучаемого поля нелинейной помехи в произвольной точке пространства. В качестве исходных данных методикой используются:

- данные об источнике первичного (облучающего) поля, его удалении от нелинейного рассеивателя их взаимной ориентации и условиях распространения поля;
- сведения о расположении точки пространства, в которой определяется уровень переизлучаемого поля нелинейной помехи, относительно источника нелинейной помехи и условия распространения помехового поля;



– зависимости, характеризующие свойства направленности источника нелинейной помехи на частотах облучаемого и рассеиваемого полей, и его амплитудная характеристика.

2. Решена задача вычисления амплитудной характеристики произвольного источника нелинейных помех в том случае, если известны вольт-амперная и вольт-фарадная характеристики источника нелинейных помех, и значения коэффициента усиления его рассеивающей части на частотах облучающего колебания и помехового сигнала, при этом учитывается согласование его рассеивающей и нелинейной частей, а также наличие частотнозависимых активной и реактивной составляющих импеданса излучения.

### **Теоретическая и практическая значимость работы**

1. Для решения задач калибровки широкополосных нелинейных измерительных стендов разработана конструкция эталона – биконического излучателя, нагруженного на туннельный диод. Определены оптимальные габаритные характеристики излучателя, построены амплитудно-частотные и калибровочные характеристики эталона, а также разработана методика выполнения калибровки.

2. Решена задача исследования пространственных свойств источников нелинейных помех по известным амплитудной характеристике и пространственным характеристикам рассеивающей части. Полученное решение позволяет вычислять пространственно-частотные характеристики нелинейных рассеивателей дипольного типа в широкой полосе частот.

### **Методология и методы исследования**

При выполнении работы применялись теоретические и экспериментальные методы исследования. Теоретическая часть опирается на математическое описание принципов полупроводниковой электроники, теории нелинейных цепей

и антенн. Математическое моделирование проводилось по средствам программно-вычислительного комплекса LabVIEW путем решения систем дифференциальных уравнений.

### **Положения, выносимые на защиту**

1. Разработана методика позволяющая рассчитывать уровень поля нелинейной помехи, переизлучаемого от помехового нелинейного рассеивателя в произвольном направлении.
2. Разработана численная модель широкополосного помехового нелинейного рассеивателя в виде биконического излучателя, нагруженного на полупроводниковый диод.
3. Разработана модель широкополосного эталонного нелинейного рассеивателя.
4. Решена задача моделирования амплитудных, пространственных и частотных свойств помехового нелинейных рассеивателей с произвольной антенной частью и произвольной нелинейной нагрузкой.

### **Степень достоверности.**

Достоверность и обоснованность результатов исследования обеспечивается научной методологией исследования; выбором и реализацией комплекса методов, адекватных цели, задачам и логике исследования. Достоверность полученных теоретических результатов подтверждается данными компьютерного моделирования выполненного по средствам программно-вычислительного комплекса LabVIEW версия 12.0 с использованием встроенных широко-известных алгоритмов решения системы дифференциальных уравнений (Рунге-Кутта). Результаты и выводы, представленные в диссертации, не противоречат известным исследованиям в области радиотехники и радиолокации.

## Апробации результатов

Результаты работы докладывались на научных конференциях:

- 11-ой международной научно-технической конференции ПТСПИ-2015, Суздаль, 12-14 ноября 2015г.- Владимир: ВлГУ;
- 13-ой международной научно-технической конференции ПТСПИ-2019, 3-5 июля 2019г.- Владимир: ВлГУ;
- XXIII Международная научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии ИСТ-2017». - Нижний Новгород: НГТУ, 2017;
- III Всероссийская научно-техническая конференция «Теоретические и прикладные проблемы развития и совершенствования автоматизированных систем управления военного назначения». г. Санкт-Петербург, Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского, 22 ноября 2017г.;
- III научно-техническая конференция «Радиолокация. Теория и практика», ННИИРТ, 13-14 сентября 2017г., Нижний Новгород;
- X международная научная конференция «Шуйская сессия студентов, аспирантов, педагогов, молодых ученых», г. Шуя, 7-8 июня 2017.

### Публикации в изданиях, рекомендованных ВАК РФ.

1. Корсаков, С.С. О расчёте амплитудной характеристики дипольного нелинейного рассеивателя с селективной схемой / С.С.Корсаков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - N4. – 2018. – С.67-75.
2. Бабанов, Н.Ю. Моделирование нелинейного рассеяния электромагнитных волн на дипольных вибраторах с нелинейной нагрузкой / Н.Ю.Бабанов, С.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Научноёмкие технологии в космических исследованиях Земли. - т9. - N6. - 2017. – С.36-43.
3. Бабанов, Н.Ю. О расчете амплитудной характеристики биконического нелинейного рассеивателя, нагруженного на полупроводниковый диод /

- Н.Ю.Бабанов, С.С.Корсаков, С.В.Ларцов, А.В. Николаев, В.П. Самарин // Проектирование и технология электронных средств. - N1. – 2018. - С.18-26.
4. Бабанов, Н.Ю. О свойствах параметрического рассеивателя, необходимых для решения задач маркировки / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Вестник НГИЭИ (технические науки). - 2015. - N(57). - С.15-21.
  5. Бабанов, Н.Ю. Измерение параметров радиолокационных целей с нелинейными электромагнитными свойствами методом замещения / Н.Ю.Бабанов, С.С.Корсаков, А.В.Николаев, С.В.Ларцов // Датчики и системы. - 2019. - N2. - С.31-39.
  6. Бабанов, Н.Ю. Об экспериментальном измерении уровня интенсивности вторичных нелинейных помех от электронных устройств с полупроводниковыми элементами / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов, С.С.Корсаков // Научно-технические публикации в космических исследованиях Земли. - 2019. - Т.11. - N.3. - С.12-21.

#### Другие публикации по теме работы

1. Бабанов, Н.Ю. О возбуждении двухконтурных параметрических рассеивателей / Н.Ю. Бабанов, С.С. Корсаков, С.В. Ларцов // Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 11-ой международной научно-технической конференции ПТСПИ-2015, Суздаль, 12-14 ноября 2015г.- Владимир: ВлГУ, Стр. 107-110.
2. Бабанов, Н.Ю. О калибровке нелинейных радиолокационных измерительных станций / Н.Ю. Бабанов, С.С. Корсаков, С.В. Ларцов // Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 13-ой международной научно-технической конференции ПТСПИ-2019, 3-5 июля 2019г.- Владимир: ВлГУ.- т.2. - 2019. - Стр.49-52.

# **1 НЕЛИНЕЙНЫЕ ПОМЕХИ, ВЫЗВАННЫЕ ПЕРЕИЗЛУЧЕНИЕМ ВТОРИЧНОГО ПОЛЯ ОТ ОБЪЕКТОВ, СОДЕРЖАЩИХ ТОЧЕЧНЫЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ**

Существуют различные подходы к изучению параметров электромагнитного поля, рассеиваемого пассивными нелинейными объектами. Количественные и качественные оценки могут быть получены путем проведения натуральных экспериментов [28], [24], численного моделирования [25], [26], [27], проведения аналитических исследований [29].

В связи с техногенным развитием на сегодняшний день создана масса различных объектов, проявляющих нелинейные свойства рассеяния, в то же время, экспериментальный и аналитический методы исследования свойств рассеяния целесообразно применять для конкретных объектов. Метод численного моделирования, которому преимущественно посвящена данная работа, напротив, позволяет создавать обобщённые численные модели нелинейных объектов применимые для анализа свойств рассеяния целых групп или классов нелинейных объектов.

Настоящий раздел посвящен обзору литературных источников, связанных с изучением пассивных нелинейных рассеивателей, способных выступать в качестве источников нелинейных помех, выполненных разными авторами в рамках исследований эффекта нелинейного рассеяния радиоволн. Также описываются причины появления нелинейных помех и практические задачи, в которых необходим учёт влияния нелинейных помех. В последнем подразделе представлена оригинальная методика оценки уровня интенсивности нелинейной помехи, разработанная автором данной работы [34].

## **1.1 Объекты, обладающие свойством нелинейного рассеяния электромагнитных волн**

### **1.1.1 Эффект нелинейного рассеяния**

Перед анализом свойств рассеяния нелинейных объектов несколько слов необходимо уделить самому эффекту нелинейного рассеяния ЭМВ.

Открытие эффекта нелинейного рассеяния ЭМВ произошло в 40-х годах прошлого столетия [35], [36] и было связано с решением задач электромагнитной совместимости РЭС, размещенных на палубах боевых кораблей. Явление характеризовалось тем, что при облучении ЭМВ металлических соединений типа «металл-окисел-металл» в спектре рассеянного сигнала (РС) появлялись дополнительные спектральные компоненты, причем при использовании гармонического сигнала спектр РС обогащался составляющими на частотах гармоник облучающего сигнала, а при многочастотном облучении помимо гармоник на основных частотах облучающего сигнала появлялись еще и комбинационные нелинейные продукты (НП). Рассеянные колебания на частотах НП и оказывались помехами для сторонней радиоэлектронной аппаратуры.

Исследования нелинейных преобразований ЭМВ контактной природы проводились и в СССР группой исследователей под руководством В.Б. Штейншлейгера в начале 80-х годов [37], [38], [39], [40]. Использовались, в частности, модельные объекты, представляющие собой дипольные антенны, нагруженные на одиночный контакт «металл-окисел-металл» структуры. Результаты исследований подтверждали выводы, представленные в работах указанных выше зарубежных авторов.

Эффект нелинейного рассеяния ЭМВ известен не столько благодаря своей значимости при решении задач совместимости РЭС, сколько благодаря широкому практическому применению. Широкий спектр возможностей практического

применения эффекта нелинейного рассеяния радиоволн определил особый интерес исследователей, результатом которого стали работы, выполненные под руководством В.Б. Штейншлейгера [37], [38], [39], [40], А.А. Горбачева [21] [41] [42] [16] [43], Н.С. Вернигорова [44] [45] [46], Г.Н. Парватова [47], Е.П. Чигина [48] [49] [50] [51] [52], Г.Д. Михайлова [53] [54], Б.М. Петрова [30] [55] [56], Т.М. Заборонковой [57] [58] [31] [33], Д.В. Семинихиной [59] [60] [61], С.В. Ларцова [62] [22] [41] [52], С.Н. Разинькова [63] [64] [25] [65], С.Н. Панычева [66] [67], А.В. Николаева [68] [69], Г.Н. Щербакова [70] [28] [71] [72], Н.Ю. Бабанова [18] [73] [74] [75].

Среди областей применения эффекта нелинейного рассеяния могут быть выделены следующие практические задачи:

- создание НР-транспондеров (в частности, в виде карт), функционирующих по принципу транспондеров [76] [74] [77];
- поиск объектов, заранее помеченных маркерами – НР (маркировка грузов [78], поиск терпящих бедствие на воде [75], поиск жертв схода лавин и оползней [79] и т.д.);
- поиск и обнаружение личного вооружения, мин и военной техники [80], [81];
- поиска скрытого электронного оборудования (элементы систем скрытого прослушивания (“жучки”) или видеонаблюдения, мины с полупроводниковым взрывателем и др.) [28], [69], [71];
- поиск неплотных соединений в антенных системах, волноводах, коаксиальных кабелях и других металлических конструкциях, расположенных вблизи передающих устройств, являющихся источниками интермодуляционных помех радиоприему [82];
- определение наличия дефектов и границ раздела в плотных средах [50], [43], [49];
- дистанционная диагностика состояния динамических систем [83].

### 1.1.2 Классификация нелинейных рассеивателей

Объекты, обладающие способностью нелинейного рассеяния ЭМВ, получили обобщенное название нелинейные рассеиватели (НР). Любой НР может быть условно разделён на две функциональные составляющие: рассеивающую часть и нелинейную часть. На рисунке 1 представлена схема взаимодействия НР и ЭМВ. В соответствии со сказанным выше, рассеивающая часть выполняет функции приёма и рассеяния электромагнитных волн, а на нелинейной части происходит искажение токов.

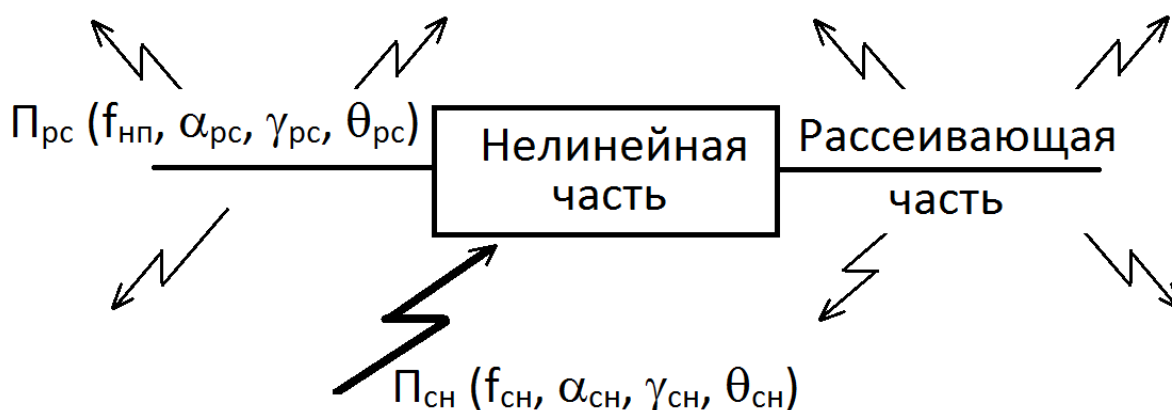


Рисунок 1 - Схема взаимодействия НР и электромагнитной волны.

По природе нелинейности НР могут быть разделены два основных типа. Первый – «контактный» связан с нелинейными преобразованиями, протекающими в несовершенных контактах типа «металл-окисел-металл», металлических конструкций (сварных швов, клепаных соединений и т.п.), неплотных соединениях антенных систем, волноводов, расположенных вблизи передающих устройств и носит название эффект «ржавого болта» рассматривался авторами в работах [84], [85], [86], [87], [88], [89]. Так в [86], [87] отмечается, что наибольшие уровни контактных помех наблюдаются для нечетных гармоник РС, а в [88] отмечается, что металлические контакты аппаратуры генерируют помехи уровня - 75 дБ.

Результаты исследований контактных НР [37], [38], [39], [40] получили применение в вопросах нелинейной радиолокации. Принципиальным отличием



рассмотрения эффекта нелинейного рассеяния в рамках задач радиолокации и в рамках задач совместимости РЭС является то, что при решении задач совместимости РЭС РС считается помеховым, и необходимо учитывать уровень РС во всех направлениях от НР. В области нелинейной радиолокации РС считается информативным сигналом, и задача сводится к определению наличия и/или месторасположения НР в пространстве по характеристикам поля, принимаемого нелинейной установкой.

Если на начальных этапах исследования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн в качестве основного источника нелинейных продуктов рассматривались контактные НР [90], то в связи с широким внедрением полупроводниковых электронных приборов актуальной стала задача исследования нелинейного рассеяния от НР второго типа – полупроводниковых. Такие НР содержат в качестве сосредоточенных нелинейностей полупроводниковые компоненты. Рассеянный такими объектами сигнал, в общем случае, характеризуется как стабильный и более энергичный на частотах четных гармоник [91], что существенно расширяло возможности практического применения. Объектом данного исследования являются свойства рассеяния НР полупроводниковой природы.

Следует отметить, что в данной работе рассматриваются исключительно пассивные НР, т.е. объекты, формирующие РС исключительно за счёт энергии облучающего колебания.

### **1.1.3 Методы исследования характеристик нелинейных рассеивателей**

Вопрос определения характеристик НР, в общем смысле, предполагает изучение «реакции» НР в виде рассеянного поля на внешнее воздействие в виде облучающего электромагнитного поля. Таким образом, основными

характеристиками НР будут являться зависимости, характеризующие РС от параметров облучающего поля.

Прямой путь определения таких зависимостей – проведение экспериментальных исследований. Этот путь позволяет получить достоверные результаты, однако, является достаточно трудоёмким. Другой путь предполагает аналитическое описание облучающего поля и всех протекающих в НР процессов, сопряжённых с формированием РС. Аналитический подход целесообразен, например, при решении задач, сопряжённых с синтезом НР, однако, для ряда иных задач, постановка которых не позволяет аналитически описать НР, данный подход неприменим. Из сказанного следует, что возможные подходы к решению определяются спецификой решаемой задачи.

Практические задачи могут быть разделены на два класса: задачи, в которых НР заранее известен, т.е. заранее известны его возможные радиофизические параметры, и задачи, в которых НР является объект с априори неизвестными радиофизическими параметрами (известными являются лишь общие свойства таких объектов). К первому классу задач могут быть отнесены задачи связанные с обеспечением совместимости различных антенных систем, размещенных на небольших удалениях, а также задачи маркировки (маркерами являются НР) [34], калибровки нелинейных радиолокаторов [63] [92], оценки параметров среды (в которой находится НР) [93] и т.п. Ко второму классу задач относятся задачи связанные с учётом нелинейных помех от НР контактной природы [90], задачи связанные с применением переносной радиолокационной аппаратуры, когда в поле СН может оказаться неизвестный нелинейный объект; а также задачи обнаружения несовершенных электрических контактов, поиск скрытого электронного оборудования, боеприпасов и т.п. [28], [69], [71]. Априорная неопределённость параметров НР приводит к необходимости моделирования НР, основанного на знании общих радиофизических свойств НР. Создание подобной модели НР позволяет разработать подходы к организации процесса их обнаружения и, в частности, к организации устройства, формирующего СН и

принимающего РС, - нелинейной поисковой установки. Принципиальная схема взаимодействия НР с такой установкой представлена на рисунке 2.

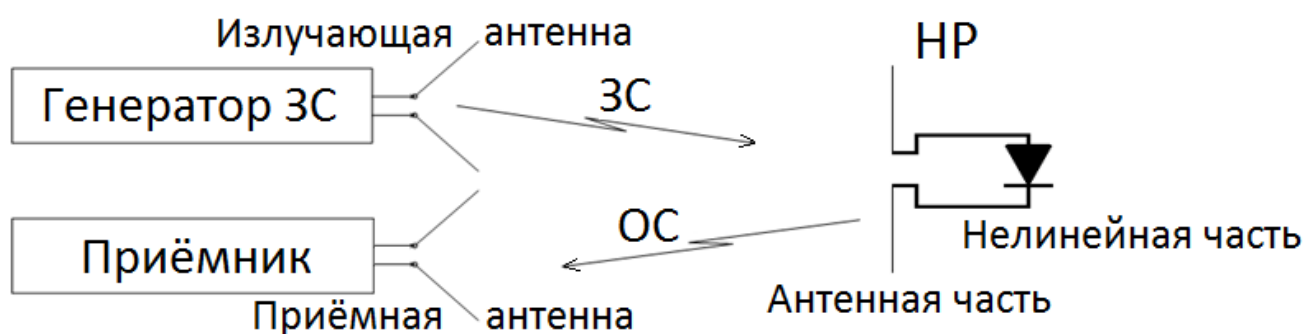


Рисунок 2 - Принципиальная схема взаимодействия НР с поисковой или измерительной нелинейными установками.

По такой же схеме может быть построена и экспериментальная установка, позволяющая изучать радиофизические свойства НР. Далее, такая установка будет называться нелинейной измерительной установкой (НИУ). Стоит отметить, что излучающая и приёмная антенны могут быть, как разнесены в пространстве, так и совмещены [92].

Отдельно могут быть выделены задачи, в которых НР или структуры НР используются в качестве пассивного источника нелинейных помех.

Чтобы исключить разночтения далее будет введено следующее уточнение. Для радиотехнической задачи принципиальными являются параметры СН и РС в месте расположения и непосредственной близости от НР, поэтому данные сигналы будут пониматься как сигнал от НИУ, непосредственно облучающий НР (это СН), и рассеянный сигнал, излучаемый антенной частью НР, параметры которого измеряются на расстоянии 1 метр от НР (это РС). В то же время, при проведении натуральных экспериментов, с помощью НИУ фиксируются параметры сигналов в месте размещения антенн НИУ. Такой излучаемый сигнал, далее будет обозначен как запросный сигнал (ЗС), а принимаемый - как ответный сигнал (ОС).

В качестве обзора ниже представлен анализ результатов работ, сопряжённых с исследованием амплитудных [16], частотных [17], пространственных [18], [19], фазовых [20] и поляризационных [21], [22] свойств

одинокими нелинейными рассеивателями и группами из нескольких рассеивателей. Также приведены результаты анализа общих подходов к моделированию таких объектов.

Проволочный диполь является простейшей антенной конструкцией, которая используется в качестве модели антенны для решения массы исследовательских задач. Широко известна также конструкция НР с антенной частью, выполненной в виде проволочного симметричного диполя (далее – дипольный нелинейный рассеиватель – ДНР). Такой НР часто используется в качестве модельного объекта при исследовании эффекта нелинейного рассеяния радиоволн объектами, содержащими нелинейность контактного [38] или полупроводникового [54] типа, а также при оценке эффективности нелинейных радиолокаторов (например, в задачах поиска боеприпасов с электронным детонатором [71]). Непосредственно, в практических целях ДНР предлагалось использовать в качестве средств радиомаркировки [78] и в качестве датчиков систем контроля состояния среды [83].

Фазовые свойства ДНР могут быть определены в соответствии с теорией нелинейных электрических цепей [94], согласно которой, фаза РС на гармонике монохроматического СН с номером  $m$  определяется как:

$$\varphi_{PCm} = m \cdot \varphi_{CH} + i_m \cdot \pi, \quad (1)$$

где  $i_m$  – коэффициент фазовой прибавки, равный нулю или единице в зависимости от знака коэффициента при соответствующем члене разложения вольтамперной характеристики нелинейного элемента в степенной ряд. Таким образом, в случае изменения направления включения диода члены разложения с четными индексами меняют знак, а знаки нечетных членов при этом сохраняются, что приводит к наличию фазовой прибавки, равной  $\pi$ , для фаз НР на четных гармониках и её отсутствию – для нечетных гармоник.

В простейшем случае АХ НР с антенной частью в виде полуволнового (на частоте гармонического СН) диполя и нелинейной частью в виде полупроводникового диода представляет собой плавную монотонно

возрастающую функцию [16]. При нелинейной части, выполненной в виде нескольких диодов или одного диода с несколькими р-п-переходами, как видно на рисунке 3, АХ может иметь неплавный, немонотонный вид с характерными точками, в которых производная функции обращается в ноль.

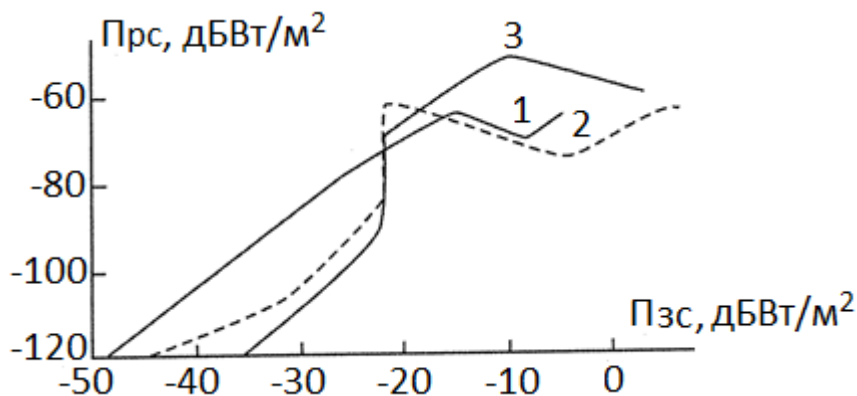


Рисунок 3 - АХ полуволнового ДНР с несколькими р-п-переходами в нелинейной части. 1 – диодная сборка из трёх различных диодов (два последовательных одинаково направленных диода и ещё один, включенный встречно-параллельно); 2, 3 – различные диоды с несколькими р-п-переходами.

При аналитическом расчёте АХ необходим учёт согласования между рассеивающей и нелинейной частями НР. Существенное упрощение расчетных моделей возможно в том случае, если сопротивление антенной части является чисто резистивным. Это допущение применимо, если в качестве антенны использован полуволновой диполь [38]. При решении практических задач второго класса (в соответствии с введённым в предыдущем подразделе разделением), когда речь идёт о создании моделей объектов с произвольными параметрами рассеивающей части, необходим учёт реактивной составляющей импеданса сопротивления.

Определённым шагом по развитию модели антенной части НР является представление антенны в виде электрического контура, сопротивление которого равно сопротивлению излучения антенны [95]. Недостаток такого решения состоит в том, что вне полосы СН импеданс электрического контура и дипольной

антенны, как распределенного элемента, существенно различаются. Это, несомненно, должно привести к погрешностям.

Для решения задач второго класса в качестве модели объекта, обладающего зависящими от частоты активной и реактивной составляющими входного сопротивления антенной части может быть рассмотрен длинный диполь, нагруженный на нелинейный элемент.

Для решения задач первого класса, помимо проволочных полуволновых ДНР могут быть использованы широкополосные биконические НР (далее БНР), антенная часть которых представляет собой биконическую антенну. Сопротивление биконической антенны также не лишено реактивной составляющей [96], однако, при средних углах раскрыва (близких к  $45^\circ$ ) данная антенна считается широкополосной. Широкополосность БНР позволяет более эффективно использовать эту антенну в случае применения СН со спектральными компонентами сразу на нескольких частотах, например, двухчастотного СН [62], [41]. В [41] отмечалось, что наибольший уровень интенсивности РС может проявляться как для высших гармоник СН, так и для НП на комбинационных частотах, в зависимости от выбора нелинейной части.

В [28] представлена модель реального объекта – боеприпаса с электронным взрывателем на основе БНР, а в [97] исследовались процессы рассеяния БНР сигналов при импульсном воздействии в контексте задачи обнаружения скрытых объектов. Представленные в данных работах результаты говорят о перспективности применения БНР в качестве модельного объекта для решения практических задач второго класса. Вместе с тем, в указанных работах процессы рассеяния электромагнитных волн БНР рассматривалось без использования численной модели БНР, которая позволяет произвести более качественный и всесторонний анализ формирования РС.

Помимо гармонического одночастотного или многочастотного СН перспективным выглядит также использование ЛЧМ СН. В [64] представлены данные, подтверждающие увеличение вычисленной по критерию Неймана-

Пирсона вероятности обнаружения нелинейного объекта при переходе от использования монохроматического СН к импульсному ЛЧМ СН. Ещё бóльшие значения вероятности обнаружения были получены для двух импульсных ЛЧМ СН [98]. Эксперименты были проведены с такими объектами, как радиоприёмник, плеер, радиозакладка и корродированный металлический прут. Стоит отметить, что данная работа [64] относится к области радиолокации, носит преимущественно экспериментальный характер и не содержит математического описания процессов формирования НП в рассмотренных объектах.

При решении задач второго класса (когда точные радиотехнические параметры объекта поиска априори не определены) целесообразно рассмотрение более сложных моделей нелинейного объекта. Такими моделями могут являться системы, состоящие из нескольких ДНР [21], [99], [42]. Структура из нескольких НР предполагает в совокупности, как наличие нескольких нелинейных элементов, так и более сложные пространственные и поляризационные свойства антенной части системы. В рамках задач электромагнитной совместимости и радиоэлектронной борьбы могут быть интересны исследования пассивных систем нелинейного отражения, формируемых по принципу решётки [100], [101].

В работе [57] представлены результаты формирования РС структурой, состоящей из двух параллельных ДНР, облучаемых монохроматическим СН, а в работе [99] структурами из произвольного числа одинаковых параллельных ДНР с нелинейными элементами, лежащими на одной прямой, при их облучении двухчастотным СН (направления облучения и распространения рассеянного сигнала характеризовались угловыми величинами, отсчитываемыми от данной прямой). Пример такой структуры представлен на рисунке 4. В данных работах отмечалось, что переход от одного НР к двум может давать прирост уровня НП на 4...6 дБ.

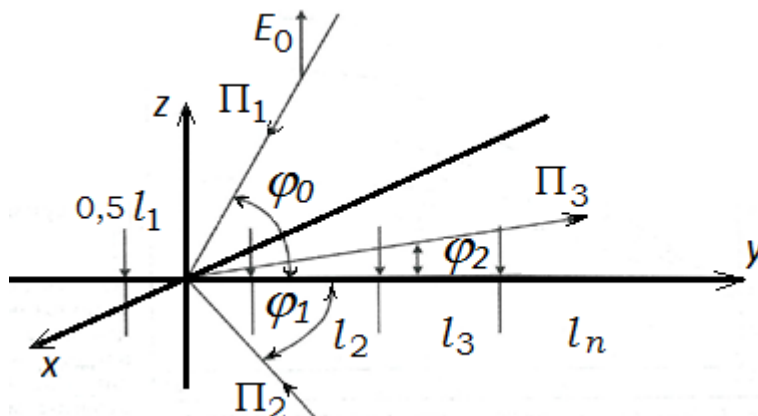


Рисунок 4 - Схема пространственной структуры из параллельных ДНР.

В работе [21] исследовались поляризационные свойства модели, состоящей из двух скрещенных проволочных ДНР длиной, равной четверти длины волны монохроматического СН, лежащих в ортогональных плоскостях на некотором удалении друг от друга схема данной модели представлена на рисунке 5. Нагрузкой являлись полупроводниковые диоды. В результате проведенных в данной работе экспериментальных исследований и общего теоретического анализа были сделаны выводы о наличии взаимного влияния между поляризацией СН и такими функциями, как АХ и диаграмма обратного нелинейного рассеяния (ДОНР) рассмотренной структуры. В ходе теоретического анализа не учитывалось взаимное влияние НР, а общий РС сигнал системы представлялся суммой РС каждого ДНР структуры с учётом их фаз.

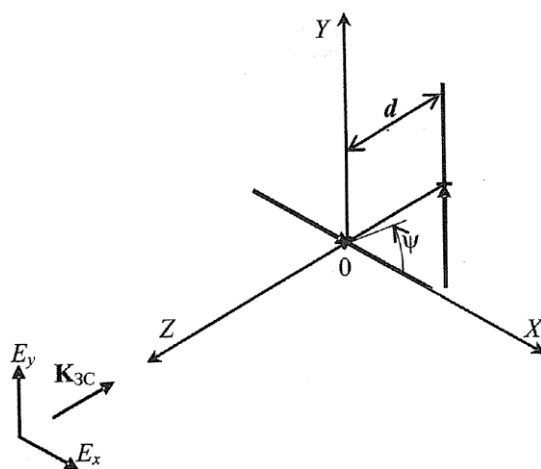


Рисунок 5 - Схема пространственной структуры из двух скрещенных ДНР.

Исследованию амплитудных и пространственных свойств подобной и иных структур, состоящих из нескольких ДНР, посвящена работа [42]. В этом



исследовании представлен более глубокий теоретический анализ, предполагающий расчёт конфигурации ДОНР рассмотренных структур с определением выражений для напряжённости рассеиваемого структурами поля на частоте второй гармоники СН.

Исследования характеристик рассеянного поля реальных объектов (радиоприёмника, тестера, мины с электронными взрывателями и т.д.), которые не являлись специально синтезированными для решения практических задач методами нелинейной радиолокации, выполняются преимущественно экспериментально, ввиду сложности их аналитического описания. В качестве примера может быть приведена работа [16], в которой представлена снятая экспериментально АХ такого объекта, как тестер Ц4342 (рисунок 6) при его облучении гармоническим СН и различных пространственных положениях.

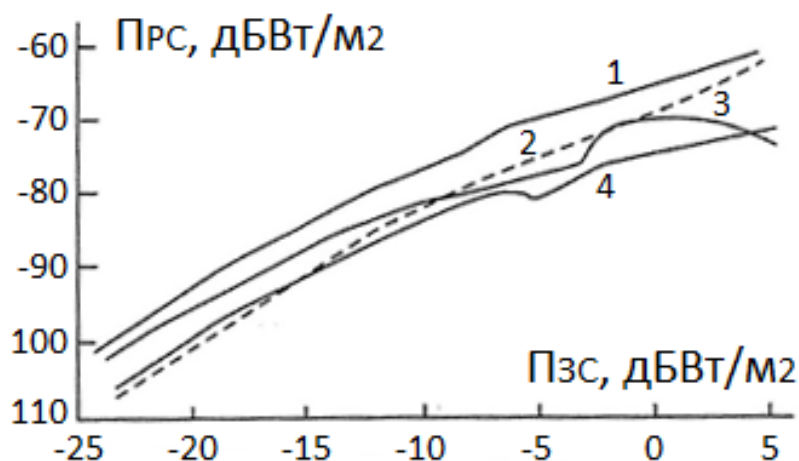


Рисунок 6 - АХ тестера Ц4342. 1 и 2 – горизонтальная и вертикальная поляризация антенн СН и ОС, соответственно. 3 и 4 – тестер с подключенными проводами в выключенном и включенном положениях, соответственно. Положение тестера при измерениях 1 и 2 отличается от положения при измерениях 3 и 4.

*Выводы 1.1:*

*1. Нелинейные рассеиватели по природе нелинейности традиционно разделяются на «контактные», и «электронные». Нелинейные рассеиватели,*

*имеющие в своем составе элементы с нелинейной ВАХ, отмечаются как более стабильные и обладающие большим энергетическим потенциалом.*

*2. Исходя из анализа областей практического применения эффекта нелинейного рассеяния практические задачи могут быть разделены на два класса: задачи, в которых нелинейный рассеиватель заранее известен, т.е. заранее известны его возможные радиофизические параметры, и задачи, в которых нелинейным рассеивателем является объект с априори неизвестными радиофизическими параметрами (известными являются лишь общие свойства таких объектов).*

*3. Представленные на сегодняшний день в публикациях результаты аналитического решения задачи определения рассеянного поля нелинейных рассеивателей с заданными параметрами согласуются с экспериментальными данными лишь качественно. Количественное согласование результатов расчётов и экспериментов не достигнуто.*

*4. Используемые для аналитического решения математические модели описывают нелинейный рассеиватель с точки зрения его способности обогащать спектр рассеянного колебания, при этом не рассматриваются в комплексе следующие процессы:*

- возбуждение токов наводки в некоторой линейной структуре, выполняющей функции приёма облучающего колебания и излучения поля рассеянного сигнала;*
- канализация сигналов между линейной частью и сосредоточенным нелинейным элементом (вопросы согласования);*
- искажение токов на нелинейном элементе;*
- формирование поля рассеянного сигнала линейной структурой (вопросы излучения на частотах нелинейных продуктов).*

*5. Отсутствие учёта рассогласования между линейной частью и нелинейным элементом нелинейного рассеивателя приводит к тому, что модели описывают лишь частные случаи - идеальное согласование, а экспериментальная проверка проводится лишь для случаев, наиболее близких к идеальным. В условиях*

*подобного упрощения оказывается невозможным описание поведения нелинейных рассеивателей в широкой полосе частот.*

*б. Исследования рассеянного поля нелинейных рассеивателей с априори неизвестными параметрами выполняются экспериментальными методами. Подход к созданию общей модели таких нелинейных рассеивателей предполагает рассмотрение объединений нескольких более простых моделей нелинейных рассеивателей с известными параметрами.*

## **1.2 Нелинейные помехи, их характеристики и причины возникновения**

### **1.2.1 Нелинейные помехи, как следствие эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн**

С момента открытия эффекта нелинейного рассеяния ЭМВ продолжается развитие радиотехники и электроники, что приводит к постоянному усложнению электромагнитной обстановки. Этому способствует как плотность размещения РЭС, так и увеличение их мощности, чувствительности, увеличение частотного и динамического диапазонов применения. Такая тенденция для решения задачи совместимости РЭС требует комплексного, поэтапного подхода [1], [2], [3], [4], включающего в себя ориентировочную оценку, всех возможных составляющих помехи и исключение на различных этапах тех, которые в данном приближении не влияют на уровень помехи. Широкое применение антенн с нелинейными нагрузками [102], [103], [104] привело к существенному усложнению обеспечения совместимости РЭС. В этой связи отдельное внимание стало уделяться второму типу нелинейности – «электронному». Этот тип нелинейностей связан с включением в состав антенн радиоэлектронных элементов с нелинейной ВАХ (ректенны [105], смесительные антенны, активные ФАР [106]). При облучении таких антенн ЭМВ на нелинейных элементах усилителей будет происходить

нелинейное преобразование сигнала, и обратное рассеяние в пространство. Вследствие чего, указанные выше антенные системы могут являться источниками интермодуляционных помех для расположенных неподалеку приёмных антенн. Нелинейные объекты, «электронной» природы в настоящее время представляют большой интерес для исследователей, ввиду меньшей зависимости от внешних условий, большего энергетического потенциала и широкого распространения. Особенно велика вероятность появления интермодуляционных излучений при совместной работе нескольких РЭС расположенных на малых расстояниях [5], так в работе [6] выделяется проблематика появления интермодуляционного излучения, связанного с нелинейным рассеянием ЭМВ на бортах морских, воздушных и космических судов, [7] а также наземных контрольных станций. Справедливым является разделение таких помех на два основных типа.

Первый тип – «внутренний» связан с нелинейными процессами, протекающими в высокочастотных передатчиках, приемниках и приёмо-передающих трактах РЭС. В литературе [1], [4], [8] достаточно подробно описаны причины возникновения нелинейных помех первого типа и общие способы уменьшения их воздействия на РЭС. Также существует целый ряд публикаций, посвященный выявлению, измерению, и разработке методов устранения источников нелинейных помех в каждой конкретной системе [9], [10], [11], [12], [13], [14], [15].

Второй тип нелинейных помех возникает ввиду нелинейного искажения ЭМВ на различных нелинейных объектах, расположенных в пространстве, при последующем рассеянии и воздействии на средства радиоэлектронной аппаратуры. Такой процесс возникновения помех приводит к тому, что помеха может быть рассеяна не только в направлении облучения НР. Этот факт накладывает требование при проведении экспериментальных исследований свойств рассеяния НР, заключающееся в необходимости оценки уровня помехи по всем направлениям. В рамках настоящей работы рассматривались нелинейные помехи второго типа.

### 1.2.2 Задачи, сопряжённые с учётом нелинейных помех

Для комплексной оценки влияния нелинейных помех второго типа на стороннюю радиоэлектронную аппаратуру необходимо обладать информацией об их интенсивности в месте расположения РЭС (рисунок 7), на которое оказывается помеховое воздействие, частотном диапазоне помехи, её поляризации. Ввиду того, что полноценное изучение нелинейных помех может быть выполнено только совместно с изучением их источников, задача оценки влияния нелинейной помехи на сторонние РЭС сводится к определению амплитудных, частотных и пространственных характеристик её источника, а также учёту её искажения и ослабления на пути распространения от источника до РЭС. Естественно, что эти характеристики зависят от структуры облучающего колебания.

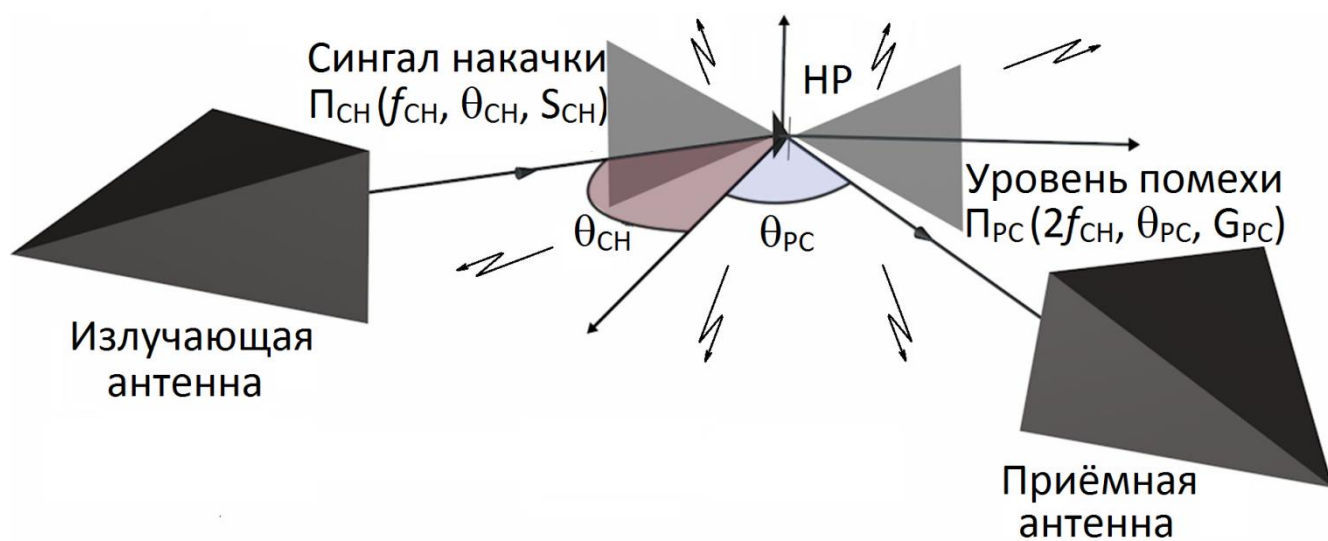


Рисунок 7 – Схема взаимодействия НР, возбужденного СН и средств радиотехнической аппаратуры, для которой сигнал, рассеянный НР является помеховым.

Известные исследования позволяют сделать первичный общий вывод относительно частотных свойств пассивных нелинейных рассеивателей, заключающийся в том, что наибольшая энергия рассеивается на частотах НП нелинейного преобразования. Таким образом, при гармоническом СН, помехи формируются на частотах его высших гармоник. Конкретизация частотных

свойств (определение «рабочей» полосы частот СН, определение полосы РС на частотах НП и т.п.) должна выполняться для конкретных НР в отдельности.

Амплитудные свойства могут характеризоваться амплитудной характеристики, т.е. зависимостью между интенсивностью СН и интенсивностью РС на частоте НП. Из данной формулировки уже видна связь между амплитудными и частотными свойствами НР. В контексте задач, сопряжённых с учётом нелинейных помех, необходимо изучение свойств рассеяния в широком диапазоне возможных частот входного воздействия, поэтому целесообразно рассматривать амплитудные и частотные свойства не только в отдельности, но и в комплексе в виде трёхмерных амплитудно-частотных характеристик.

Пространственные свойства также должны изучаться совместно с частотными и отражать не только зависимость интенсивности РС от угловых величин, представленных на рисунке 7 характеризующих ориентацию НР относительно фронта волны СН  $\vec{\theta}$ , но и от угловых величин, характеризующих ориентацию НР относительно направления на объект помехового воздействия  $\vec{\varphi}$ .

Таким образом, в рамках обозначенной задачи должны быть разработаны методики, позволяющие по заданным параметрам облучающего колебания и параметрам, характеризующим НР (его рассеивающую и нелинейную части) выполнять построение амплитудных характеристик и построение пространственных характеристик в достаточно широком диапазоне частот, а также методика, позволяющая по тем же исходным данным определить уровень поля нелинейной помехи, переизлучаемой в произвольном направлении на заданном удалении от источника.

#### *Выводы 1.2:*

*1. Перспективным направлением исследования свойств рассеяния нелинейных объектов является изучение их помехового воздействия на соседнюю радиоэлектронную аппаратуру.*

*2. Справедливо разделение нелинейных помех от нелинейных рассеивателей по природе возникновения на две группы: первая – является следствием искажений*

*сигналов на нелинейных каскадах приемо-передающей аппаратуры радиоэлектронных средств; вторая – следствием переизлучения от нелинейных объектов.*

*3. Изучение рассеянного пассивными источниками нелинейных помех поля целесообразно осуществлять экспериментальными методами (для конкретных НР) и путём создания обобщённых численных моделей источников нелинейных помех.*

*4. Для оценки помехового воздействия, рассеянного пассивными источниками нелинейных помех поля на сторонние радиоэлектронные средства необходимы методики, позволяющие по заданным параметрам облучающего колебания и параметрам, характеризующим НР (его рассеивающую и нелинейную части) выполнять в достаточно широком диапазоне частот:*

- построение амплитудных характеристик;*
- построение пространственных характеристик;*
- определить уровень поля нелинейной помехи, переизлучаемой в произвольном направлении на заданном удалении от источника.*

### **1.3 Методики расчёта характеристик источников нелинейных помех**

#### **1.3.1 Подходы к моделированию свойств источников нелинейных помех**

Как отмечалось выше, ввиду конструктивной сложности и разнообразия источников нелинейных помех целесообразно создание обобщённых моделей таких объектов. В выводах подраздела 1.1 отражены общие недостатки известных исследований, сопряжённые с упрощениями или допущениями, принимаемыми в исследованиях. В частности, это отсутствие учёта рассогласования между линейной и нелинейной частями объекта, рассмотрение свойств рассеяния исключительно в узком динамическом диапазоне и/или узкой полосе частот,

рассмотрение свойств рассеяния исключительно в направлении облучения. Все эти допущения неприемлемы, когда рассеянное поле рассматривается в качестве источника помех для близлежащей радиоэлектронной аппаратуры.

На основе анализа известных публикаций были выделены общие подходы к созданию моделей нелинейных рассеивателей. Первый подход – может быть условно назван электродинамическим. В рамках данного подхода НР моделируется в виде антенны с нелинейной нагрузкой [55], [59], [60], [61], [107], [108]. При этом решается электродинамическая задача, т.е. по данным, характеризующим облучающее поле, рассчитываются токи, наведённые на антенне, искажение этих токов на нагрузке и поля, генерируемые искажёнными токами. Основной недостаток данного подхода состоит в том, что опускаются процессы согласования линейной и нелинейной частей НР. Рассматривается лишь случай, предполагающий идеальное согласование. При этом не рассчитывается частотнозависимый коэффициент отражения от нагрузки и считается, что через линейную и нелинейную части протекают одни и те же токи. В результате, количественная оценка интенсивности РС при использовании данного подхода оказывается недостоверной. Тем не менее, данный подход позволяет качественно определить пространственную структуру РС, т.е. добиться качественного совпадения результатов эксперимента и моделирования.

Другой подход предполагает расчёт нелинейной эффективной поверхности рассеяния [28], [68], [69]. В отношении данной характеристики необходимо отметить, что в отличие от случая линейного отражения, нелинейная эффективная поверхность рассеяния является слабоинформативной характеристикой, ввиду ее зависимости от интенсивности облучающего колебания.

Третий, развиваемый в данном исследовании, подход основан на процессной модели НР [18]. Данный подход положительно отличается от вышеуказанных тем, что в комплексе рассматриваются следующие протекающие в НР процессы:



- возбуждение токов наводки в некоторой линейной структуре, выступающей в роли антенной части НР (вопросы приёма НР облучающего колебания);
- канализация сигналов между линейной частью и сосредоточенным нелинейным элементом (вопросы согласования);
- искажение токов на нелинейном элементе;
- формирование поля рассеянного сигнала линейной структурой (вопросы излучения на частотах нелинейных продуктов).

Однако, известная процессная модель НР была разработана для задач синтеза радиоответчиков. В связи с чем, предполагалось что антенная часть и нагрузка согласованы. Это позволяло рассматривать только антенны с чисто активным сопротивлением. Кроме того, антенны считались узкополосными и пространственные свойства рассматривались с точки зрения распространения РС в направлении облучения. Все эти ограничения неприемлемы, когда произвольный НР становится источником помех для близлежащей аппаратуры. Более подробно данный подход будет рассмотрен в последующих подразделах.

### **1.3.2 Процессная модель**

Изучение радиофизических свойств НР, в контексте решения конкретных практических задач, предполагает определение зависимостей параметров РС (частоты, фазы, поляризации и плотности потока мощности) от параметров СН и состояния среды в месте расположения НР. Для решения этой задачи необходимо рассматривать процессы искажения токов в нелинейной части НР, процессы передачи сигналов между нелинейной и антенной частями и пространственные свойства антенной части. Другим принципиальным вопросом является оценка искажения СН и ОС на пути распространения между НР и НИУ и влияние помех.

Данная работа преимущественно посвящена поиску ответа на первый радиотехнический вопрос.

Для изучения радиофизических свойств НР целесообразно обратиться к процессной (феноменологической) модели НР [18], представленной на рисунке 8.

Процессная модель нелинейного рассеивателя состоит из последовательно-соединенных элементов, которые соответствуют элементарным процессам, протекающим при нелинейном рассеянии. Соответственно это: прием СН при помощи антенны, принимающей СН – 1, канализация СН к нелинейному элементу по тракту СН – 2, преобразование СН на нелинейном элементе – 3, канализация сигнала на частоте НП по тракту РС – 4 к антенне, переизлучающей РС и излучение РС в пространство – 5.

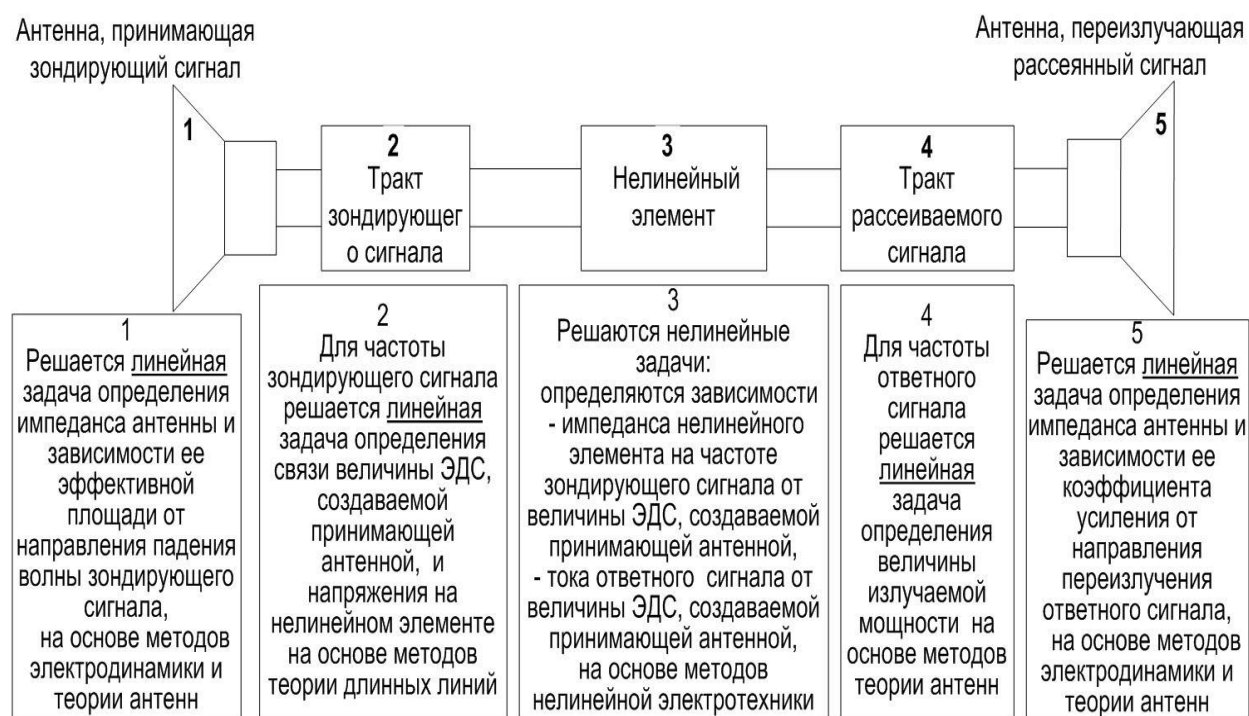


Рисунок 8 - Процессная модель нелинейного рассеивателя с описанием задач, решаемых для каждого элемента модели.

Все элементы кроме третьего соответствуют линейным процессам, для описания которых разработаны соответствующие теории – это методы теории антенн, техническая электродинамика и теория длинных линий. Нелинейным процессом является только процесс искажения СН в нелинейной части НР.

Описание данного процесса возможно путем составления и анализа эквивалентной схемы цепи нелинейной части. Теоретической основой данного анализа являются методы нелинейной электротехники. На сегодняшний день для применения всех указанных аналитических методов, могут быть использованы вычислительные комплексы моделирования, например, LabVIEW.

### **1.3.3 Методика построения амплитудной характеристики, основанная на процессной модели источников нелинейных помех**

Процессная модель может быть использована для нахождения одной из основных характеристик НР – амплитудной характеристики, т.е. нахождение зависимости между интенсивностью СН и параметрами ОС на частоте НП. Последовательный вид процессной модели показывает, что должны быть рассмотрены элементарные процессы в каждом элементе и определены связи между элементами. Для этого последовательно должны быть решены следующие задачи.

1) Первый процесс связан с антенной частью НР, принимающей СН. В соответствии с теорией антенн мощность принимаемого СН  $P_{\text{СНА}}$  можно найти как (2):

$$P_{\text{СНА}} = P_{\text{СН}} \cdot S_{\text{СН}}(\omega_{\text{СН}}, \alpha_{\text{СН}}, \beta_{\text{СН}}, \theta_{\text{СН}}) \quad (2)$$

где  $S_{\text{СН}}(\omega_{\text{СН}}, \alpha_{\text{СН}}, \beta_{\text{СН}}, \theta_{\text{СН}})$  – эквивалентная площадь антенной части, принимающей СН,  $\omega_{\text{СН}}$  – циклическая частота СН, углы  $\alpha_{\text{СН}}, \beta_{\text{СН}}, \theta_{\text{СН}}$  – описывают азимут, угол места и поляризацию волны СН относительно НР. Таким образом, задача анализа первого процесса сводится к задаче нахождения эквивалентной площади, принимающей СН антенной части НР, которая зависит от направления прихода СН и его поляризации. Кроме того, при анализе антенной части НР, с точки зрения приёма СН, необходимо определить величину импеданса излучения данной антенны на частоте СН  $Z_A(\omega_{\text{СН}})$ .

2) Принятый антенной частью СН мощностью  $P_{\text{СНА}}$  передаётся через тракт СН в нелинейную часть НР, испытывая при этом отражение от нелинейной нагрузки. Если обозначить коэффициент отражения на частоте СН –  $\Gamma_{\text{СН}}$ , то в соответствии с теорией длинных линий мощность СН, переданная от антенны нелинейному элементу может быть определена согласно выражению (3):

$$P_{\text{СН}} = P_{\text{СНА}} \cdot (1 - \Gamma_{\text{СН}}^2), \quad (3)$$

Коэффициент отражения  $\Gamma_{\text{СН}}$  может быть найден [109] как:

$$\Gamma_{\text{СН}} = (Z_{\text{А}}(\omega_{\text{СН}}) - Z_{\text{НЭ}}(\omega_{\text{СН}})) / (Z_{\text{А}}(\omega_{\text{СН}}) + Z_{\text{НЭ}}(\omega_{\text{СН}})), \quad (4)$$

где  $Z_{\text{НЭ}}(\omega_{\text{СН}})$  – импеданс нелинейной части, на частоте СН.

Выражение (4) обуславливает необходимость определения импеданса антенной и нелинейной частей НР, после чего оказывается возможной оценка эффективности передачи мощности от антенной части к нелинейной на частоте СН.

3) Третий процесс феноменологической модели сопряжен с искажением СН в нелинейной части НР и формированием РС, содержащего спектральные компоненты на частотах НП.

Для количественного описания данного процесса целесообразно, представленный на рисунке 9, переход от реальной физической модели к эквивалентной схеме НР [110]. При составлении эквивалентной схемы антенная часть НР, принимающая СН, заменяется на ЭДС с некоторым внутренним сопротивлением, равным импедансу излучения антенной части. В результате эквивалентная схема состоит из последовательно соединенных ЭДС  $\mathcal{E}_{\text{СН}}$ , импеданса излучения антенной части  $Z_{\text{А}}(\omega)$  и импеданса нелинейной части  $Z_{\text{НЭ}}(\omega)$ .

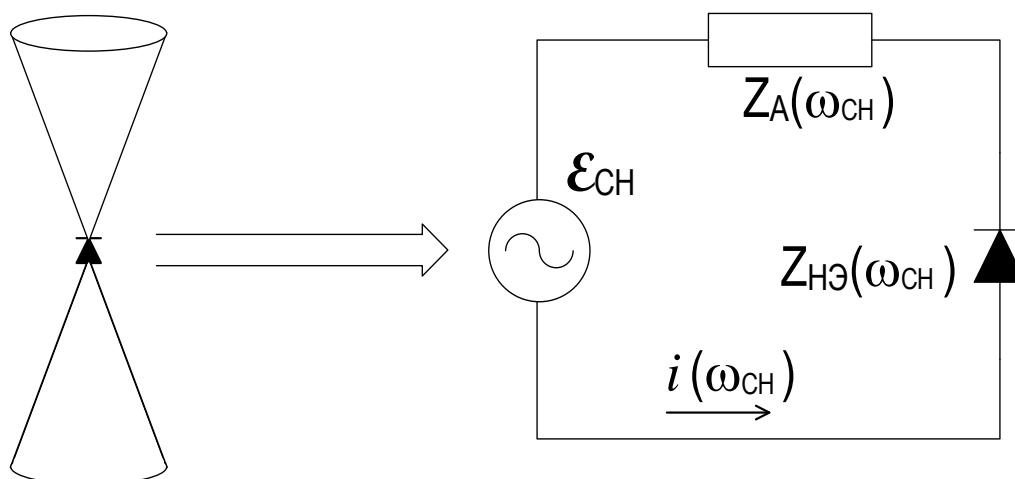


Рисунок 9 - Переход от реальной физической модели нелинейного рассеивателя (в качестве примера представлен биконический нелинейный рассеиватель) к его эквивалентной схеме.

Величина ЭДС может быть определена из закона сохранения энергии. Мощность, рассеиваемая ЭДС в схеме равна:

$$P_{\text{сн}} = \varepsilon_{\text{сн}}^2 / (Z_{\text{А}}(\omega_{\text{сн}}) + Z_{\text{НЭ}}(\omega_{\text{сн}})), \quad (5)$$

Это та мощность СН, которая поступила в схему через антенную часть НР. Соответственно, приравняв (3) и (5), может быть получено выражение для определения значения ЭДС:

$$\varepsilon_{\text{сн}}^2 = 4 \cdot \Pi_{\text{сн}} \cdot S_{\text{сн}} \cdot Z_{\text{А}}(\omega_{\text{сн}}) \cdot Z_{\text{НЭ}}(\omega_{\text{сн}}) / (Z_{\text{А}}(\omega_{\text{сн}}) + Z_{\text{НЭ}}(\omega_{\text{сн}})). \quad (6)$$

Таким образом, задача анализа эквивалентной схемы может быть сформулирована, как задача нахождения зависимостей:

$$i_{\text{нп}}(\omega_{\text{нп}}) = i_{\text{нп}}(\varepsilon_{\text{сн}}), \quad (7)$$

$$Z_{\text{НЭ}}(\omega_{\text{сн}}) = Z_{\text{НЭ}}(\varepsilon_{\text{сн}}). \quad (8)$$

4) Четвертым элементарным процессом феноменологической модели является процесс передачи сигнала на частотах НП по тракту РС. Этот процесс с точки зрения теории длинных линий для данной эквивалентной схемы описывается следующим образом. Мощность сигнала на частоте НП равна:

$$P_{\text{нп}}(\omega_{\text{нп}}) = Z_{\text{А}}(\omega_{\text{нп}}) \cdot i_{\text{нп}}^2(\omega_{\text{нп}}), \quad (9)$$

где  $Z_A(\omega_{\text{НП}})$  – импеданс излучения антенной части, переизлучающей РС с циклической частотой  $\omega_{\text{НП}}$ . Он определяется при анализе пятого элементарного процесса.

5) Пятый элементарный процесс, описывающий излучение РС, аналогичен первому процессу. Плотность потока мощности волны РС на частоте НП в соответствии с теорией антенн определяется следующим образом:

$$P_{\text{РС}}(\omega_{\text{НП}}) \Big|_{R=1\text{м}} = P_{\text{НП}}(\omega_{\text{НП}}) \cdot G_{\text{НП}}(\omega_{\text{НП}}, \alpha_{\text{НП}}, \beta_{\text{НП}}, \theta_{\text{НП}}) / 4\pi, \quad (10)$$

где  $G_{\text{НП}}(\omega_{\text{НП}}, \alpha_{\text{НП}}, \beta_{\text{НП}}, \theta_{\text{НП}})$  – коэффициент усиления этой антенны по мощности;  $\alpha_{\text{НП}}, \beta_{\text{НП}}, \theta_{\text{НП}}$  – параметры, характеризующие азимут, угол места и поляризацию волны РС относительно НР.

Представленный анализ феноменологической модели позволяет сформулировать методику вычисления амплитудной характеристики НР. Стоит отметить, что логика нахождения амплитудной характеристики не обязательно должна совпадать с описанной выше последовательностью распространения сигналов. Это связано с тем, что корректное решение задачи определения мощности СН, которая будет передана нелинейной части НР (второй процесс), возможно уже после анализа процессов на третьем этапе, то есть на соответствующем этапе должна решаться обратная задача [111]. Предлагаемая методика предполагает следующую последовательность вычислений:

1. Формирование эквивалентной схемы НР. На данном этапе необходимо описать антенную и нелинейную части НР. В случае, когда конструкция НР априори известна, для этого задаются или вычисляются параметры антенной части на частотах СН и РС:  $Z_A(\omega_{\text{СН}})$ ,  $S_{\text{СН}}(\omega_{\text{СН}}, \alpha_{\text{СН}}, \beta_{\text{СН}}, \theta_{\text{СН}})$  и  $Z_A(\omega_{\text{НП}})$ ,  $G_{\text{НП}}(\omega_{\text{НП}}, \alpha_{\text{НП}}, \beta_{\text{НП}}, \theta_{\text{НП}})$ , а так же формируется эквивалентная схема нелинейного элемента. В случае априорной неопределённости каких-либо параметров НР, целесообразно использовать приближения и допущения, позволяющие рассчитать или задать указанные величины, в зависимости от того, какие данные считаются исходными для той или иной практической задачи.

2. Математическое описание эквивалентной схемы. На этом этапе составляются уравнения Кирхгофа для эквивалентной схемы, которые в соответствии с рекомендациями [112], представляются в виде системы дифференциальных уравнений первого порядка, удобными для загрузки в программный моделирующий комплекс.

3. При помощи программного моделирующего комплекса может быть найдена зависимость (11), которая является следствием выражений (7), (9), (10),

$$P_{PC}(\omega_{HP}) \Big|_{R=1M} = Z_A(\omega_{HP}) \cdot i_{HP}^2(\epsilon_{CH}) \cdot G_{HP}(\omega_{HP}, \alpha_{HP}, \beta_{HP}, \theta_{HP}) / 4\pi, \quad (11)$$

а также зависимость (8).

4. Вычисление зависимости (8) позволяет на основе выражений (2-6) определить зависимость, связывающую величину ЭДС и поток падающей волны СН:

$$P_{CH}(\omega_{CH}, \alpha_{CH}, \beta_{CH}, \theta_{CH}) = P_{CH}(\epsilon_{CH}) \quad (12)$$

5. Зависимости (11) и (12) могут быть преобразованы в искомую амплитудную характеристику НР (13) путём исключая  $\epsilon_{CH}$ :

$$P_{PC} = F(P_{CH}) \quad (13)$$

Данная методика может быть относительно легко адаптирована для случая бигармонического СН, т.е. СН с двумя несущими частотами  $f_{CH1}$  и  $f_{CH2}$ . В этом случае ОС выбирается из нелинейных продуктов (НП) на кратных и комбинационных частотах СН:  $f_{HP} = n_1 f_{CH1} \pm n_2 f_{CH2}$ , где  $n_1$  и  $n_2$  – целые числа. Искомая зависимость может быть обозначена некоторой двумерной функцией  $F_1$  (14):

$$P_{OC}(f_{OC}) = F_1(P_{CH}(f_{CH1}), P_{CH}(f_{CH2})) \quad (14)$$

Поэтапные отличия состоят в следующем. На первом этапе находятся необходимые параметры сразу для двух частот СН: импедансы антенны НР  $Z_A(f_{CH1})$ ,  $Z_A(f_{CH2})$ , и эффективные площади антенны в направлениях распространения СН  $S_{CH}(f_{CH1}, \alpha_{CH1}, \beta_{CH1}, \theta_{CH1})$ ,  $S_{CH}(f_{CH2}, \alpha_{CH2}, \beta_{CH2}, \theta_{CH2})$ , а также коэффициент усиления на частоте ОС  $G_{OC}(f_{OC}, \alpha_{OC}, \beta_{OC}, \theta_{OC})$ , где и  $\alpha_{CH1}$ ,  $\beta_{CH1}$ ,  $\theta_{CH1}$

( $i = 1, 2$ ) и  $\alpha_{OC}, \beta_{OC}, \theta_{OC}$  – углы, взаимно характеризующие направления распространения сигналов на частотах  $f_{CH1}, f_{CH2}$  и  $f_{OC}$  и ориентацию НР в пространстве. На четвертом этапе для определения искомой зависимости (12) необходимо выражение (6) применить дважды для каждой из частот СН. В результате будут получены два выражения для  $\epsilon_{CH}(f_{CH1})$  и  $\epsilon_{CH}(f_{CH2})$ . При получении данных выражений должны быть учтены, полученные с помощью программного вычислительного комплекса, значения  $Z_{HЭ}(f_{CH1})$  и  $Z_{HЭ}(f_{CH2})$ .

В последующем разделе данные алгоритмы будут использованы для нахождения амплитудных характеристик некоторых конструкций полупроводниковых НР с различными антенными и нелинейными частями.

Необходимо отметить, что данная методика совместно с программным моделированием позволяет не только исследовать амплитудные свойства НР, но и их амплитудно-частотные, пространственные и фазовые свойства. Определение амплитудно-частотных свойств может быть выполнено путём построения множества АХ в заданной полосе частот СН. В результате интерполяции может быть получена трёхмерная амплитудно-частотная характеристика  $P_{OC}(f_{CH}, P_{CH})$ .

Изучение пространственных свойств оказывается возможным в том случае, если известна функция, характеризующая свойства направленности рассеивающей части НР, например, коэффициент усиления  $G(\omega, \alpha, \beta, \theta)$ , что и предполагается в рамках вышеизложенной методики. Знание этой функции позволяет построить АХ для каждого набора угловых величин  $\alpha, \beta, \theta$ . Естественно, что подобные вычисления оказываются довольно затратными с точки зрения длительности вычисления и их результаты, представляют собой массивы данных выражающих функциональную зависимость  $P_{OC}$  от нескольких переменных. Поэтому для проверочных расчётов некоторые переменные целесообразно считать постоянными (например, поляризацию, частоту и/или интенсивность СН).

Изучение фазовых свойств с использованием представленной методики оказывается возможным благодаря использованию программного-



моделирующего комплекса, который предполагает не просто расчёт амплитудных значений протекающих в цепи токов или напряжений на участках цепи, но и получение их мгновенных значений с заданным шагом дискретизации по времени.

Таким образом, описанная в [18] методика построения амплитудных характеристик является основополагающей для исследования амплитудно-частотных, пространственных и фазовых свойств НР, однако в контексте задачи оценки помехового влияния РС от НР на сторонние РЭС, непосредственное применение данной методики сопряжено со значительными временными и вычислительными затратами. В ходе данной работы, на основе описанной в [18] методики, были разработаны методика определения пространственных характеристик НР (представлена в третьем разделе) и методика оценки уровня нелинейных помех от НР в произвольном направлении (представлена ниже в данном разделе). Также известная методика построения амплитудных характеристик была применена к вновь разработанным численным моделям НР с различной конфигурацией рассеивающей части, различными нагрузками при разных параметрах СН.

#### **1.3.4 Описание характеристик нелинейной части нелинейного рассеивателя**

Для применения данной методики расчета амплитудной характеристики необходимы аналитические выражения, описывающие нелинейную часть НР. В качестве нелинейной части зачастую рассматривается полупроводниковый диод. Относительная простота, хорошо развитая теория, широкая распространённость и низкая стоимость этих электронных элементов делают их привлекательными, как для теоретических исследований свойств НР, так и для проведения экспериментов.

Вышеописанная методика исследования амплитудных свойств НР предполагает построение эквивалентной схемы НР. Для НР, нелинейной частью которого является полупроводниковый диод, необходимо построение его эквивалентной схемы (рисунок 10).

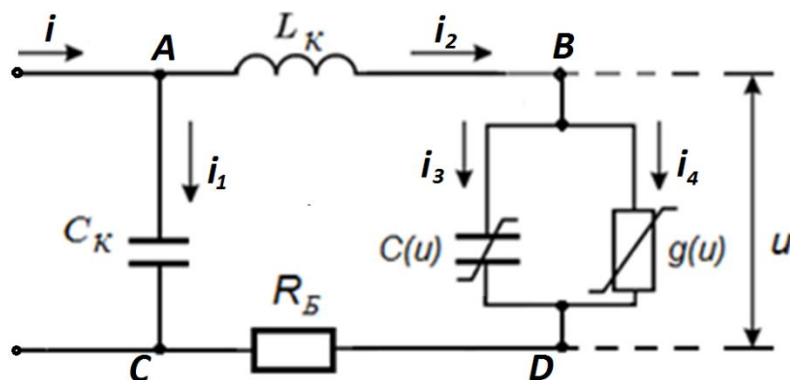


Рисунок 10 - Эквивалентная схема биконического нелинейного рассеивателя:  $g(u)$  – проводимость  $p$ - $n$  перехода  $g = 1/r_n$ ;  $r_n$  – сопротивление  $p$ - $n$  перехода;  $C(u)$  – емкость  $p$ - $n$  перехода;  $R_b$  – сопротивление базы, омического контакта и выводов диода;  $C_k$  – емкость корпуса диода;  $L_k$  – индуктивность выводов и контактной пружины, соединяющей кристалл с одним из выводов.

В данной работе в рамках обозначенной цели были рассмотрены различные полупроводниковые диоды: импульсные, туннельные и обращённые. Все рассмотренные диоды характеризуются двумя основными нелинейными параметрами – а именно: проводимостью  $g(u)$  и ёмкостью  $C(u)$ . Остальные представленные на эквивалентной схеме параметры диода не зависят от приложенного к нему напряжения. Их значения представлены в справочной литературе. Пригодные для практических целей функциональные зависимости нелинейных параметров от напряжения для различных диодов могут быть получены нижеописанным образом.

*Нелинейная проводимость импульсного диода* (на примере диодов Д311 и Д311А) может быть рассчитана на основе известного выражения для тока проводимости через идеальный  $p$ - $n$  переход [113]:

$$I_p(u) = I_0 \left( e^{\frac{u}{m\varphi_T}} - 1 \right), \quad (15)$$

где  $I_0$  – ток насыщения;  $\varphi_T$  – температурный потенциал  $m = 1,5 \div 2$  – поправочный коэффициент, учитывающий отклонение  $I(u)$  реального р-п перехода от уравнения Шокли ( $m$  зависит от материала полупроводника, технологии изготовления р-п перехода, уровня инжекции носителей тока и т.д. [113]).

При всех значениях  $u$  для кремниевых диодов  $m = 2$ ; для германиевых диодов  $m = 1$  при  $u < (6 \div 7)\varphi_T$  и  $m = 2$  при других значениях  $u$ ; для начального участка ВАХ, для точечных диодов  $m = 2$ , т.к. даже при небольших токах уровень инжекции оказывается значительным из-за малой площади перехода.

Ток насыщения  $I_0$  может быть рассчитан исходя из того же выражения (15) при условии известности хотя бы одной точки на ВАХ диода. Для диодов Д311 и Д311А в качестве такой точки может быть выбрана, например, точка ( $I_{1и} = 30\text{мА}$ ,  $u_{1и} = 0,4\text{В}$ ) для температуры  $T = 25^\circ\text{C}$  (16). Тогда:

$$I_0 = I_{1и} / (e^{\frac{u_{1и}}{m\varphi_T}} - 1). \quad (16)$$

Выражение для расчёта диффузионного тока  $I_p(u)$  примет вид (17):

$$I_p(u) = I_{1и} (e^{\frac{u}{m\varphi_T}} - 1) / (e^{\frac{u_{1и}}{m\varphi_T}} - 1), \quad (17)$$

а для диффузионной проводимости (18):

$$g_p(u) = \frac{dI_p(u)}{du} = \frac{I_0}{m\varphi_T} \exp\left(\frac{u}{m\varphi_T}\right) = g_0 e^{bu}, \quad (18)$$

где  $g_0 = \frac{I_{1и}}{\varphi_T} / (e^{\frac{u_{1и}}{m\varphi_T}} - 1)$  и  $b = \frac{1}{m\varphi_T}$ .

*Нелинейная проводимость туннельного диода* (на примере диодов ГИ103, 1И104Д) описывается несколько сложнее. Помимо тока проводимости в результирующий ток через переход вносит вклад туннельный ток [113]:

$$i_2(u) = I_p(u) + I_T(u). \quad (19)$$

Выражение для тока проводимости туннельных диодов может быть получено аналогично выражению для тока проводимости импульсных диодов, в качестве известной точки на ВАХ может быть выбрана точка ( $I_{1т}$ ,  $U_{3т}$ ), определяемая по данным справочной литературы [114]. Для туннельного тока в [115] отмечалась непригодность для практических целей выражений,

описывающих случай неравновесного распределения примесей в полупроводниках, ввиду их математической сложности. Для частного случая, предполагающего равенство плотности квантовых состояний в обеих зонах и малость изменений напряжения на переходе, зависимость туннельного тока от напряжения может быть записана следующим образом [115]:

$$I_T(u) = \frac{27}{4} I_{1T} \frac{qu}{\delta W} \left(1 - \frac{qu}{\delta W}\right)^2, \quad (20)$$

где  $I_{1T}$  соответствует максимуму туннельного тока, достигаемому при  $U_{1T} = \delta W/3q$  (рисунок 11),  $q$  – это элементарный заряд,  $\delta W$  – ширина области перекрытия зон (от дна зоны проводимости в n-полупроводнике до потолка валентной зоны в p-полупроводнике). Координаты максимума пика на вольт-амперной характеристике диода  $I_{1T}$  и  $U_{1T}$  зависят от технологии изготовления p-n перехода, от материала полупроводника и температуры.

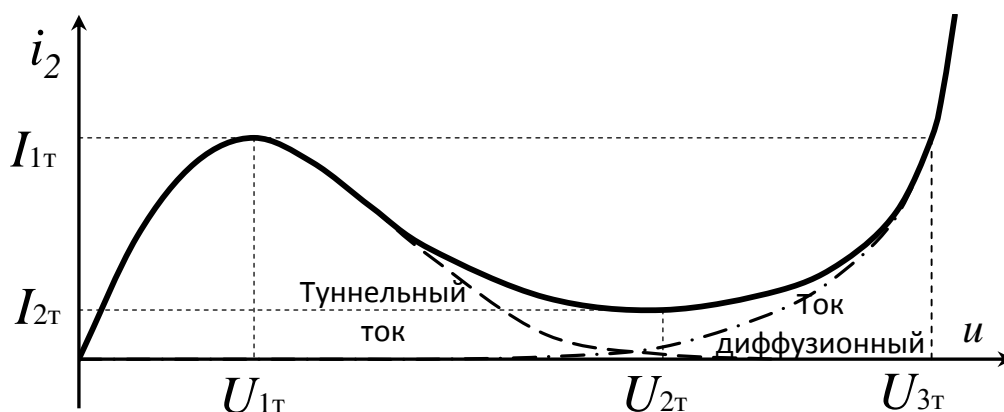


Рисунок 11 - Качественный вид прямой ветви вольт-амперной характеристики туннельного диода (сплошная линия). Туннельному току соответствует пунктирная линия, току проводимости – штрихпунктирная.

Введя для описания интервала энергий  $\delta W = \alpha_e kT$  коэффициент  $\alpha_e$ , зависящий от распределения примесей в переходе ( $\alpha_e = 1/3$  для плавного перехода и  $\alpha_e = 1/2$  для резкого перехода), выражение (20) может быть записано в виде:

$$I_T(u) = \frac{27}{4} I_{1T} \frac{u_d}{\alpha_e \varphi_T} \left(1 - \frac{u}{\alpha_e \varphi_T}\right)^2 = \frac{27}{4} I_{1T} \left(\frac{u}{\alpha_e \varphi_T} - \frac{2u^2}{(\alpha_e \varphi_T)^2} + \frac{u^3}{(\alpha_e \varphi_T)^3}\right), \quad (21)$$

т.е.  $I_T(u)$  представим в виде полинома:  $I_T(u) = a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3$ .

Соответственно проводимость туннельного участка вольт-амперной характеристики  $g_T$ : также может

$$g_T = \frac{dI_T}{du} = b_0 + b_1 u + b_2 u^2. \quad (22)$$

Для введённых коэффициентов справедливы выражения (23 - 25):

$$b_0 = a_1 = \frac{27}{4} \frac{I_{1T}}{\alpha_e \varphi_T}; \quad (23)$$

$$b_1 = 2a_2 = -\frac{27}{4} \frac{4I_{1T}}{(\alpha_e \varphi_T)^2}; \quad (24)$$

$$b_2 = 3a_3 = \frac{27}{4} \frac{3I_{1T}}{(\alpha_e \varphi_T)^3}. \quad (25)$$

Учитывая, что выражение (20) пригодно и для обратных смещений, нахождение данных коэффициентов позволяет получить удобное для вычислений выражение зависимости  $I_T(u)$  для всего диапазона рабочих напряжений. Исходя из (17), (19) и (21), обобщённое выражение для вычисления проводимости туннельного диода представимо в виде (26):

$$g(u) = \frac{g_0 e^{bu} (\sum_0^2 b_n u^n)}{g_0 e^{bu} + \sum_0^2 b_n u^n} \quad (26)$$

На рисунке 12 представлена полученная в результате указанных приближений вольт-амперная характеристика  $i_2(u)$ , которая согласуется со справочными данными.

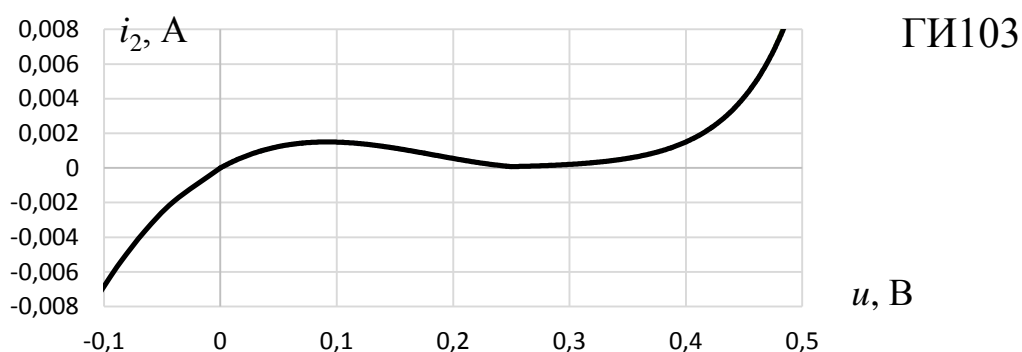


Рисунок 12 - Вольт-амперная характеристика импульсного диода ГИ103, построенная по аналитическим выражениям (15) и (21).

*Нелинейная проводимость обращённого диода* (на примере семейств диодов ГИ401, ГИ403, ГИ404) может быть описана аналогично случаю туннельного

диода, при условии того, что для прямой ветви ВАХ, представленной на рисунке 13, туннельный ток оказывается много меньше тока проводимости [116] и не превышает нескольких мкА.

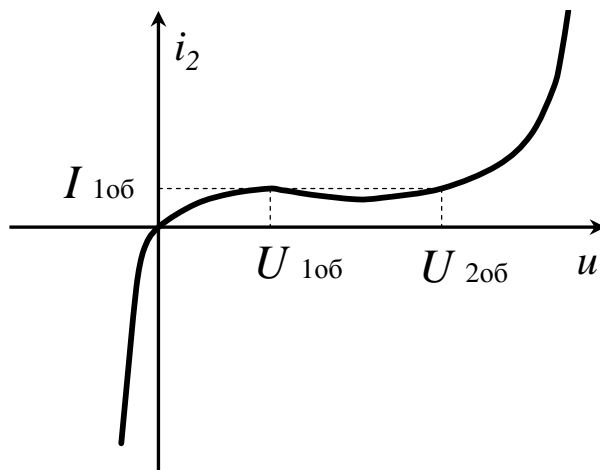


Рисунок 13 - Качественный вид ВАХ обращенного диода.

Зависимость тока проводимости  $I_p(u)$  от напряжения может быть аппроксимирована экспоненциальной функцией по аналогии с выражением (15). Для определения тока насыщения  $I_0$  может быть выбрана определяемая по данным справочной литературы точка  $(I_{10б}, U_{20б})$ .

Для обратной ветви ВАХ обращенного диода наиболее значимым является туннельный ток  $I_T(u)$ , который описывает выражение (20). Аналогичные проделанным выше рассуждения позволяют описать обратную ветвь ВАХ обращенного диода полиномиальной функцией (18).

Таким образом, проводимость ОД определяется выражением

$$\begin{cases} g(u) = g_0 e^{bu}, u > 0 \\ g(u) = \sum_0^2 b_n u^n, u \leq 0 \end{cases} \quad (27)$$

где  $g_0 = \frac{I_{10б}}{\varphi_T} / (e^{\frac{U_{20б}}{m\varphi_T}} - 1)$ ;  $b = \frac{1}{m\varphi_T}$ ;  $b_0 = \frac{27}{4} \frac{I_{10б}}{\alpha_e \varphi_T}$ ;  $b_1 = -\frac{27}{4} \frac{4I_{10б}}{(\alpha_e \varphi_T)^2}$ ;

$$b_2 = \frac{27}{4} \frac{3I_{10б}}{(\alpha_e \varphi_T)^3}.$$

В результате расчёта коэффициентов аппроксимации функции ВАХ для всех рассмотренных типов диодов были получены численные значения, представленные в таблице 1.

Таблица 1 - Коэффициенты аппроксимации функций проводимости диодов

Тип диода	$b_0$	$b_1$	$b_2$	$g_0$	$b$
Обращённые диоды					
ГИ401	0.0086	0.303	5.092	4.7006E-09	39.21569
ГИ403	0.0143	0.694	14.964	3.0037E-09	39.21569
ГИ404	0.0098	0.0782	8.7264	8.5819E-09	39.21569
Туннельные диоды					
ГИ103	0.0368	-0.5356	1.4607	1E-5	20
1И104Д	0,0405	-0,648	1,944	4E-6	20
Импульсные диоды					
Д311	0,999	1,5	3,42	7,7E-5	19,6

*Нелинейная ёмкость импульсного диода* (на примере диодов Д311 и Д311А) определяется двумя параметрами: барьерной  $C_B$  и диффузионной  $C_D$  ёмкостями. В зависимости от знака напряжения, поданного на диод, преобладает одна из указанных ёмкостей. Так, при  $u \leq 0$  преобладает барьерная ёмкость  $C_b \gg C_d$ . Барьерная ёмкость  $C_b$  [113] может быть аппроксимирована полиномиальной функцией  $f(u)$  (28):

$$C_b = C_0 \left(1 - \frac{u}{\Delta\varphi_k}\right)^{\alpha_e} = C_0 f(u), \quad (28)$$

где  $\Delta\varphi_k$  – контактная разность потенциалов,  $C_0$  – величина ёмкости при напряжении равно нулю (справочная величина). Функция  $f(u)$  может задаваться, как теоретической зависимостью [113], соответствующей закону распределения примесей в пределах р-п перехода, так и экспериментально – по замеренным точкам  $C(u)$ . При такой аппроксимации выражение для барьерной ёмкости может быть записано в виде [95]:

$$C_b = C_0 \sum_{n=0}^N \beta_n u^n. \quad (29)$$

Дифференциальная диффузионная ёмкость является функцией прямого тока, а барьерная ёмкость является функцией обратного напряжения. Во втором случае (при  $u > 0$ ) диффузионная ёмкость оказывается много больше барьерной

ёмкости  $C_d \gg C_b$ . Согласно [113], выражение для дифференциальной диффузионной ёмкости таково:

$$C_d = \frac{d(\Delta Q)}{dt} = \frac{\tau}{r_d} \left( 1 - \operatorname{sech} \frac{w_b}{L_d} \right) = \frac{I\tau}{\varphi_T} \left( 1 - \operatorname{sech} \frac{w_b}{L_d} \right), \quad (30)$$

где  $w_b$  – толщина базы;  $L_d$  – средняя длина диффузии;  $I$  – величина переменного тока;  $r_d$  – сопротивление диода переменному току;  $\tau$  – время жизни инжектированных неравновесных носителей;  $\varphi_T$  – температурный потенциал.

Для толстой базы, когда  $w_b \gg L_d$  и  $\operatorname{sech}(w_b / L_d) \approx 0$ , диффузионная ёмкость может быть оценена следующим образом (31):

$$C_d \approx \frac{\tau}{r_d} \approx \frac{I\tau}{\varphi_T} \quad (31)$$

Для тонкой базы, когда  $w_b < L_d$  и  $\operatorname{sech}(w_b / L_d) \approx (1 - 0,5 \cdot (w_b / L_d)^2)$ :

$$C_d \approx \frac{t_D}{r_d} \approx \frac{It_D}{\varphi_T} \quad (32)$$

Здесь  $t_D$  – среднее время диффузии, т. е. среднее время пролета носителем через тонкую базу при диффузионном механизме движения.

Учитывая, что проводимость  $g(u) = 1/r_d$ , и введя обозначение  $\theta_d = \tau$  – для толстой базы и  $\theta_d = t_D$  – для тонкой базы, может быть получено общее выражение для диффузионной ёмкости:

$$C_d = g(u)\theta_d, \quad (33)$$

где  $\theta_d = \tau$  – для толстой базы и  $\theta_d = t_D$  – для тонкой базы.

### Выводы 1.3:

1. Показано, что определение характеристик формируемого пассивными нелинейными рассеивателями поля может быть выполнено на основе процессной модели нелинейного рассеивателя, его эквивалентной радиотехнической схемы и математической модели с использованием моделирующих программно-вычислительных комплексов.



2. При этом, сопротивление рассеивающей части представляется, в общем случае, реактивным, что позволяет учесть вопросы согласования рассеивающей части с нелинейностью.

3. Учёт вопросов согласования рассеивающей части с нелинейностью позволяет построить модели адекватные нелинейным рассеивателям, способным функционировать в широкой полосе частот.

4. На основе эквивалентной схемы полупроводникового диода найдены функции аппроксимации нелинейных характеристик (ёмкости и проводимости) для различных импульсных, туннельных и обращённых полупроводниковых диодов.

#### **1.4 Методика определения уровня поля нелинейной помехи, переизлучаемой в произвольном направлении**

В рамках задачи изучения помехового влияния нелинейных рассеивателей на сторонние РЭС первичный интерес представляет не сама АХ НР, а оценка уровня поля нелинейной помехи в месте расположения РЭС, на которое оказывается помеховое воздействие. Для осуществления подобной оценки необходимо обладать информацией о параметрах облучающего колебания, о взаимном расположении источника облучающего поля и НР (расстояние между ними, относительная ориентация), об условиях распространения сигнала между источником СН и НР. Также необходимо обладать аналогичной информацией для НР и РЭС, на которое оказывается помеховое воздействие, в свете распространения помехового РС. Кроме того, необходимо знать параметры самого НР: его АХ, коэффициент усиления на частоте СН, нормированную диаграмму направленности рассеивающей части НР на частоте РС.

С использованием указанных исходных данных методика определения уровня поля нелинейной помехи, переизлучаемой в произвольном направлении может быть сформулирована следующим образом.

1. На первом этапе методики с использованием выражения, основанного на формуле Введенского (без учёта диэлектрических свойств подстилающей поверхности и влияния сторонних предметов) определяется плотность потока мощности СН, облучающего НР:

$$P_{\text{СН}}[\text{Вт}/\text{м}^2] = \frac{12,61 \cdot G_{\text{изл}} \cdot H_{\text{изл}}^2[\text{м}] \cdot H_{\text{НР}}^2[\text{м}] \cdot P_{\text{изл}}[\text{Вт}]}{R_{\text{изл}}^4[\text{м}] \cdot \lambda_{\text{СН}}^2[\text{м}]}, \quad (34)$$

где  $G_{\text{изл}}$  – коэффициент усиления антенны источника СН,  $R_{\text{изл}}$  – расстояние от источника СН до НР,  $P_{\text{изл}}$  – мощность излучаемого сигнала,  $\lambda_{\text{СН}}$  – длина волны СН,  $H_{\text{изл}}$  и  $H_{\text{НР}}$  – высоты над подстилающей поверхностью, на которых размещены антенна источника СН и НР, соответственно.

2. На втором этапе выполняется формирование эквивалентной схемы НР и вычисляются параметры рассеивающей части на частотах СН и РС:  $Z_A(\omega_{\text{СН}})$ ,  $S_{\text{СН}}(\omega_{\text{СН}}, \alpha_{\text{СН}}, \beta_{\text{СН}}, \theta_{\text{СН}})$  и  $Z_A(\omega_{\text{РС}})$ ,  $G_{\text{НР}}(\omega_{\text{РС}}, \alpha_{\text{РС}}, \beta_{\text{РС}}, \theta_{\text{РС}})$ , а так же формируется эквивалентная схема нелинейного элемента.
3. На третьем этапе эквивалентная схема описывается математически. Для нее составляется система уравнений Кирхгофа, которая затем приводятся к приемлемому для загрузки в программный моделирующий комплекс виду.
4. На четвёртом этапе, по зависимости (6) определяется ЭДС  $\mathcal{E}_{\text{СН}}(P_{\text{СН}})$  исходя из того, что значения  $P_{\text{СН}}$  считаются заданными. Для этих значений ЭДС с использованием программно-моделирующего комплекса вычисляются значения импеданса нелинейного элемента на частоте СН  $Z_{\text{НЭ}}(\mathcal{E}_{\text{СН}})$ .
5. На пятом этапе для определенных значений ЭДС с использованием полученных в результате программного расчёта значений  $i_{\text{НР}}(\mathcal{E}_{\text{СН}})$  определяется плотность потока мощности РС на расстоянии 1 метр от рассеивателя  $P_{\text{РС}}(\mathcal{E}_{\text{СН}}) \Big|_{R=1\text{м}}$ , согласно выражению (10).

6. На шестом этапе определяется искомая зависимость  $P_{PC}(\omega_{PC}) \Big|_{R_{пом}} = P_{CH}(\omega_{CH})$ , с использованием определяемой по формуле Введенского зависимости:

$$P_{PC}(\omega_{PC}) \Big|_{R_{пом}} = \frac{12,61 \cdot (4\pi) \cdot P_{PC}(\varepsilon_{CH}) \Big|_{R=1м} \cdot G_{PC}(\omega_{PC}, \alpha_{PC}, \beta_{PC}, \theta_{PC}) \cdot H_{НР}^2 \cdot H_{РЭС}^2}{R_{пом}^4 \cdot \lambda_{PC}^2}, \quad (35)$$

где  $G_{PC}$  – коэффициент усиления рассеивающей части НР на частоте СН в направлении на РЭС, на которое оказывается помеховое воздействие,  $H_{РЭС}$  – высота над подстилающей поверхностью, на которой размещено данное РЭС,  $R_{пом}$  – расстояние от источника НР до РЭС,  $\lambda_{PC}$  – длина волны РС. Единицы измерения величин соответствуют аналогичным единицам измерения в выражении (34).

Предложенная методика определения уровня поля нелинейной помехи, переизлучаемой в произвольном направлении включает в себя известную методику расчёта амплитудной характеристики. Также данная методика может быть применима и в тех случаях, когда АХ НР уже определена, например, экспериментально. В этом случае, необходимость в этапах 3, 4 и 5 отпадает. Далее, в качестве примера применения данной методики для НР со снятой экспериментально АХ представлена оценка помехового влияния РС от некоторой известной конструкции НР.

Поскольку данная работа посвящена изучению нелинейных помех от пассивных НР, то вызывает интерес оценка нижнего уровня интенсивности СН, при котором помеховое воздействие РС на близлежащие устройства окажется «ощутимым», т.е. интенсивность РС окажется выше некоторого значения, например, среднего уровня шумов. Подобные оценки уровня интенсивности были выполнены в [34]. Так как речи идёт о произвольном пассивном НР, то целесообразно рассмотреть НР с высоким коэффициентом преобразования мощности СН в мощность РС, что характерно, например, для специально синтезированных НР, в частности, для параметрических рассеивателей [23], [117], [95] или для полосковых мостовых рассеивателей [118] [119]. При гармоническом

СН параметрические НР формируют наиболее энергичные нелинейные продукты на частоте, равной половине частоты СН:  $f_{PC} = f_{CH}/2$ . Поэтому далее в данном подразделе под РС будет пониматься его самая энергичная спектральная составляющая – субгармоника.

Оценка нижнего уровня СН позволяет приблизиться к ответу на вопрос: «Какова наибольшая дальность размещения источника электромагнитного излучения заданной мощности от произвольного пассивного НР, при которой рассеиваемое последним поле на частотах нелинейных продуктов окажет «ощутимое» помеховое воздействие на близлежащую аппаратуру?». Ответ на данный вопрос предполагает учёт искажения и затухания, излучённого источником СН и его переотражений на пути распространения от источника до НР, что может быть сделано только для конкретных частных случаев. Кроме того, задача распространения относится к радиолокационным задачам и выходит за рамки данного исследования. Поэтому, для оценочного ответа на указанный выше вопрос был рассмотрен «идеальный» случай, предполагающий распространение над ровной подстилающей поверхностью, а дальность рассчитывалась по формуле Введенского (без учёта диэлектрических свойств подстилающей поверхности и влияния сторонних предметов). В ходе расчётов направленные свойства НР не учитывались, т.к. априори неизвестно взаимное расположение/ориентация НР и устройства, для функционирования которого РС выступает в качестве помехи.

Чтобы произвести оценку необходимо учесть амплитудную характеристику НР (зависимость плотности потока мощности РС  $P_{PC}$  на расстоянии 1 метр от НР от плотности потока мощности падающего на НР СН  $P_{CH}$ ). Характеристика представленная на рисунке 14 на была экспериментально снята авторами [24]. Она демонстрирует, что возникновение и исчезновение генерации РС для рассмотренного НР происходит скачкообразно, т.е. существуют два ненулевых значения плотности потока мощности облучающего НР СН ( $P_{T1}$  и  $P_{T2}$ ), ограничивающих диапазон, только в пределах которого возможна генерация РС.

В пределах данного диапазона амплитудная характеристика имеет вид гладкой непрерывной кривой и изменяется слабо.

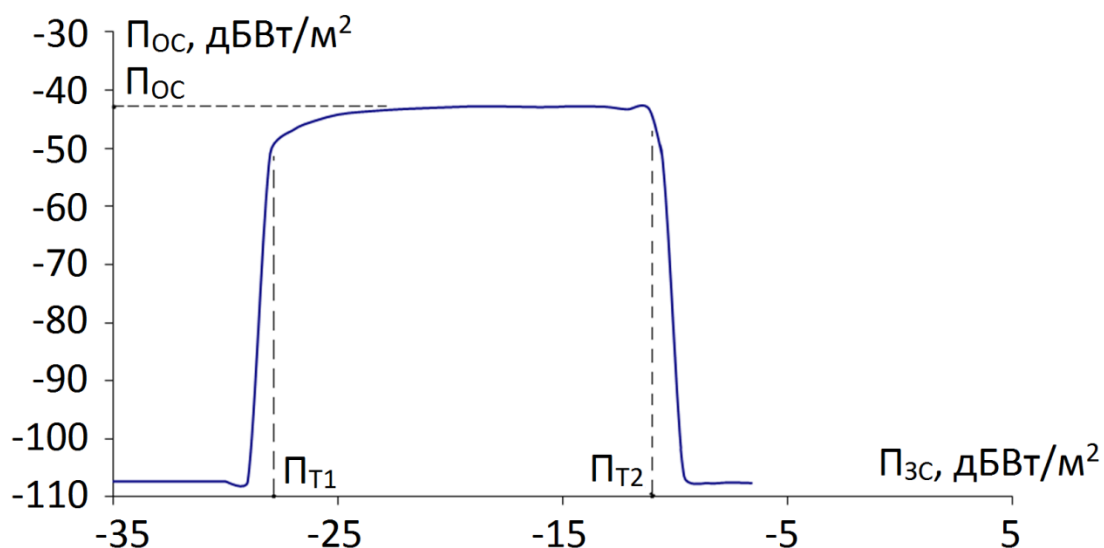


Рисунок 14 - Амплитудная характеристика ПР.  $f_{\text{СН}}=600$  МГц;  $f_{\text{РС}}=300$  МГц.

Столбообразный вид амплитудной характеристики позволяет в рамках оценочных расчётов считать интенсивность РС постоянной в том случае, когда интенсивность СН оказывается в рабочем диапазоне генерации (от  $P_{\text{Т1}}$  до  $P_{\text{Т2}}$ ), и пренебрежимо малой в противном случае. Таким образом, поставленная задача оценки, в результате рассмотрения амплитудной характеристики выбранного НР, разделилась на две составляющие. Во-первых, требуется рассчитать на каком же максимальном удалении  $R_{\text{изл}}$  от выбранного НР источник гармонического сигнала заданной мощности  $P_{\text{Т1}}$ , при распространении СН в указанных выше «идеальных» условиях, способен навести на НР поле достаточной для возбуждения генерации субгармонической помехи интенсивности ( $P_{\text{Т1}}$ ). Во-вторых, оценить расстояние  $R_{\text{пом}}$ , находясь на котором, сторонняя аппаратура будет подвержена «ощутимому» помеховому воздействию РС, т.е., фактически, определить зависимость между расстоянием  $R_{\text{пом}}$  и плотностью потока мощности помехового РС  $P_{\text{РС}}$  на этом расстоянии от НР.

Приблизительно взаимосвязи между  $P_{\text{Т1}}$  и  $R_{\text{изл}}$  могут быть оценены при помощи формулы (34), из которой, путём подстановки значения  $P_{\text{СН}} = P_{\text{Т1}}$ , может быть найдено значение излучённой источником СН мощности  $P_{\text{изл}} = P_{\text{Т1}}$ .

Для НР, исследованного в [24], генерация происходит в диапазоне плотностей потока мощности волны СН (в месте расположения НР) от  $P_{T1} = 0,0012 \text{ Вт/м}^2$  до  $P_{T2} = 0,0794 \text{ Вт/м}^2$ . Подстановка первого значения в представленную выше формулу позволяет построить диаграммы зависимостей  $P_{T1}$  ( $R_{\text{изл}}$ ) для различных значений высот размещения антенны источника СН и НР, представленные в [34] (рисунок 15).

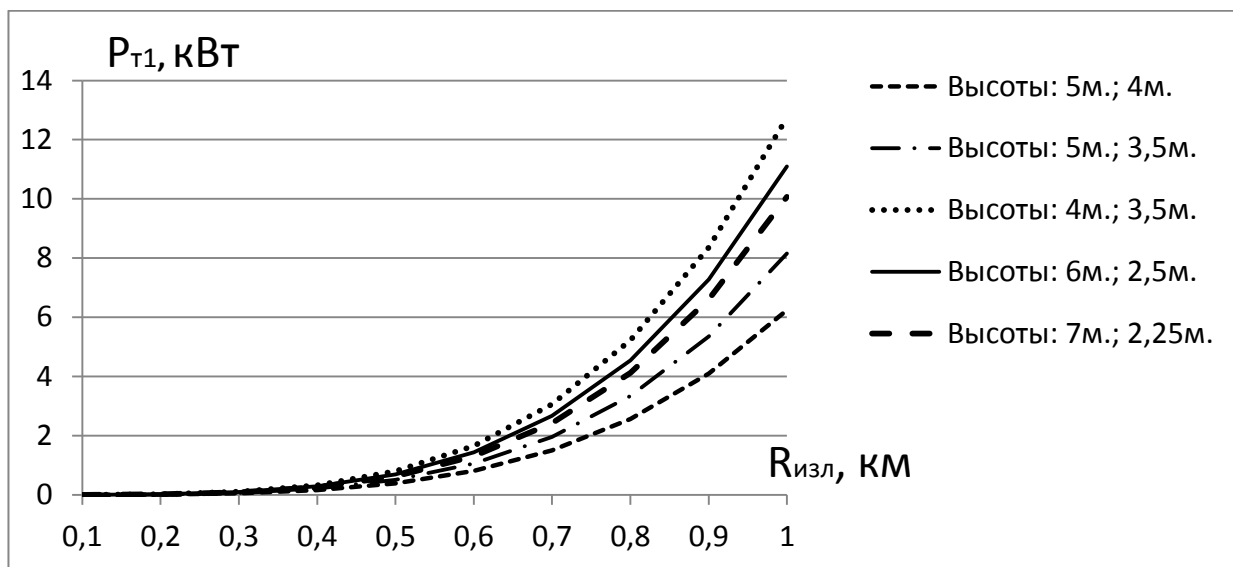


Рисунок 15 - Зависимость мощности излучаемого СН, необходимой для возбуждения НР от расстояния  $R_{\text{изл}}$  между НР и антенной источника СН для различных высот расположения антенн  $H_{\text{изл}}$  и  $H_{\text{НР}}$  (большее значение – высота антенны УЗ  $H_{\text{изл}}$ ); коэффициент усиления антенны СН  $G = 10$ .

Из представленных результатов расчётов видно, что при мощности излучаемого сигнала в несколько кВт дальность возбуждения генерации субгармонической помехи НР составляет несколько сотен метров.

То же самое выражение позволяет оценить и плотность потока мощности помехового РС  $P_{\text{РС}}$  представленную на рисунке 16. Полученные результаты говорят о том, что плотность потока мощности РС в, например,  $P_{\text{РС}} = -50 \text{ дБ} \cdot \text{Вт/м}^2$  (что может считаться «ощутимым» уровнем помехи) может достигать на дальности в пятьдесят и более метров.

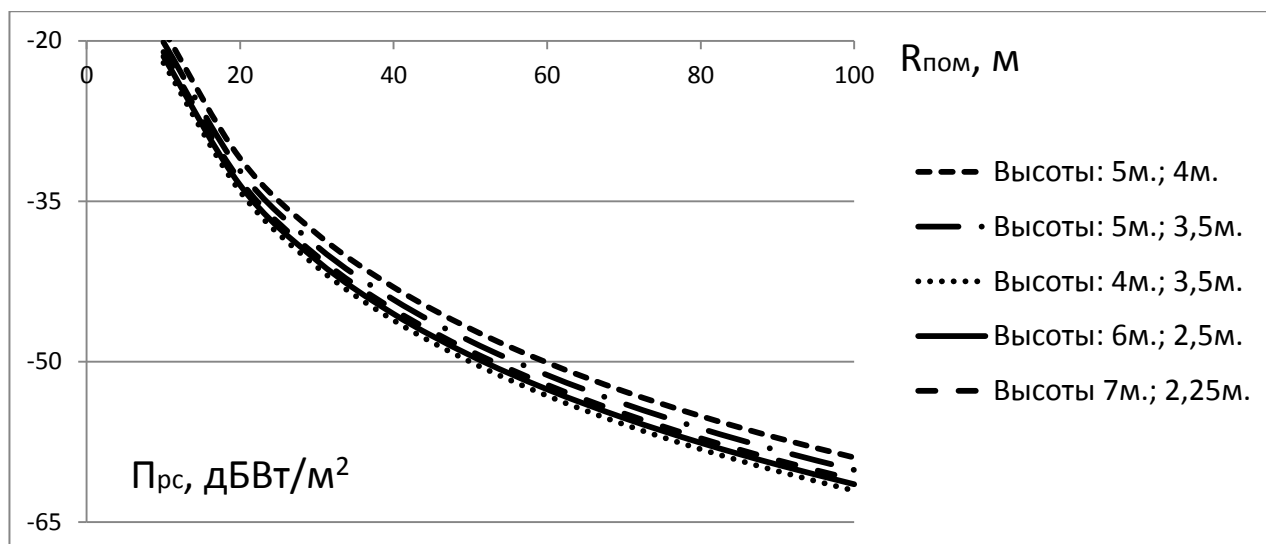


Рисунок 16 - Величина плотности потока мощности помехового РС  $P_{рс}$  на расстоянии  $R_{пом}$  от НР.

*Вывод раздела 1.4:*

1. Разработана методика определения уровня поля нелинейной помехи, переизлучаемой в произвольном направлении
2. Показана необходимость учёта помехового влияния, рассеянного пассивными нелинейными рассеивателями поля на частотах нелинейных продуктов на радиоприёмную аппаратуру, находящуюся как в непосредственной близости от рассеивателя, так и на некотором удалении от последнего.

**Выводы первого раздела:**

1. Наименее разработанным направлением исследования свойств рассеяния нелинейных объектов является изучение их помехового воздействия на близлежащую радиоэлектронную аппаратуру. В рамках данного направления изучение свойств рассеяния целесообразно осуществлять экспериментальными методами (для конкретных НР) и путём создания обобщённых численных моделей источников нелинейных помех.

2. Экспериментальные исследования свойств рассеяния объектов, способных формировать нелинейные помехи целесообразно проводить на специальных измерительных стендах, позволяющих принимать рассеянный сигнал не только в направлении, обратном направлению облучения (или близком к нему), но и в любом другом, что обусловлено неопределённостью возможного расположения аппаратуры, на которое оказывается помеховое воздействие со стороны изучаемого объекта.

3. На сегодняшний день не разработаны модели, которые могут выступать в качестве моделей источников нелинейных помех и позволять учесть следующие особенности задачи:

- формирование рассеянного поля в широкой полосе частот;
- произвольные габариты рассеивающей части нелинейного рассеивателя (в том числе, превышающие длину волны рассеиваемого колебания);
- рассогласование рассеивающей части и нелинейной нагрузки;
- изучение свойств рассеянного поля не только в направлении, противоположном направлению облучения (или близком к нему).

4. Отсутствие учёта рассогласования между рассеивающей частью и нелинейным элементом нелинейного рассеивателя приводит к тому, что существующие модели описывают лишь частные случаи, предполагающие идеальное согласование, а экспериментальная проверка проводится лишь для случаев, наиболее близких к идеальным. В условиях подобного упрощения оказывается невозможным описание поведения нелинейного рассеивателя в широкой полосе частот.

5. Существующие математические модели нелинейных рассеивателей, используемые для аналитического определения рассеиваемого поля, описывают нелинейные рассеиватели с точки зрения их способности обогащать спектр рассеянного колебания, при этом не рассматриваются в комплексе следующие процессы:



- возбуждение токов наводки в некоторой линейной структуре, выступающей в роли рассеивающей части нелинейного рассеивателя (вопросы приёма нелинейным рассеивателем облучающего колебания);
- канализация сигналов между линейной частью и сосредоточенным нелинейным элементом (вопросы согласования);
- искажение токов на нелинейном элементе;
- формирование поля рассеянного сигнала линейной структурой (вопросы излучения на частотах нелинейных продуктов).

Единственным исключением является процессная модель нелинейного рассеивателя, однако, эта модель разрабатывалась для задач синтеза нелинейных рассеивателей, и она требует дальнейшего развития для обеспечения применимости в рамках задачи исследования источников нелинейных помех.

6. Аналитическим путём обоснована возможность применения известной методики построения амплитудных характеристик нелинейных рассеивателей, разработанной по процессной модели нелинейного рассеивателя, для описания амплитудно-частотных, пространственных и фазовых свойств нелинейных рассеивателей. Доработанная методика, позволяет моделировать результаты НР от излучателя, нагруженного на нелинейный элемент с известными характеристиками, при этом:

- импеданс излучателя характеризуется частотнозависимыми активной и реактивной составляющими;
- нагрузка характеризуется вольт-амперной и вольт-фарадной характеристиками;
- учитывается согласование рассеивающей и нелинейной частей.

7. Получены аналитические выражения, позволяющие провести аппроксимацию нелинейных характеристик импульсных, туннельных и обращённых полупроводниковых диодов, применимую для выполнения численного моделирования.

*8. Разработана методика определения уровня поля нелинейной помехи, переизлучаемой нелинейным рассеивателем в произвольном направлении. Расчётным путём показана необходимость учёта помехового влияния рассеянного пассивными нелинейными рассеивателями поля на частотах нелинейных продуктов на радиоприёмную аппаратуру, находящуюся как в непосредственной близости от рассеивателя, так и на некотором удалении от последнего.*

## **2 МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПОМЕХОВОГО НЕЛИНЕЙНОГО РАССИВАТЕЛЯ В ВИДЕ БИКОНИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, НАГРУЖЕННОГО НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДИОД**

Описанный в данном подразделе подход позволяет путём численного моделирования определять амплитудные характеристики биконического излучателя с нелинейной нагрузкой. Представленные в разделе оригинальные результаты для нагрузки в виде полупроводникового диода опубликованы в [121].

### **2.1 Математическая модель широкополосного нелинейного рассеивателя**

Биконическая антенна является широко известным и детально исследованным объектом [120]. Параметры такой антенны представлены в научной и справочной литературе. Отличительной особенностью биконической антенны является постоянство сопротивления излучения в пределах 20÷600 Ом, которое зависит от угла конуса и носит резистивный характер в широком частотном диапазоне [120]. Данное свойство биконической антенны обуславливает её широкое использование в качестве эталонных и измерительных антенн [120], а так же модели цели нелинейной радиолокации [28].

Основной задачей в рамках рассмотрения данной конструкции НР является задача определения амплитудной характеристики [121]. Решение данной задачи будет основываться на изложенной в предыдущем разделе методике. При анализе задачи такие параметры антенны, как импеданс  $Z_A = Z_A(\omega_{СН}) = Z_A(\omega_{НП})$ , эффективная площадь  $S_{СН}(\omega_{СН}, \alpha_{СН}, \beta_{СН}, \theta_{СН})$  и коэффициент усиления  $G_{НП}(\omega_{НП}, \alpha_{НП}, \beta_{НП}, \theta_{НП})$  могут считаться известными, соответственно первый и пятый процессы феноменологической модели могут быть опущены.

Вторым этапом описанной методики предполагается построение

эквивалентной схемы. Эквивалентная схема БНР, описанная в [28], предполагает представление антенной части НР в виде ЭДС  $\mathcal{E}$  с внутренним активным сопротивлением  $R_a$  и нелинейной части (полупроводникового диода) – в виде эквивалентной схемы (рисунок 17), содержащей нелинейные ёмкость  $C(u)$  и проводимость  $g(u)$ .

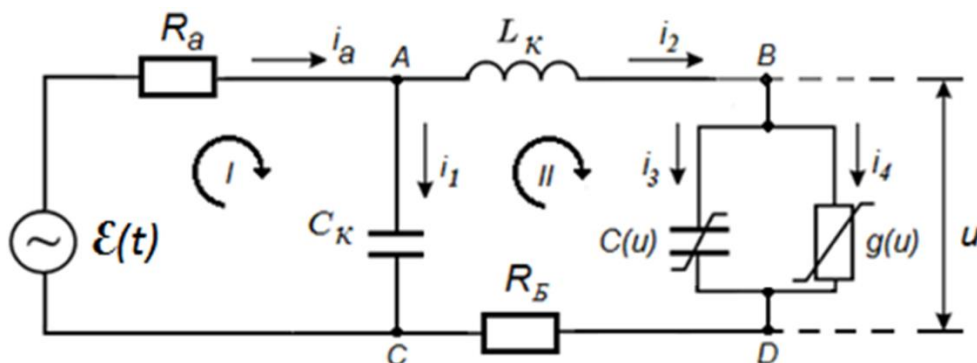


Рисунок 17 - Эквивалентная схема биконического нелинейного рассеивателя.

Для перехода к последующим этапам методики, предполагающим вычисление зависимостей (8), (11), (12), на основе анализа эквивалентной схемы БНР составляется система уравнений Кирхгофа для независимых контуров I и II, узлов токов A и B, а также уравнения для межузловых ветвей схемы AC и BD (рисунок 17):

$$\text{I: } \mathcal{E} = i_a R_a + u_{AC}; \quad (36)$$

$$\text{II: } u_{AC} = L_k \frac{di_2}{dt} + i_2 R_b + u; \quad (37)$$

$$\text{A: } i_a = i_2 + i_1; \quad (38)$$

$$\text{AC: } i_1 = C_k \frac{du_{AC}}{dt}; \quad (39)$$

$$\text{B: } i_2 = i_3 + i_4; \quad (40)$$

$$\text{BD: } i_4 = gu; \quad i_3 = \frac{d(Cu)}{du} \frac{du}{dt}, \quad (41)$$

где  $u_{AC} = u_d$  – напряжение, приложенное к выводам диода;  $u$  – напряжение на p-n переходе.

В качестве определяющих функций целесообразно выбрать токи, протекающие через антенну и p-n переход,  $i_a$ ,  $i_2$  и напряжения  $u_{AC}$ ,  $u$ . В этом случае система уравнений (36) ÷ (41) преобразуются в систему 4-х

дифференциальных уравнений представляющую собой математическую модель БНР:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{C_k R_a} (i_2 - i_a) + \frac{1}{R_a} \frac{d\varepsilon}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_k} (\varepsilon - i_a R_a - i_2 R_B - u) \\ \frac{du_d}{dt} = \frac{1}{C_k} (i_a - i_2) \\ \frac{du}{dt} = \frac{i_2 - g(u)}{\frac{d(Cu)}{du}} \end{array} \right. \quad (42)$$

Нелинейные элементы эквивалентной схемы диода описываются функциями  $g(u)$  и  $C(u)$ , аппроксимация которых представлена в предыдущем разделе. Дальнейший анализ эквивалентной схемы необходимо проводить применительно к конкретным видам диодов. Формулы (18), (22) и (27) могут быть использованы для нахождения нелинейной проводимости  $g(u)$  рассмотренных выше типов диодов.

*Вывод 2.1:*

*Получена общая математическая модель (система однородных дифференциальных уравнений) широкополосного источника нелинейных помех, рассеивающая часть которого характеризуется активным входным сопротивлением, а нелинейная часть, представленная в виде импульсного диода, – заданными нелинейной ёмкостью и проводимостью.*

## **2.2 Результаты моделирования свойств биконического нелинейного рассеивателя с нелинейной частью в виде импульсного диода**

Для БНР с нелинейной частью в виде импульсного диода полиномиальная запись выражения для  $C(u)$  при  $u \leq 0$  (29) позволяет подойти к вычислению производной  $\frac{d(Cu)}{du}$ , входящей в состав выражения (40):

$$\frac{d(Cu)}{du} = C_0 \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n u^n, \quad (43)$$

Для случая  $u > 0$  производная  $\frac{d(Cu)}{du}$  вычисляется по выражению для диффузионной емкости (33):

$$\frac{d(Cu)}{du} = \frac{d(gu)}{du} \theta = \left( g + u \frac{dg}{du} \right) \theta = (1 + bu)g\theta, \quad (44)$$

Тогда производная  $du/dt$  в системе (42) представима в виде:

$$\frac{du}{dt} = \begin{cases} \frac{(i_2 - gu)}{(1 + bu)g\theta}, & \text{при } u > 0 \\ \frac{(i_2 - gu)}{C_0 \sum_{n=0}^N (n+1)\beta_n u^n}, & \text{при } u < 0 \end{cases}. \quad (45)$$

С использованием ступенчатой функции  $Sign x$ , модель (42) окончательно представима в виде (46):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{C_k R_a} (i_2 - i_a) + \frac{1}{R_a} \frac{d\varepsilon}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_k} (\varepsilon - i_a R_a - i_2 R_b - u) \\ \frac{du_d}{dt} = \frac{1}{C_k} (i_a - i_2) \\ \frac{du}{dt} = 0.5(1 + sign u) \frac{i_2 - gu}{(1 + bu)g\theta} + 0.5(1 - sign u) \frac{i_2 - gu}{C_0 \sum_{n=0}^N (n+1)\beta_n u^n} \end{array} \right. \quad (46)$$

Полученная система (46) содержит дифференциальные уравнения исключительно первого порядка и может быть использована для постановки численных экспериментов. В данной работе для этих целей использовался программный моделирующий комплекс для выполнения модельных экспериментов LabVIEW [122], [123].

Численные эксперименты проводились для БНР с нелинейной частью в виде импульсного диода Д311 (параметры:  $\theta = 0,1$  мкс;  $L_k = 0,01$  мкГн;  $R_b = 40$  Ом;  $C_k = 0,3$  пФ) и различных видов входного воздействия. В результате проведенных численных экспериментов, с учётом согласования импедансов рассеивающей части БНР и его нелинейной нагрузки, в соответствии с приведенной выше методикой были определены:

- зависимость сопротивления нелинейного элемента на частоте СН от ЭДС, создаваемой антенной;
- зависимость токов на частотах нелинейных продуктов от ЭДС.

Для случая воздействия на БНР монохроматического СН частоты  $f = 400$  МГц были определены зависимости сопротивления нелинейного элемента на частоте  $f$  от наводимой в антенне ЭДС (рисунок 18, рисунок 19).

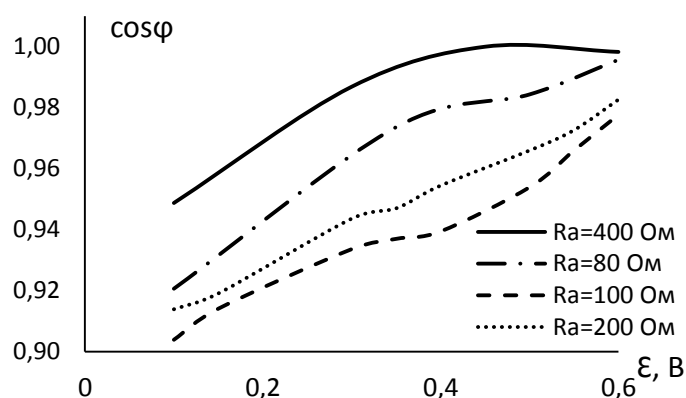
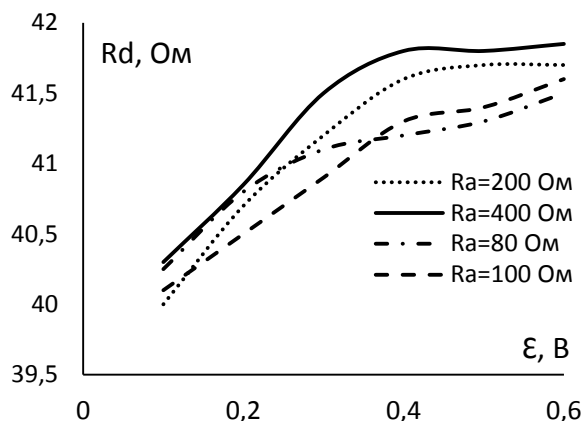


Рисунок 18 - Зависимость модуля импеданса сопротивления нелинейного элемента от ЭДС, создаваемой антенной. Рисунок 19 - Зависимость  $\text{Cos } \varphi$  импеданса сопротивления нелинейного элемента от ЭДС, создаваемой антенной.

Для случая воздействия на БНР двух гармонических сигналов с частотами  $f_1 = 400$  МГц и  $f_2 = 250$  МГц также были определены зависимости сопротивления нелинейного элемента на частоте  $f_1$  от наводимой в антенне ЭДС (рисунок 20, рисунок 21).

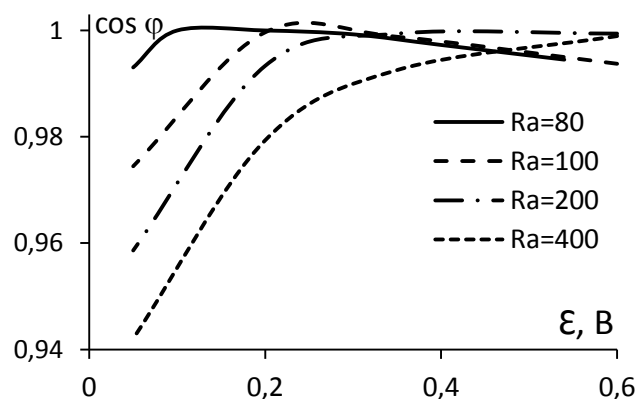
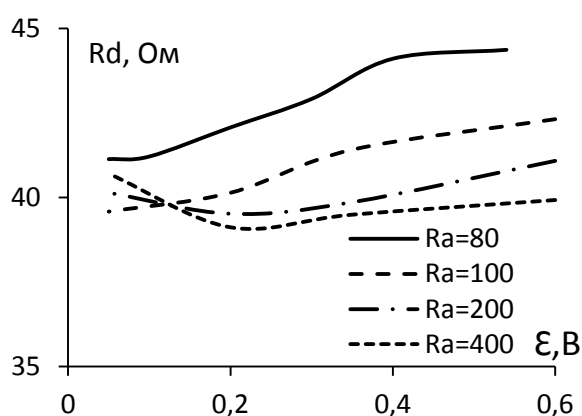


Рисунок 20 - Зависимость модуля импеданса сопротивления нелинейного элемента от ЭДС, создаваемой антенной. Рисунок 21 - Зависимость  $\text{Cos } \varphi$  импеданса сопротивления нелинейного элемента от ЭДС, создаваемой антенной.

Из полученных результатов следует, что сопротивление нелинейного элемента на частоте СН достаточно стабильно и близко к значению сопротивления базы при различных уровнях ЭДС, начиная с уровня ЭДС  $\varepsilon = 0,2$  В его можно считать чисто активным. Соответственно, лучшие характеристики нелинейного рассеяния следует ожидать при значении сопротивления биконической антенны 40-45 Ом.

Нелинейный характер зависимости ЭДС от плотности потока падающей волны СН отражает рисунок 22.

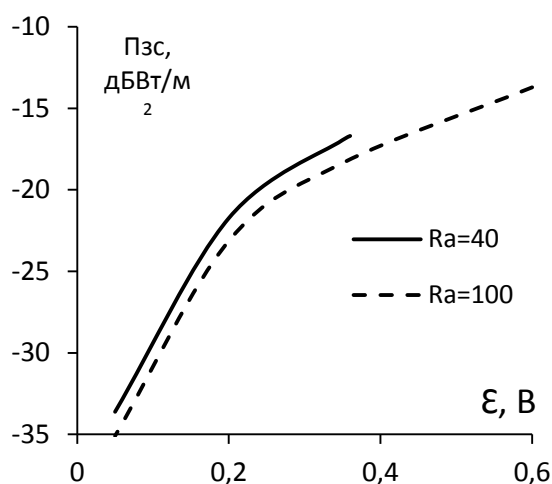


Рисунок 22 - Зависимость, связывающая величину ЭДС и плотность потока мощности падающей волны сигнала накачки.

В соответствии с представленной выше методикой путём численного моделирования были определены зависимости токов нелинейных продуктов от ЭДС (7), что позволило рассчитать амплитудные характеристики (13), (14) для случаев воздействия на БНР одночастотного  $f = 400$  МГц и двухчастотного  $f_1 = 400$  МГц и  $f_2 = 250$  МГц сигналов (рисунок 23 - рисунок 26). Для случая двухчастотного воздействия в качестве ОС также были рассмотрены сигналы второго порядка на частотах  $2 \cdot f_1 = 800$  МГц,  $2 \cdot f_2 = 500$  МГц,  $f_1 + f_2 = 650$  МГц и  $f_1 - f_2 = 250$  МГц. Плотности потока мощностей волн СН на частотах  $f_1$  и  $f_2$  считались равными  $P_{СН}(f_1) = P_{СН}(f_2)$ . Амплитудные характеристики рассчитывались для различных значений антенного сопротивления  $R_a$ .



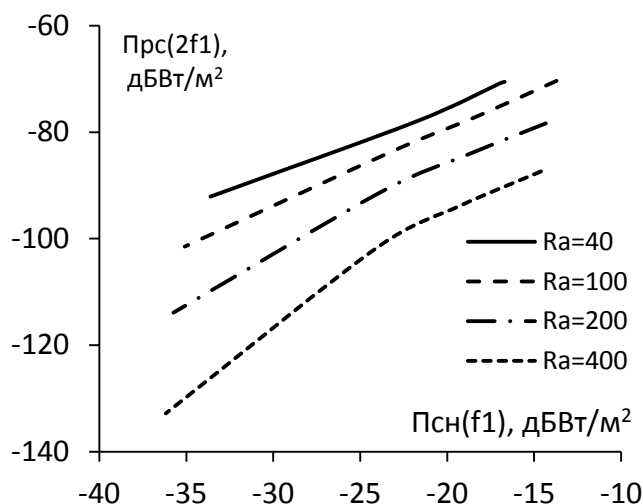


Рисунок 23 - Амплитудная характеристика для РС на частоте  $2 \cdot f_1 = 800$  МГц, при воздействии двухчастотного СН с частотами  $f_1 = 400$  МГц и  $f_2 = 250$  МГц.

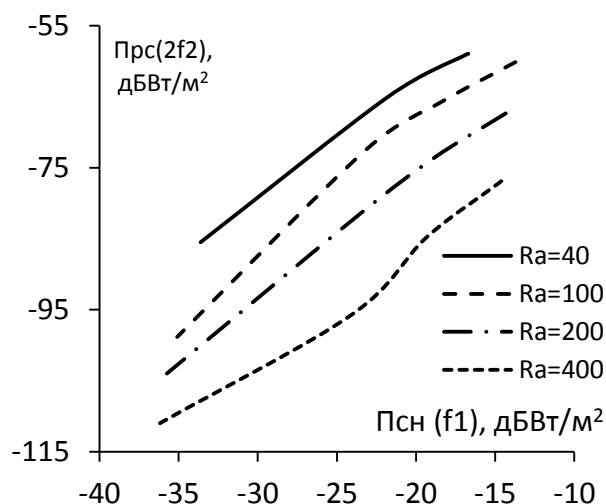


Рисунок 24 - Амплитудная характеристика для РС на частоте  $2 \cdot f_2 = 500$  МГц, при воздействии двухчастотного СН с частотами  $f_1 = 400$  МГц и  $f_2 = 250$  МГц

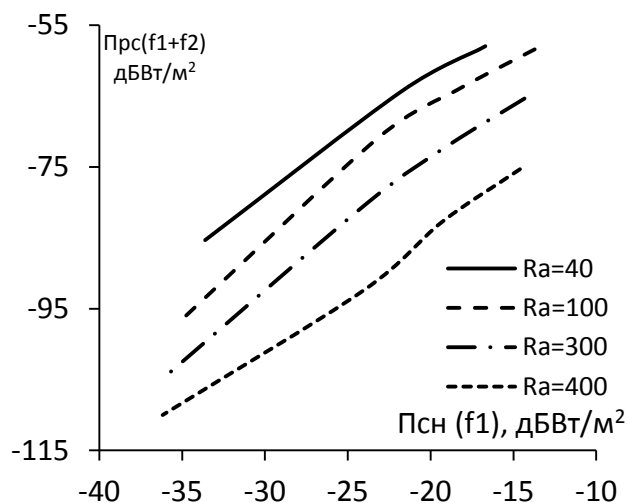


Рисунок 25 - Амплитудная характеристика для РС на частоте  $f_1 + f_2 = 650$  МГц, при воздействии двухчастотного СН с частотами  $f_1 = 400$  МГц и  $f_2 = 250$  МГц

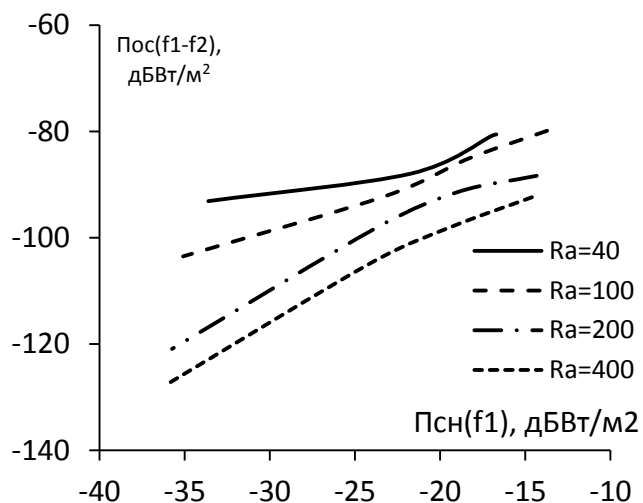


Рисунок 26 - Амплитудная характеристика для РС на частоте  $f_1 - f_2 = 150$  МГц, при воздействии двухчастотного СН с частотами  $f_1 = 400$  МГц и  $f_2 = 250$  МГц

Зависимости плотности потока мощности ответного сигнала и нелинейной эффективной поверхности рассеяния [97] от сопротивления антенной части БНР для случая воздействия на БНР одного гармонического сигнала на частоте  $f = 400$

МГц, наводящего в антенне постоянное ЭДС  $\mathcal{E} = 0,2$  В, представлена на рисунках 26 и 27.

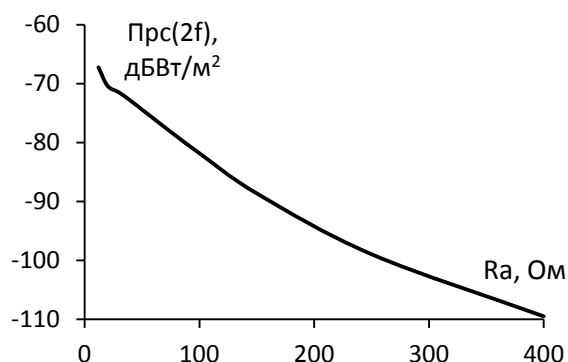


Рисунок 27 - Зависимость уровня рассеянного сигнала на частоте 2-й нелинейной гармоники от величины сопротивления антенны.

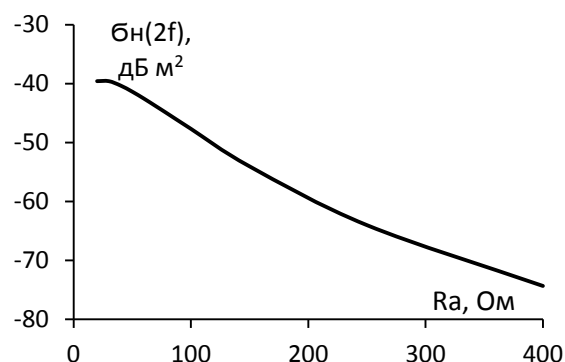


Рисунок 28 - Зависимость эффективной рассеянного сигнала на частоте 2-й гармоники от величины сопротивления антенны.

Помимо амплитудных характеристик были получены представленные на рисунке 29 частотные характеристики для рассеянных сигналов на частотах 2-й и 3-й гармоник при воздействии на БНР с сопротивлением антенны  $R_a=40$  Ом одночастотного гармонического сигнала, наводящего в антенне ЭДС  $\mathcal{E} = 0,24$  В.

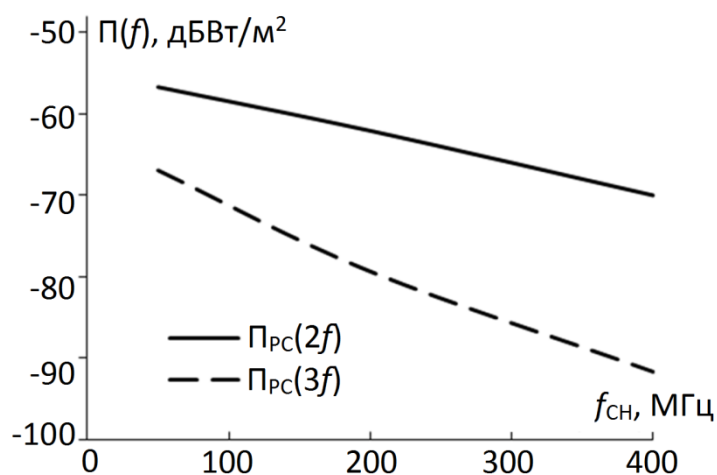


Рисунок 29 - Частотные характеристики для рассеянного сигнала.

Выполненная в LabVIEW модель БНР позволяет реализовывать численный эксперимент по определению результатов нелинейного рассеяния для различных вариантов входного воздействия. Для примера, рисунок 30 отображает

спектральную плотность мощности тока в антенной цепи БНР, а рисунок 31 - тока переизлучаемого на второй гармонике СН, для случая воздействия СН в виде ЛЧМ радиоимпульса.

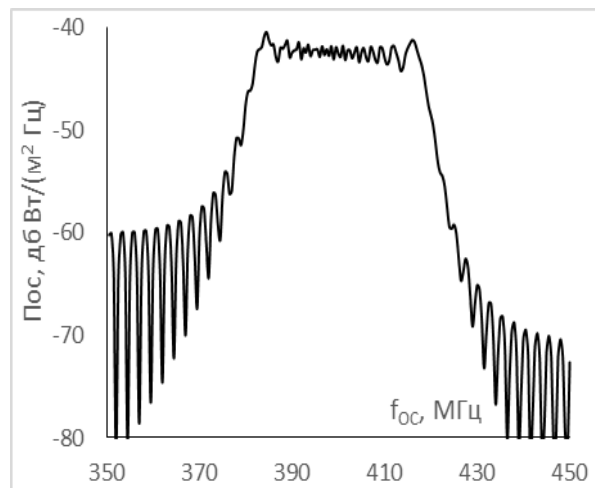
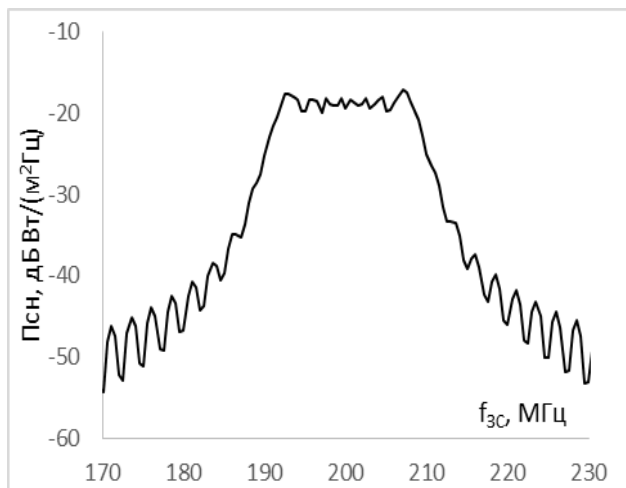


Рисунок 30 - Спектр ЛЧМ радиоимпульса сигнала накачки. (Средняя частота 200 МГц; длительность 1,6 мкс; девиация  $\pm 10$  МГц; база 32).

Рисунок 31 - Спектр ЛЧМ радиоимпульса рассеянного сигнала на частоте 2-й гармоники СН.

Из рисунков 30 и 31 следует, что нелинейное преобразование на частоте второй гармоники СН сохранило структуру ЛЧМ радиоимпульса, при этом база сигнала увеличилась в два раза, а РС можно подвергнуть компрессии, что проверялось на основе численного эксперимента. Указанный результат качественно согласуется с полученными ранее известными результатами [67], однако представленная выше методика позволяет получать и количественное соответствие, так как учитывает процессы, связанные с отражением СН от нелинейной нагрузки, возникающего из-за несогласованности последней и сопротивления антенны.

Следующими рассмотренными конструкциями являлись БНР с нелинейной частью, выполненной в виде туннельных диодов ГИ103 и 1И104Д и обращённого диода ГИ404.

### *Выводы 2.2:*

1. На основе математической модели широкополосного источника нелинейных помех получена учитывающая согласование импедансов рассеивающей части и его нелинейной нагрузки численная модель биконического нелинейного рассеивателя с нагрузкой в виде импульсного диода ДЗ11.

2. С использованием предложенной в первой главе методики для различных частот сигнала накачки путём численного моделирования определены амплитудные характеристики на частотах 2-й и 3-й гармоники от величины входного сопротивления диполя.

3. Путём численного моделирования показана способность биконического нелинейного рассеивателя при воздействии сложного сигнала, в частности ЛЧМ радиоимпульса, сохранять свою структуру в переизлучённом сигнале.

### **Выводы второго раздела:**

1. Получена общая математическая модель широкополосного источника нелинейных помех, рассеивающая часть которого характеризуется активным входным сопротивлением, а нелинейная часть, представленная в виде импульсного диода, – заданными нелинейной ёмкостью и проводимостью.

2. Разработана численная модель и определены амплитудные характеристики широкополосного источника нелинейных помех на основе биконического диполя, нагруженного на импульсный диод. Предложенная модель учитывает процессы согласования импедансов рассеивающей части и нелинейной нагрузки.

### **3 МОДЕЛИРОВАНИЕ КАЛИБРОВОЧНОГО НЕЛИНЕЙНОГО РАССИВАТЕЛЯ В ВИДЕ БИКОНИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, НАГРУЖЕННОГО НА ТУННЕЛЬНЫЙ ИЛИ ОБРАЩЕННЫЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДИОД**

В предыдущем разделе предложена математическая модель биконического нелинейного рассеивателя и представлены результаты моделирования свойств биконического нелинейного рассеивателя с нелинейной нагрузкой в виде импульсного диода. В данном разделе представлены опубликованные в [92] результаты исследования для иных нагрузок – туннельного и импульсного диодов. Аналогичные расчёты [129] проведены для плоского дипольного нелинейного рассеивателя с нагрузкой в виде импульсного диода. Полученные оригинальные результаты моделирования [92], [129] обосновывают возможность применения предложенных конструкций для калибровки широкополосных нелинейных измерительных стендов.

#### **3.1 Метод замещения для калибровки широкополосных измерительных установок**

Метод замещения широко используется в радиолокации при организации измерений параметров радиолокационных целей на радиолокационных измерительных стендах [124], [125], [126]. При таком способе организации измерений параметров цели вначале выполняется калибровка радиолокационного измерительного стенда, состоящего из передатчика запросного сигнала (ЗС) и приемника принимаемого сигнала (ПС), эталонным отражателем. Для этого в зоне облучения на измерительный стол, выполненный из материала с малой диэлектрической проницаемостью, устанавливается отражатель с известной

эффективной поверхностью рассеяния ( $\text{ЭПР} - \sigma_{\text{эт}}$ ) и регистрируются соответствующие излучаемая мощность ЗС –  $P_{\text{ЗС эт}}$  и мощность ПС –  $P_{\text{ПС эт}}$ .

Измерения выполняются после калибровки приемного средства при этом эталонный отражатель замещается на реальный объект и устанавливается в передающем средстве уровень излучаемой мощности ЗС –  $P_{\text{ЗС об}}$ , достаточный для хорошей фиксации (хорошее соотношение сигнал/шум) уровня мощности ПС –  $P_{\text{ПС об}}$ .

Зарегистрированные уровни  $P_{\text{ЗС об}}$  и  $P_{\text{ПС об}}$ , согласно выражению (47), позволяют однозначно и с высокой точностью (практически без влияния шумов) определить ЭПР реального объекта  $\sigma_{\text{об}}$ :

$$\sigma_{\text{об}} = \frac{\sigma_{\text{эт}} \cdot P_{\text{ЗС эт}} \cdot P_{\text{ПС об}}}{P_{\text{ЗС об}} \cdot P_{\text{ПС эт}}} \quad (47)$$

Метод замещения опирается на принцип взаимности, в силу которого потери ЗС на пути распространения радиолокатор – эталонный отражатель и обратно одинаковы (при условии, если приемная и передающая антенны радиолокатора совмещены), а  $\sigma_{\text{об}}$  является инвариантом относительно  $P_{\text{ЗС}}$ .

В качестве эталонного отражателя могут выступать любые геометрические тела с известной ЭПР [124]. Соответственно одной из задач электродинамики является задача расчета ЭПР эталонных рассеивателей. Наиболее известны радиолокационные эталонные отражатели в виде шара или диполя, а так же уголкового отражателя в силу своего свойства всегда отражать сигнал в направлении облучения [124].

С появлением нелинейных радиолокаторов [81], [80], [39] появились задачи измерения параметров целей с нелинейными электромагнитными свойствами. Идея переноса метода измерения параметров с линейных на нелинейные радиолокационные цели представлена в [66], включая использование для этих задач эталонных нелинейных рассеивателей [127], и соответственно создания таких эталонных нелинейных отражателей и расчета их характеристик [53].

Поясним, что для нелинейного радиолокатора полезным ответным сигналом (ОС) является сигнал на частоте нелинейного преобразования излучаемого ЗС – гармонике или комбинационной частоте [43], соответственно, нелинейное преобразование происходит на объекте поиска, содержащем в своем составе полупроводниковые приборы [44], [72] или контакты металл-окисел-металл, с нелинейными электромагнитными свойствами [80], [39]. На рисунке 32 схематично представлено взаимное расположение нелинейного радиолокатора и измеряемого нелинейного рассеивателя на измерительном стенде.

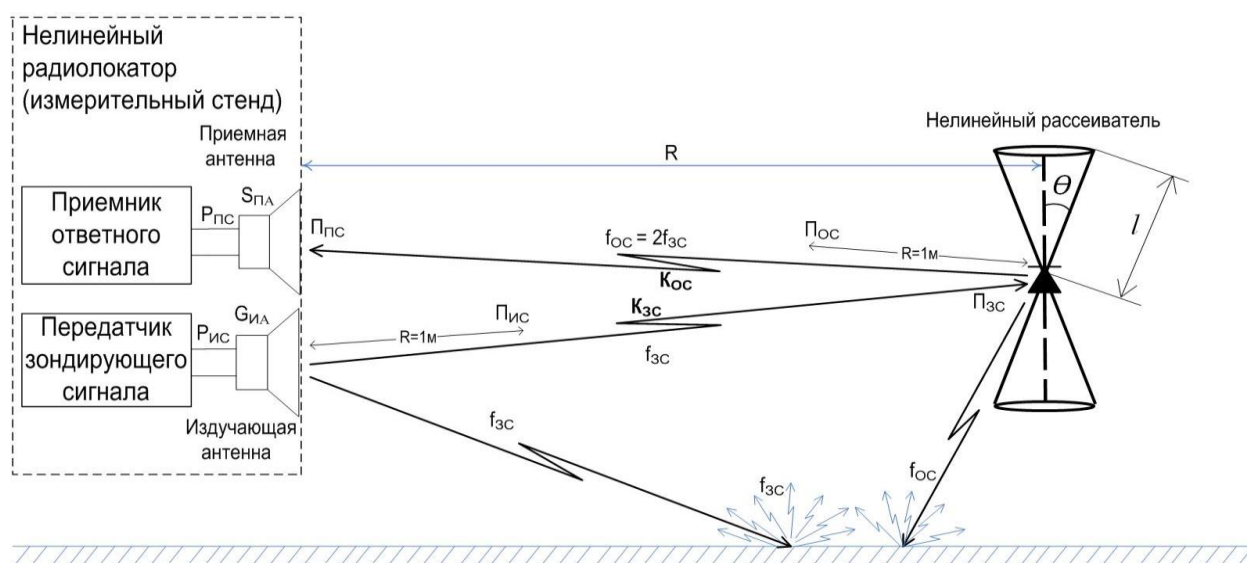


Рисунок 32 - Схема взаимодействия нелинейного радиолокатора и измеряемого нелинейного рассеивателя.

На рисунке 32 обозначено:  $P_{Ис}$  – мощность излученного ЗС,  $G_{Ил}$  – коэффициент усиления излучающей антенны,  $P_{Ис}$  – интенсивность волны излученного ЗС, который излучаемая антенна нелинейного радиолокатора формирует на расстоянии 1 метр,  $P_{Зс}$  – интенсивность волны ЗС, падающего на нелинейный рассеиватель,  $P_{Ос}$  – интенсивность волны ОС на частоте второй гармоники ЗС, который нелинейный рассеиватель создает на расстоянии 1 метр,  $P_{Пс}$  – интенсивность волны ОС, падающего на приемную антенну нелинейного радиолокатора,  $S_{Пл}$  – эффективная площадь приемной антенны,  $P_{Пс}$  – мощность принимаемого ОС,  $K_{Зс}$  – коэффициент распространения ЗС на пути нелинейный радиолокатор – нелинейный рассеиватель,  $K_{Ос}$  – коэффициент распространения

ОС на пути нелинейный рассеиватель – нелинейный радиолокатор,  $l$  – длина образующей конуса антенны,  $\theta$  – угол раскрыва конуса.

Говоря о специфике нелинейного рассеяния, необходимо отметить, что в нелинейной радиолокации не выполняется принцип взаимности, то есть в общем случае  $K_{ЗС} \neq K_{ОС}$ . Другой характерной особенностью всех целей нелинейной радиолокации является зависимость их параметров и прежде всего нелинейной ЭПР  $\sigma_n$  от уровня мощности ЗС [43]:

$$\sigma_n = \sigma_n(P_{ЗС}) = 4\pi P_{ОС}/P_{ЗС} \quad (48)$$

Соответственно задача изменения ЭПР как некоторой величины, характеризующей отражательные свойства цели в «линейной радиолокации», для нелинейной радиолокации трансформируется в задачу измерения зависимости (48). Принципиальным моментом является то, что теперь кроме вычисления нелинейной ЭПР  $\sigma_n$  необходимо определять соответствующее ей значение интенсивности волны ЗС, облучающей нелинейный рассеиватель  $P_{ЗС}$ .

Так как нелинейная ЭПР  $\sigma_n$  не является инвариантом относительно уровня облучающего ЗС (как ее аналог – «линейная» ЭПР), было предложено [16] измерять более простую с метрологической и методической точек зрения зависимость – амплитудную характеристику (АХ) (49):

$$P_{ОС} = F_1(P_{ЗС}) \quad (49)$$

АХ связана с нелинейной ЭПР  $\sigma_n$  простым соотношением (50):

$$\sigma_n(P_{ЗС}) = 4\pi P_{ОС}/P_{ЗС} = 4\pi F_1(P_{ЗС})/P_{ЗС} \quad (50)$$

Поэтому, задачу определения применимости метода замещения для измерения параметров и характеристик целей нелинейной радиолокации можно определить как оценку возможности нахождения величин, входящих в (48) или (49) на основе предварительных измерений некоторого нелинейного рассеивателя для которого функции (48) или (49) известны. В [63], [127], [53], предлагается использовать для этой цели нелинейные излучатели с полупроводниковым диодом в нагрузке.



Рассмотрим возможности данного подхода. Очевидно, что при измерениях необходимо варьировать уровень излучаемой мощности ЗС –  $P_{ИС}$  и фиксировать при этом мощность  $P_{ПС}$  – мощность принимаемого ОС. При этом будет получена некоторая функциональная зависимость:

$$P_{ПС} = F_2(P_{ИС}) \quad (51)$$

Функциональная зависимость (51) подобна АХ (49). Чтобы перейти от зависимости (51) к соответствующей АХ (49) нужно знать коэффициенты:

$$K_{ЗС} = P_{ИС}/P_{ЗС} , \quad (52)$$

$$K_{ОС} = P_{ПС}/P_{ОС} . \quad (53)$$

Анализ выражений (49) – (53) показывает, что для приведения в соответствие друг другу необходимо знать один из коэффициентов (52) или (53).

Практически это означает, что процесс измерения методом замещения предполагает предварительное измерение интенсивности волны ЗС, облучающей измеряемый объект или эталон [63], [53] или нахождение величины (52), связывающей излучаемую мощность ЗС  $P_{ИС}$  и величину интенсивности волны облучающего ЗС  $P_{ЗС}$ .

По принятой классификации [126] данный подход следует отнести к промежуточному методу измерений радиолокационных целей между методом реального и косвенного эталона. В то же время авторы описанного выше способа утверждают, что выполнено одно из важных условий реализации метода реального эталона – теоретический расчет характеристик эталонного нелинейного рассеивателя.

Вызывает интерес поиск технического решения, позволяющего, более точно реализовать для случая нелинейного рассеяния метод реального эталона, исключив процедуру измерения интенсивности волны ЗС в месте расположения объекта.

Указанное решение было найдено на основе применения нелинейного рассеивателя с характерной точкой на АХ [128], [73].

Под характерной точкой понимается область на АХ, где эта зависимость или ее производная испытывает скачок или содержит экстремум. Нелинейный рассеиватель с характерной точкой на АХ обычно представляет собой антенну с нелинейной нагрузкой [110] со сложным нелинейным элементом в нагрузке, например сборкой различных диодов или диодом, содержащим несколько  $p-n$  переходов в своем составе, в частности, туннельные или обращенные диоды [16]. В качестве примера АХ, содержащих характерные точки, на рисунке 33 представлены АХ нелинейных рассеивателей – проволочных полуволновых диполей, нагруженных на диоды ГИ401 и 1И103.

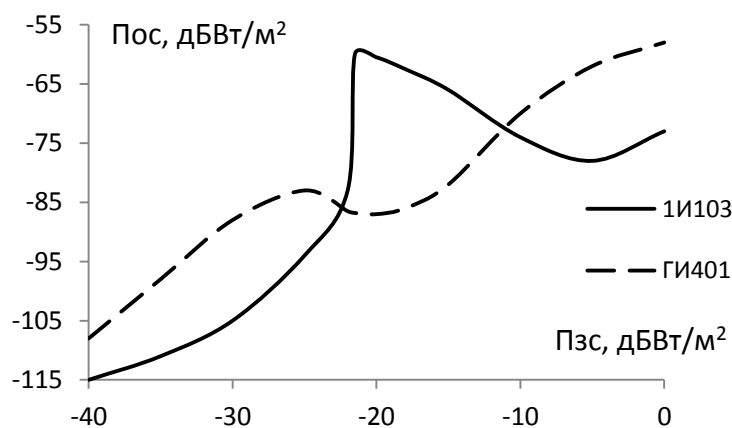


Рисунок 33 - Примеры АХ дипольных нелинейных рассеивателей, нагруженных на диоды ГИ401 и 1И103.

Использование нелинейных рассеивателей с характерной точкой на АХ в качестве эталонных предполагает очень простую процедуру калибровки измерительного стенда – нелинейного радиолокатора. Эта процедура аналогична процессу измерений.

Практически используется свойство подобия зависимостей (49) и (51). На них легко привести в соответствие значения  $P_{пс к}^*$  и  $\Pi_{ос к}^*$ , а так же  $P_{ис к}^*$  с  $\Pi_{зс к}^*$ , соответствующие характерным точкам и определить искомые коэффициенты (52) и (53).

В результате процедура калибровки ничем не отличается от процедуры измерения АХ неизвестного нелинейного рассеивателя:

1) Первоначально на измерительный стенд устанавливается калибровочный нелинейный рассеиватель с характерной точкой на АХ и измеряется зависимость  $P_{\text{ПС К}}$  от  $P_{\text{ИС К}}$ .

2) В зависимости  $P_{\text{ПС К}}$  от  $P_{\text{ИС К}}$  выявляется характерная точка со значениями  $P_{\text{ПС К}}^*$  от  $P_{\text{ИС К}}^*$ .

3) На АХ калибровочного нелинейного рассеивателя выявляется аналогичная характерная точка в которой определяются значения  $\Pi_{\text{ОС К}}^*$  и  $\Pi_{\text{ЗС К}}^*$ .

4) Определяются калибровочные коэффициенты:  $K_{\text{ЗС}} = P_{\text{ИС К}}^* / \Pi_{\text{ЗС К}}^*$ ,  $K_{\text{ОС}} = P_{\text{ПС К}}^* / \Pi_{\text{ОС К}}^*$ .

5) Устанавливают на измерительный стол новый измеряемый нелинейный рассеиватель и определяют для него зависимость:  $P_{\text{ПС ОБ}} = F_2(P_{\text{ИС ОБ}})$ ,

6) Измеренную зависимость преобразуют на АХ нелинейного рассеивателя:

$$\Pi_{\text{ОС ОБ}} = F_2(K_{\text{ЗС}} \Pi_{\text{ЗС ОБ}}) / K_{\text{ОС}} = F_1(\Pi_{\text{ЗС ОБ}}). \quad (54)$$

Использование нелинейного рассеивателя с характерной точкой на АХ в качестве эталона позволяет реализовать метод замещения при измерениях параметров нелинейного рассеяния. Однако, до настоящего времени они не нашли широкого применения, и в основном используется метод косвенного эталона [128], [126].

По мнению автора, это связано с тем, что не решены две важные задачи:

- 1) описанные до настоящего времени в литературе нелинейные рассеиватели с характерной точкой на АХ были узкополосными дипольными нелинейными рассеивателями, что предполагало наличие не одного, а целого ряда эталонных дипольных нелинейных рассеивателей для обеспечения диапазонных измерений;
- 2) не существовало метода теоретического расчёта характеристик дипольных нелинейных рассеивателей с характерной точкой на АХ. Решением указанных задач может быть конструкция широкополосного дипольного нелинейного

рассеивателя с характерной точкой на АХ, подкрепленная методикой расчета его АХ.

*Вывод 3.1:*

*Определены основные проблемы, препятствующие применению биконического нелинейного рассеивателя с характерной точкой на амплитудной характеристике в качестве реального эталона для калибровки нелинейных радиолокаторов в широком диапазоне частот:*

*- описанные до настоящего времени в литературе нелинейные рассеиватели с характерной точкой на амплитудной характеристике были узкополосными дипольными нелинейными рассеивателями, что предполагало наличие не одного, а целого ряда эталонных дипольных нелинейных рассеивателей для обеспечения диапазонных измерений;*

*- не существовало метода теоретического расчёта характеристик дипольных нелинейных рассеивателей с характерной точкой на амплитудной характеристике.*

### **3.2 Анализ свойств биконического нелинейного рассеивателя с характерной точкой на амплитудной характеристике**

Для анализа свойств БНР с характерной точкой на АХ в [92] был использован описанный выше подход общий для БНР. Отличие состояло в использовании вместо диода ДЗ11 туннельных ГИ103, 1И104Д и обращённого ГИ404 диодов. Аппроксимация нелинейных параметров данных диодов представлена в первом разделе данной работы.

В результате были получены АХ для частоты ЗС  $f_{ЗС} = 400$  МГц, частоты ОС  $f_{ОС} = 800$  МГц и различных значений сопротивления биконической антенны  $R_a$ , нагруженной на туннельные диоды ГИ103 (рисунок 34), 1И104Д (рисунок 35) или на обращённый диод ГИ404 (рисунок 36).

БНР с туннельными диодами ГИ103 и 1И104Д свойственна АХ с чётко выраженной точкой экстремума, следующей за участком сравнительно быстрого роста («скачка») функции. Стоит отметить, что в рассмотренном диапазоне значений сопротивления антенны  $R_a = 10 \div 200$  Ом ширина «скачка» значений  $P_{ос}$  увеличивалась с ростом сопротивления  $R_a$ .

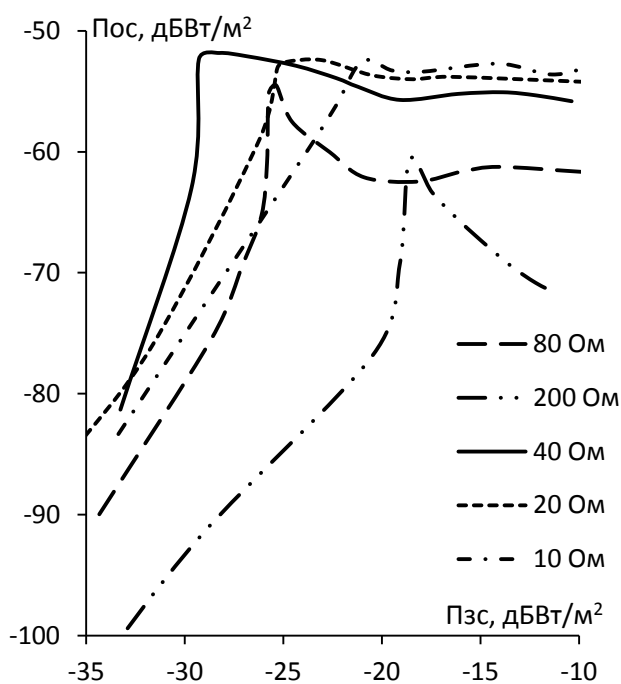


Рисунок 34 - Амплитудная характеристика БНР с нелинейной частью в виде диода ГИ103 для различных антенных сопротивлений  $R_a$ .

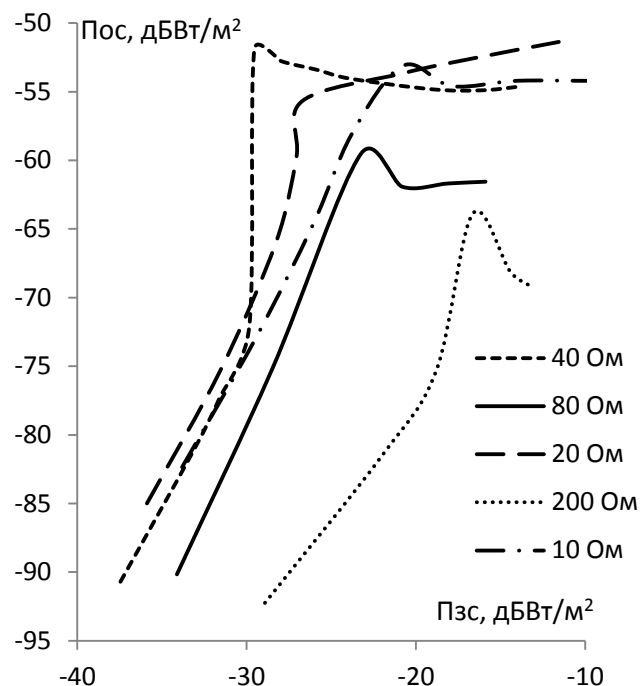


Рисунок 35 - Амплитудная характеристика БНР с нелинейной частью в виде диода 1И104Д для различных антенных сопротивлений  $R_a$ .

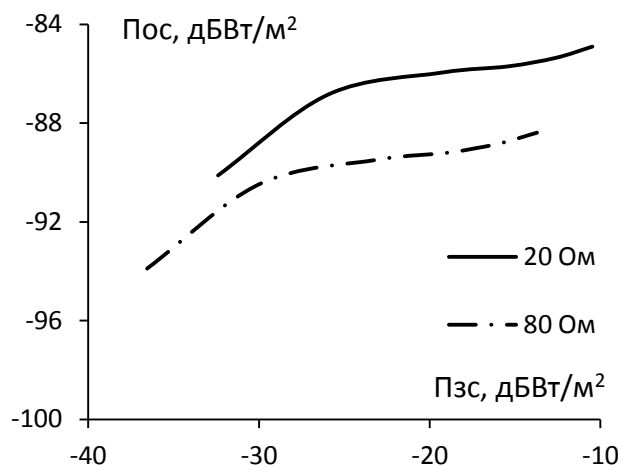


Рисунок 36 - Амплитудная характеристика БНР с нелинейной частью в виде диода ГИ404 для различных антенных сопротивлений  $R_a$ .

Применительно к задачам калибровки возможны различные критерии оптимальности вида АХ для конструкций с различными сопротивлениями биконической антенны  $R_a$ . Например, для некоторого сопротивления  $R_a$  точке экстремума соответствует наименьшее значение  $P_{3C}$ , что позволяет осуществить калибровку при наименьшей интенсивности ЗС, или наибольшее значение  $P_{OC}$ , что говорит о наиболее интенсивном ОС, или наибольший «скачок» функции, предшествующий точке экстремума, что упрощает обнаружение точки экстремума в ходе эксперимента. Из представленных на рисунках 33 и 34 диаграмм видно, что одновременно критериям максимума  $P_{OC}$  и минимума  $P_{3C}$  для точки экстремума соответствует АХ БНР с сопротивлением антенны  $R_a = 40$  Ом. С ростом сопротивления  $R_a > 40$  Ом происходит увеличение  $P_{3C}$  и уменьшение  $P_{OC}$ , соответствующих точке экстремума на АХ. Вместе с тем, рост антенного сопротивления приводит к более яркой выраженности точки экстремума или «скачка» значений  $P_{OC}$ .

На рисунке 36 видно, что в отличие от АХ, рассчитанных для БНР с туннельными диодами, АХ для БНР с обращённым диодом ГИ404, рассчитанные в том же диапазоне значений сопротивления биконической антенны  $R_a = 10 \div 200$  Ом, экстремумов не содержали, хотя и имели немонотонный вид.

Подобный вид АХ не позволяет говорить о применимости данного БНР в качестве эталонного для вышеописанного способа калибровки.

Для выбора конструкции БНР, рекомендуемой в качестве эталона для решения задач калибровки, помимо выбора диода необходимо определить основные параметры биконуса – длину образующей  $l$  и угол раскрыва  $\theta$ . Реактивная составляющая комплексного импеданса биконической антенны зависит от отношения  $2\pi l/\lambda_{3C}$  и, осциллируя около нуля, уменьшается с ростом этого отношения [130]. При абсолютных значениях этого отношения порядка  $8 \div 10$  и более, активная часть входного импеданса антенны превосходит реактивную более чем на порядок, кроме того, существенно уменьшаются и осцилляции значений активной части (при значениях угла раскрыва  $\theta$  больших  $15^\circ$ ). Это позволяет сделать допущение и считать входное сопротивление биконической антенны постоянным и чисто активным. Для достижения указанных значений отношения  $2\pi l/\lambda_{3C}$  целесообразности для эталонного БНР, работающего в широкой полосе, использовать биконическую антенну с максимально технически возможной длиной направляющей  $l$ , в особенности для случаев, когда  $\lambda_{3C}$  составляет порядка 1 метра или более.

Угол раскрыва  $\theta$  может быть выбран в зависимости от критерия оптимальности вида АХ. Например, антенному сопротивлению  $R_a = 40$  Ом ( $\theta \approx 72^\circ$  в соответствии с выражением (55) при  $\Gamma_{3C} = 0$ ), обеспечивающему выполнение критериев максимума  $P_{OC}$  и минимума  $P_{3C}$ , для точки экстремума на АХ (рисунок 34) коэффициент отражения  $\Gamma_{3C} \approx 0,1$  и угол раскрыва  $\theta \approx 68^\circ$ . Для антенного сопротивления  $R_a = 80$  Ом ( $\theta \approx 54^\circ$  при  $\Gamma_{3C} = 0$ ), обеспечивающему наличие ярко выраженной точки экстремума на АХ, точке экстремума на АХ (рисунок 34) соответствует угол раскрыва  $\theta \approx 42,5^\circ$  и коэффициент отражения  $\Gamma_{3C} \approx 0,17$ .

$$Z_{вх} = (\eta/\pi) \cdot \ln(\operatorname{ctg}(\theta/2)) \cdot (1 + \Gamma_{3C})/(1 - \Gamma_{3C}). \quad (55)$$

Помимо анализа амплитудных свойств БНР необходимо уделить внимание и его амплитудно-частотным свойствам. Как было отмечено выше, наиболее

широкополосные свойства проявляют биконические антенны с углами раскрыва  $\theta \approx 45^\circ$ . В связи с чем, АХ БНР с туннельным диодом ГИ103 также были найдены для различных значений частоты ЗС в диапазоне  $f_{ЗС} = 100 \div 800$  МГц при фиксированном антенном сопротивлении  $R_a = 80$  Ом (рисунок 37) и калибровочные амплитудно-частотные характеристики (рисунок 38). Данные характеристики показали, что с ростом частоты ЗС  $f_{ЗС}$  экстремум проявляется при бóльших значениях  $P_{ЗС}$ , при этом, соответствующая экстремуму  $P_{ОС}$  относительно слабо.

Полученные расчётным путём данные говорят о том, что для решения задачи калибровки нелинейного радиолокатора оптимальным эталоном, с точки зрения обеспечения широкополосности, выраженности точки максимума на АХ и обеспечения приемлемой согласованности биконической антенны и нелинейного элемента ( $\Gamma_{ЗС} < 0,2$ ), является БНР с углом раскрыва антенны порядка  $\theta \approx 42,5^\circ$ . Длина образующей антенной части должна выбираться из условия  $2\pi l/\lambda_{ЗС} \geq 8 \div 10$ .

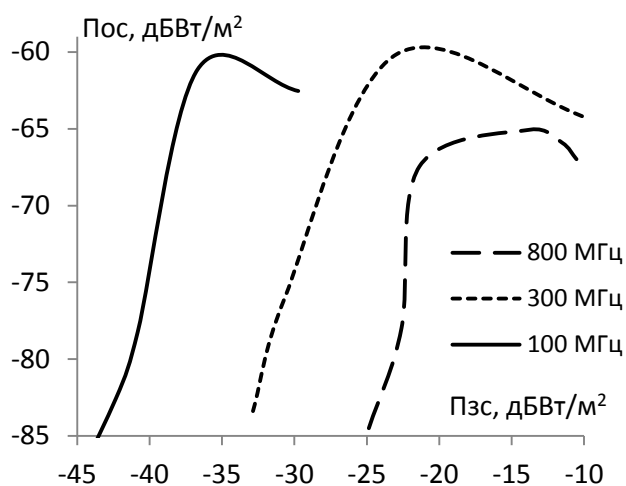


Рисунок 37 - Амплитудная характеристика БНР с нелинейной частью в виде диода ГИ103 для  $R_a = 80$  Ом и различных  $f_{ЗС}$ .

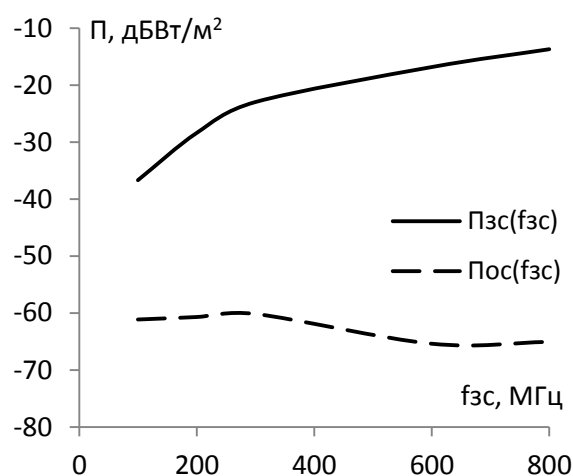


Рисунок 38 - Зависимость  $P_{ОС}$  и  $P_{ЗС}$  от  $f_{ЗС}$  для БНР с нелинейной частью в виде диода ГИ103 с фиксированным антенным сопротивлением  $R_a = 80$  Ом.



*Выводы 3.2:*

- 1. Определены амплитудные характеристики биконического нелинейного рассеивателя для различных туннельных и обращенных диодов и различных значений входного сопротивления биконуса;*
- 2. По виду амплитудных характеристик для решения задач калибровки широкополосных нелинейных радиолокаторов подтверждена возможность применения в качестве эталонов биконических нелинейных рассеивателей на туннельных диодах и опровергнута возможность применения биконических нелинейных рассеивателей на обращённых диодах;*
- 3. Определены, амплитудно-частотные и калибровочные характеристики биконического нелинейного рассеивателя на туннельном диоде ГИ103*
- 4. Определены требования к входному сопротивлению биконуса и его геометрическим параметрам в зависимости от возможных рабочих параметров нелинейного измерительной установки.*

### **3.3 Анализ свойств плоского нелинейного рассеивателя с характерной точкой на амплитудной характеристике**

В данном подразделе представлены опубликованные в [129] оригинальные результаты численного исследования конструкции нелинейного рассеивателя, отличающейся от вышерассмотренной тем, что вместо биконической антенной части предполагается плоская треугольная дипольная антенна, известная также под названием – антенна «бабочка» или в англоязычной литературе – «butterfly», «bowtie», «batwing» [131] схематично изображенная на рисунке 39. Нелинейную часть имитирует тот же диод ГИ 103.

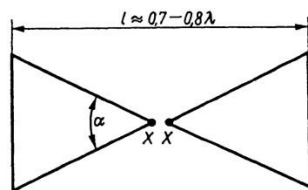


Рисунок 39 - Антенна «бабочка».  $l_6$  – длина антенны  $\theta_6$  – угол раскрытия.

Рассматриваемая симметричная плоская дипольная антенна состоит из двух равных треугольных частей, направленных друг к другу вершинами, между которыми подключается нагрузка. Общая длина антенны  $l_6$ , а углы раскрытия при нагрузке –  $\theta_6$ . Согласно [131] входное сопротивление, коэффициент укорочения и частотный интервал такой антенны определяются углом раскрытия  $\theta_6$ . Большую ширину полосы частот в дециметровом диапазоне волн обеспечивают углы  $\theta$  от  $60^\circ$  до  $80^\circ$ . Входное сопротивление почти постоянно в относительно широком диапазоне частот. Реактивная часть входного импеданса и её частотный ход пренебрежимо малы, а длина  $l_6$ , благодаря широкополосности излучателя, слабо влияет на основные параметры. Из представленных в [131] данных следует, что входное сопротивление плоского вибратора  $R_a$  с углом раскрытия  $\theta_6 = 70^\circ$  и длиной 450 мм в дециметровом диапазоне длин волн составляет около 180 Ом. Значения коэффициента усиления в диапазоне частот от 500 до 900 МГц варьируется от 1,5 до 4,3 дБ. Таким образом, при построении конструкции эталонного нелинейного рассеивателя для широкополосной измерительной установки целесообразно в качестве антенной части рассматривать плоские дипольные антенны со средними углами раскрытия, что позволит минимизировать реактивность входного сопротивления.

В результате численного моделирования, выполненного для качественно аналогичной математической модели (как и для БНР), была получена АХ для частоты ЗС  $f_{ЗС} = 400$  МГц, частоты ОС  $f_{ОС} = 800$  МГц и сопротивления антенны «бабочка»  $R_a = 180$  Ом, нагруженной на туннельный диод ГИ103 (рисунок 40). Данному рассеивателю с туннельным диодом ГИ103 свойственна АХ с чётко выраженной точкой экстремума.

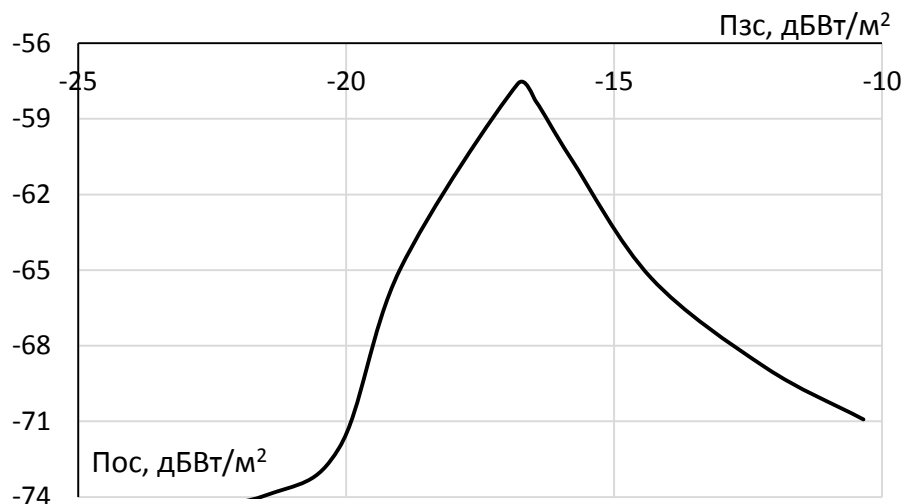


Рисунок 40 - Амплитудная характеристика антенны «бабочка», нагруженной на диод ГИ103, для частот  $f_{3С} = 400$  МГц;  $f_{ОС} = 800$  МГц и сопротивления антенны  $R_a = 180$  Ом.

Помимо анализа амплитудных свойств необходимо уделить внимание и амплитудно-частотным свойствам. Как было отмечено выше, наиболее широкополосные свойства проявляют антенны «бабочка» с углами раскрытия  $\theta_6$  от  $60^\circ$  до  $80^\circ$ . В связи с чем, для рассмотренного рассеивателя также были найдены трёхмерные амплитудно-частотные характеристики для различных значений частоты ЗС в диапазоне  $f_{3С} = 100 \div 800$  МГц (рисунок 41) и калибровочные амплитудно-частотные характеристики (рисунок 42).

Данные калибровочные характеристики показали, что с ростом частоты ЗС  $f_{3С}$  в диапазоне  $f_{3С} = 100 \div 700$  МГц происходит рост значений плотности потока мощности ОС  $P_{ОС}$  на частоте второй гармоники, при которых наблюдается экстремум на амплитудной характеристике. При значениях частоты ЗС  $f_{3С}$  в диапазоне  $f_{3С} = 700 \div 800$  МГц соответствующее экстремуму значение  $P_{ОС}$  изменяется относительно слабо. Качественно аналогичная ситуация характерна и для плотности потока мощности ЗС  $P_{3С}$ , только изменению поведения функции соответствует чуть меньшее значение частоты  $f_{3С} \approx 650$  МГц.

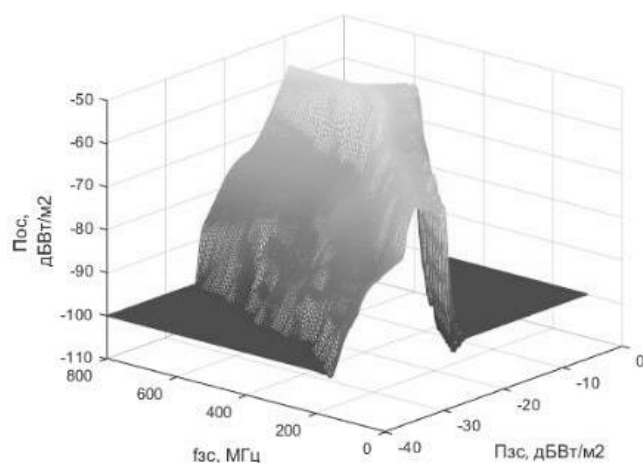


Рисунок 41 - Амплитудно-частотная характеристика антенны «бабочка», нагруженной на туннельный диод ГИ103, для  $R_a = 180$  Ом.

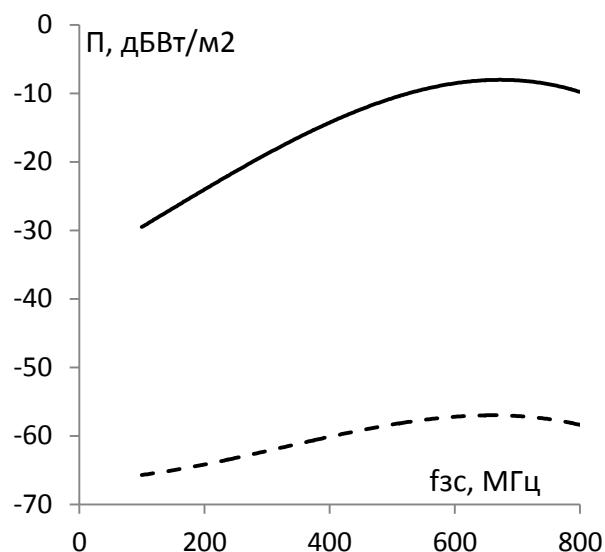


Рисунок 42 - Калибровочные амплитудно-частотные характеристики антенны «бабочка», нагруженной на туннельный диод ГИ103, с антенным сопротивлением  $R_a = 180$  Ом. Сплошная линия соответствует 3С, пунктирная – ОС.

Полученные расчётным путём данные говорят о том, что для решения задачи калибровки нелинейного радиолокатора в качестве эталона может использоваться плоский нелинейный рассеиватель с углом раскрыва антенны порядка  $\theta_6 \approx 70^\circ$  и длиной антенной части  $l_6 = 0,4$  м, обладающий свойствами широкополосности, выраженности точки максимума на АХ и обеспечения приемлемой согласованности антенной части и нелинейного элемента ( $\Gamma_{3С} < 0,2$ ).

### Выводы 3.3:

1. Построена математическая модель плоского нелинейного рассеивателя с нагрузкой в виде туннельного диода.
2. Путём численного моделирования определены амплитудно-частотные и калибровочные характеристики плоского нелинейного рассеивателя.

***Выводы третьего раздела:***

*1. Путём численного моделирования обоснована возможность применения биконических и плоских диполей с нелинейной нагрузкой в виде туннельного диода в качестве эталонов для решения задач калибровки широкополосных нелинейных радиолокаторов и измерительных стендов.*

*2. Разработана модель эталонного биконического излучателя, нагруженного на туннельный диод (ГИ103, 1И104Д). Определены оптимальные габаритные характеристики излучателя, амплитудно-частотные и калибровочные характеристики эталона.*

*3. Описана методика калибровки измерительных стендов с использованием указанных эталонов.*

## **4 МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОМЕХОВОГО НЕЛИНЕЙНОГО РАССИВАТЕЛЯ В ВИДЕ ТОНКОГО ДИПОЛЯ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ДЛИННЫ, НАГРУЖЕННОГО НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДИОД**

Представленные в данном разделе оригинальные результаты исследований опубликованы в [19], [133].

### **4.1 Моделирование амплитудных свойств нелинейного рассеивателя с рассеивающей частью в виде проволочного диполя**

Данный подраздел посвящён исследованию рассеивающих свойств проволочного дипольного НР (ДНР), антенная часть которого, в общем случае, не согласована с воздействующим на неё полем. Антенная часть такого НР может иметь произвольные габариты, которые считаются известными в рамках численного моделирования.

Рассмотрение случая несогласованных антенной и нелинейной частей НР, в контексте исследования рассеивающих свойств последних, необходимо для решения ряда практических задач, в которых НР являются объектами с априори неизвестными свойствами.

#### **4.1.1 Моделирование амплитудных свойств нелинейного рассеивателя в виде проволочного диполя произвольной длины, нагруженного на полупроводниковый диод**

В данном подразделе входное воздействие будет считаться монохроматическим СН с частотой несущего колебания  $f_{\text{СН}}$  (или циклической частотой  $\omega_{\text{СН}}$ ). РС от НР будут являться сигналы на частотах НП нелинейного преобразования СН. В качестве полезных РС далее будут рассмотрены сигналы на

кратных частотах  $2f_{\text{СН}}$  и  $3f_{\text{СН}}$ , как наиболее энергичные (рисунок 43). Нелинейную часть НР будет представлять импульсный диод ДЗ11.

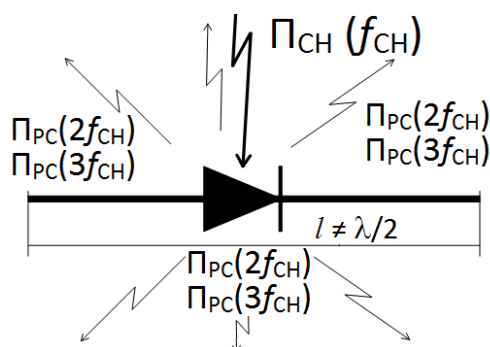


Рисунок 43 - Схема рассеивания помехового излучения от дипольного нелинейного рассеивателя.

Диполь произвольной длины – достаточно хорошо изученная антенна [132], для которой известны аналитические выражения ее параметров: коэффициента усиления  $G_a$ , активной  $R_a$  и реактивной  $X_a$  компонент импеданса излучения:

$$G_a = \frac{1 - \cos\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)}{4\pi} \quad (56)$$

$$R_a = 60 \int_0^{\pi} \frac{(\cos(kl \cos\theta) - \cos kl)^2 d\theta}{\sin\theta} \quad (57)$$

$$X_a = -120 \left( \ln \frac{\lambda}{\pi r} - 0.577 \right) \cdot \operatorname{ctg}\left(\frac{kl}{2}\right) \quad (58)$$

где,  $l$  и  $r$  длина и радиус диполя,  $\lambda$  – длина волны;  $k$  – волновое число. Графики зависимостей (57) и (58) [132] представлены ниже на рисунках 44 и 45.

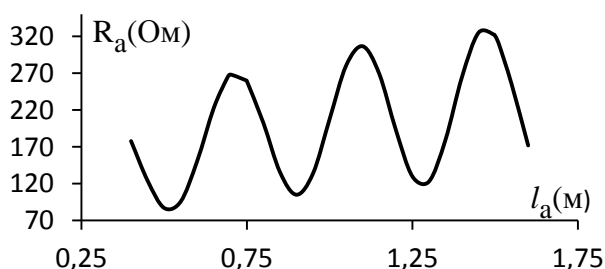


Рисунок 44 - Зависимость активной  $R_a(l)$  составляющей импеданса дипольной антенны от ее длины  $l$ .

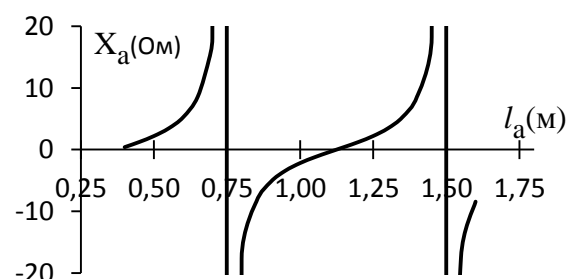


Рисунок 45 - Зависимость реактивной  $X_a(l)$  составляющих импеданса дипольной антенны от ее длины  $l$ .

Известное соотношение между величиной эффективной площади антенны и ее коэффициентом усиления  $S_a = G_a \lambda^2 / 4\pi$  [109] и выражение (56) позволяют получить выражение для вычисления эффективной площади диполя:

$$S_a = \frac{\lambda^2 (1 - \cos(\frac{\pi l}{\lambda}))}{16\pi^2} \quad (59)$$

Построение амплитудной характеристики ДНР производится по вышеописанной методике. Выражения (56-59) позволяют считать первый этап методики выполненным. Второй этап предполагает рассмотрение эквивалентной электрической схемы НР. Учитывая, что рассматриваемые конструкции биконического и проволочного НР имеют одинаковые нелинейные части, эквивалентная схема проволочного диполя представленная на рисунке 46 отличается от эквивалентной схемой биконического НР (рисунок 17) только наличием реактивной компоненты импеданса излучения  $X_a$ .

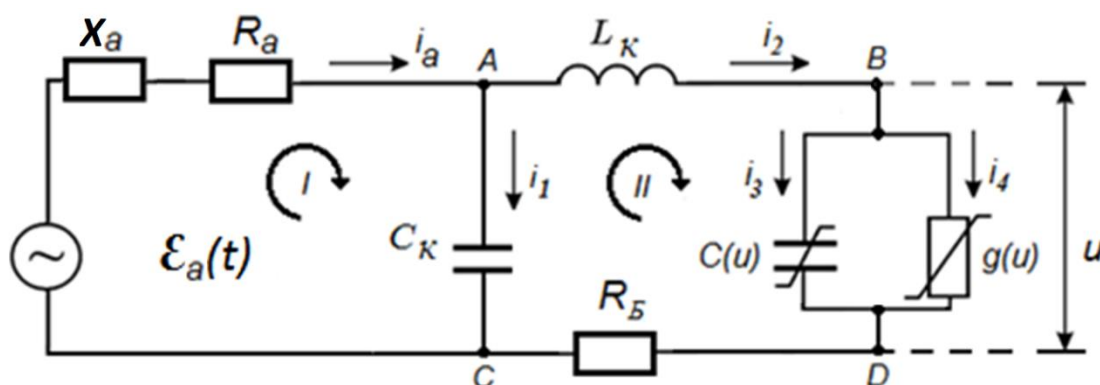


Рисунок 46 - Эквивалентная схема дипольного нелинейного рассеивателя.

Данная схема позволяет составить систему уравнений, аналогичную выражениям (36-41):

$$\text{I:} \quad \mathcal{E} = i_a R_a + u_{X_a} + u_{AC} \quad (60)$$

$$\text{II:} \quad u_{AC} = L_k \frac{di_2}{dt} + i_2 R_B + u \quad (61)$$

$$\text{A:} \quad i_a = i_2 + i_1 \quad (62)$$

$$\text{B:} \quad i_2 = i_3 + i_4 \quad (63)$$

$$\text{AC:} \quad i_1 = C_k \frac{du_{AC}}{dt} \quad (64)$$



$$\text{ВД:} \quad i_4 = gu; \quad i_3 = \frac{d(CU)}{du} \frac{du}{dt} \quad (65)$$

Отличием данной схемы является только присутствие в правой части первого уравнения слагаемого  $u_{X_a}$ , которое означает напряжение на реактивности импеданса излучения  $X_a$ . Реактивная составляющая  $X_a$  импеданса вибратора, может носить индуктивный (при  $X_a > 0$ ) или емкостный (при  $X_a < 0$ ) характер, поэтому в зависимости от знака  $X_a$  получаем зависимость (66):

$$u_{X_a} = \begin{cases} L_a \frac{di_a}{dt}, & \text{при } X_a > 0 ; L_a = X_a / \omega \\ \frac{1}{C_a} \int i_a dt, & \text{при } X_a < 0; C_a = -1 / (X_a \omega) \end{cases} \quad (66)$$

Проведение аппроксимаций функции ёмкости диода  $C(u)$ , аналогично представленным в предыдущем подразделе преобразованиям, позволяет получить окончательный вид математической модели НР, содержащего реактивность в антенной части:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_a}{dt} = \frac{0.5(1+\text{sign } X_a)}{L_a} (\mathcal{E} - i_a R_a - u_d) + \\ 0.5(1 - \text{sign } X_a) \left[ \frac{1}{C_k R_a} i_2 - \left( \frac{1}{C_k R_a} + \frac{1}{C_a R_a} \right) i_a + \frac{1}{R_a} \frac{d\mathcal{E}}{dt} \right]; \\ \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_k} (u_d - i_2 R_B - u); \\ \frac{du_d}{dt} = \frac{1}{C_k} (i_a - i_2); \\ \frac{du}{dt} = 0.5(1 + \text{sign } u) \frac{i_2 - gu}{(1+bu)g\theta} + 0.5(1 - \text{sign } u) \frac{i_2 - gu}{C_0 \sum_{n=0}^N (n+1)\beta_n u^n}; \end{array} \right. \quad (67)$$

Представленная система уравнений позволяет говорить о выполнении второго этапа представленной выше методики.

Выполнение третьего этапа методики осуществлялось с использованием программного моделирующего комплексом LabVIEW, по средствам которого определялись зависимости (68 – 72), аналогичные (7), (8), (10):

$$i_a(2\omega) = i_{a2\omega}(\mathcal{E}); \quad (68)$$

$$i_a(3\omega) = i_{a3\omega}(\mathcal{E}); \quad (69)$$

$$Z_{НЭ}(\omega) = Z_{НЭ}(\mathcal{E}); \quad (70)$$

$$\text{П}_{\text{PC}}(2\omega)|_{R=1\text{M}} = Z_{A2\omega} \cdot i_{a2\omega}^2(\mathcal{E}) \cdot G_{\text{PC}}(2\omega) / 4\pi; \quad (71)$$

$$\text{П}_{\text{PC}}(3\omega)|_{R=1\text{M}} = Z_{A3\omega} \cdot i_{a3\omega}^2(\mathcal{E}) \cdot G_{\text{PC}}(3\omega) / 4\pi, \quad (72)$$

где  $Z_{A2\omega}$ ,  $Z_{A3\omega}$  – импедансы диполя на частотах  $2\omega$  и  $3\omega$ ;  $i_{a2\omega}$ , и  $i_{a3\omega}$  – компоненты протекающего через диполь тока на частотах РС  $2\omega$  и  $3\omega$ .

Для частоты СН  $f_{\text{СН}} = 500$  МГц и трёх различных длин диполя  $l$  (0,45м, 0,75м, 1,65м) толщиной 3мм путём численного моделирования была определена зависимость импеданса диода от ЭДС, создаваемой антенной. Ввиду комплексности импеданса, указанную зависимость характеризовали: зависимость модуля импеданса  $R_d$  (рисунок 47) от ЭДС и зависимость сдвига фаз колебаний тока и напряжения на нелинейном элементе  $\varphi$  (рисунок 48) от ЭДС. Значения импеданса диполей:  $Z_a(l = 0,45\text{м}) = 212,4$  Ом,  $Z_a(l = 0,75\text{м}) = 241$  Ом,  $Z_a(l = 1,65\text{м}) = 294,7$  Ом. Используемые для аппроксимации характеристик диполя значения  $\theta_d = 10^{-7}$  с,  $L_K = 10^{-8}$  Гн,  $R_b = 40$  Ом,  $C_k = 3 \cdot 10^{-13}$  Ф.

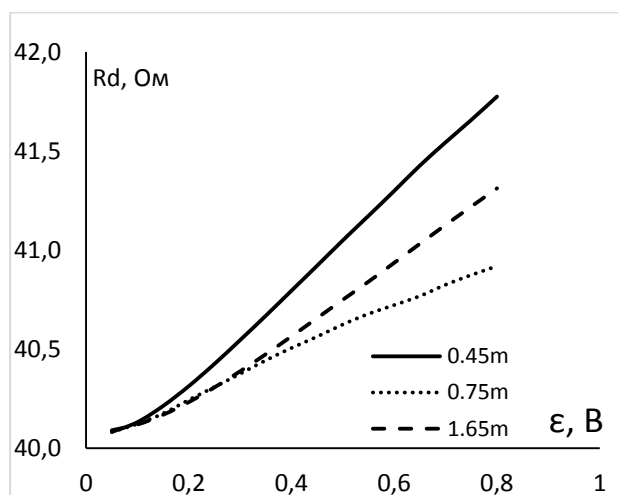


Рисунок 47 - Зависимость – модуль импеданса сопротивления нелинейного элемента от ЭДС, создаваемой антенной ( $f_{\text{ЗС}}=500$ МГц).

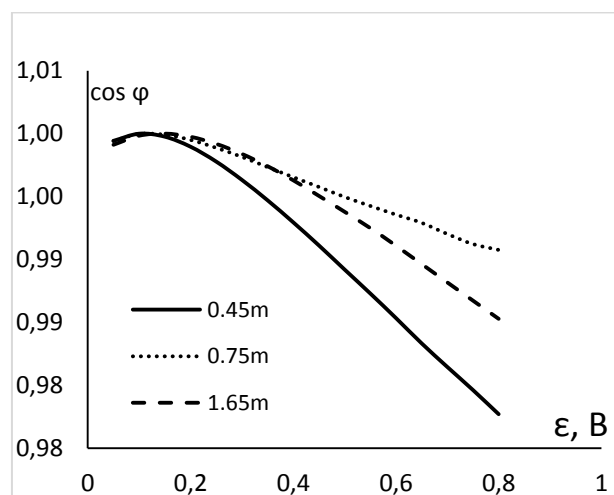


Рисунок 48 - Зависимость –  $\cos\varphi$  импеданса сопротивления нелинейного элемента от ЭДС, создаваемой антенной ( $f_{\text{ЗС}}=500$ МГц).

Из представленных на рисунках 47 и 48 графиков, следует, что сопротивление нелинейного элемента на частоте СН близко к значению сопротивления базы при различных уровнях ЭДС.

Для диполей с теми же параметрами и той же частоты СН были определены зависимости токов на частотах нелинейных продуктов  $i_a(2\omega)$ , и  $i_a(3\omega)$  от ЭДС (рисунок 49, рисунок 50), которые отражают нелинейность данной зависимости.

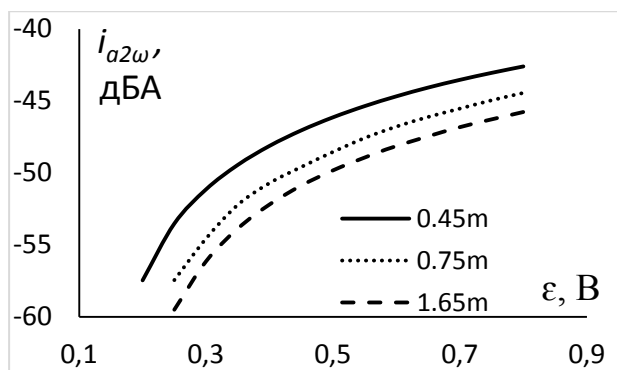


Рисунок 49 - Зависимость тока в цепи на частоте второй гармоники от ЭДС, создаваемой антенной ( $f_{3C}=500\text{МГц}$ ).

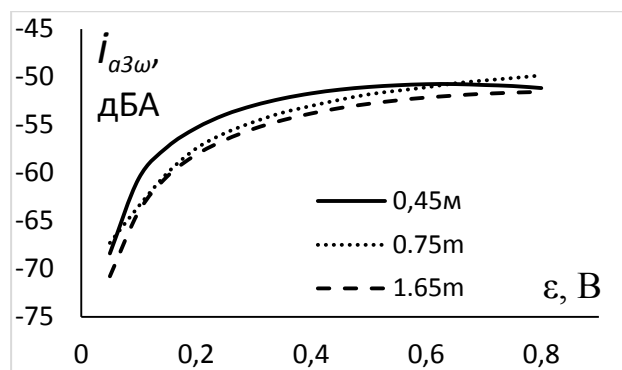


Рисунок 50 - Зависимость тока в цепи на частоте третьей гармоники от ЭДС, создаваемой антенной ( $f_{3C}=500\text{МГц}$ ).

Четвёртый этап методики предполагает вычисление зависимости плотности потока мощности  $P_{CH}$  на частотах НР от ЭДС (рисунок 51). Стоит отметить, что с точки зрения физики процессов, протекающих в НР, понятнее является обратная зависимость, так как ЭДС порождается СН, а не наоборот. Построение же зависимости  $P_{CH}(\epsilon)$  обусловлено методикой получения амплитудной характеристики НР. Данная зависимость позволяет перейти к последнему этапу методики и рассчитать амплитудные характеристики на частотах РС второго и третьего порядка представленные на рисунках 52 и 53.

Необходимо отметить, относительную «близость» значений по уровню интенсивности РС для второй и третьей гармоники СН. Интенсивность РС на второй гармоники «незначительно» превышает интенсивность РС на третьей гармонике при равных параметрах диполя и интенсивности облучающего поля монохроматического ЗС.

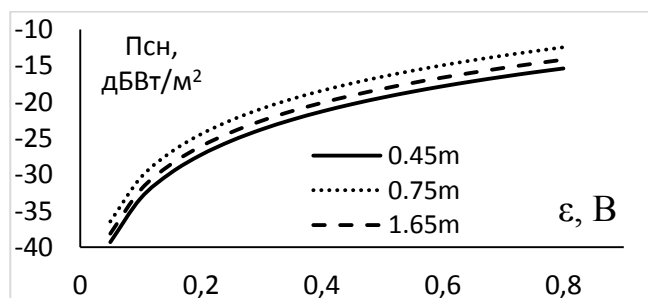


Рисунок 51 - Зависимость, связывающая величину ЭДС и поток падающей волны сигнала накачки ( $f_{CH}=500\text{МГц}$ ).

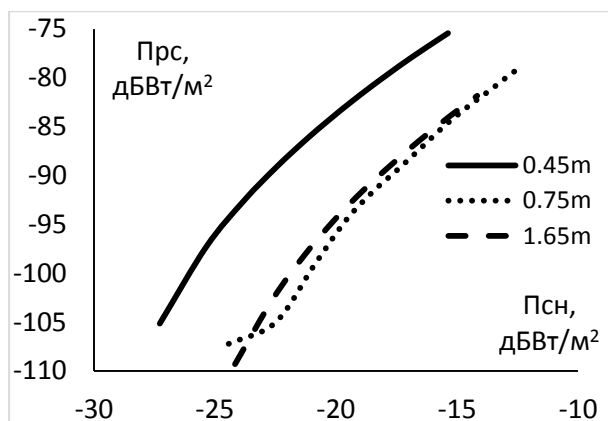


Рисунок 52 - Амплитудная характеристика для рассеянного сигнала на частоте 1ГГц .

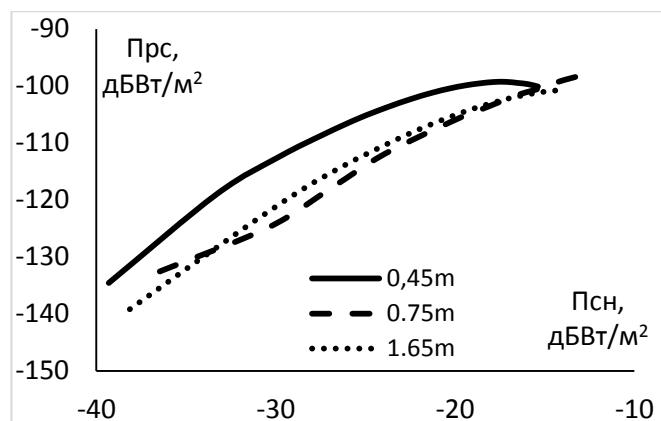


Рисунок 53 - Амплитудная характеристика для рассеянного сигнала на частоте 1,5ГГц.

Аналогичные расчёты были выполнены для  $f_{CH} = 400$  МГц и трёх различных длин диполя  $l$  (0,5м, 0,75м, 1м) толщиной 3мм. Значения импеданса диполей:  $Z_a(l = 0,5м) = 87$  Ом,  $Z_a(l = 0,75м) = 1766$  Ом,  $Z_a(l = 1м) = 207,5$  Ом. Графики, характеризующие зависимость сопротивления диода от ЭДС представлены на рисунках 54 и 55, по аналогии с графиками на рисунках 47 и 48, демонстрируют близость сопротивления диполя к сопротивлению базы и его относительно слабую вариативность в рассмотренных пределах изменения ЭДС.

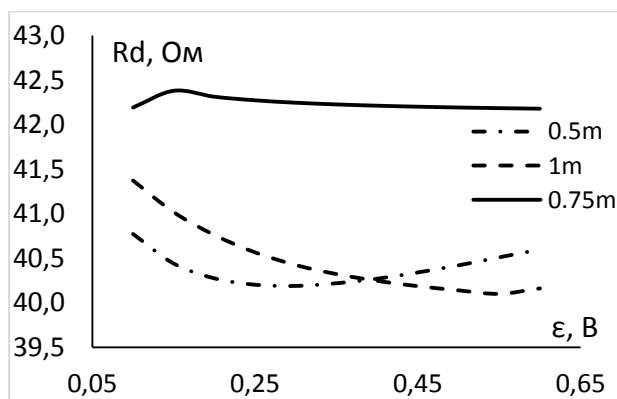


Рисунок 54 - Зависимость – модуль импеданса нелинейного элемента от ЭДС, создаваемой антенной ( $f_{CH} = 400$  МГц).

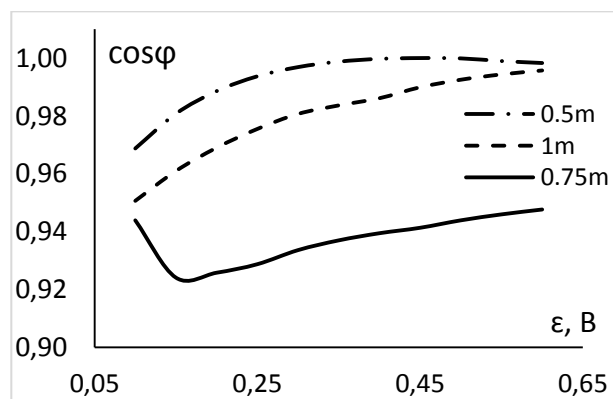


Рисунок 55 - Зависимость –  $\cos\phi$  импеданса нелинейного элемента от ЭДС, создаваемой антенной. ( $f_{CH} = 400$  МГц).

Рисунки 56 и 57 отображают зависимости токов на частотах нелинейных продуктов  $i_a(2\omega)$ , и  $i_a(3\omega)$  от ЭДС.

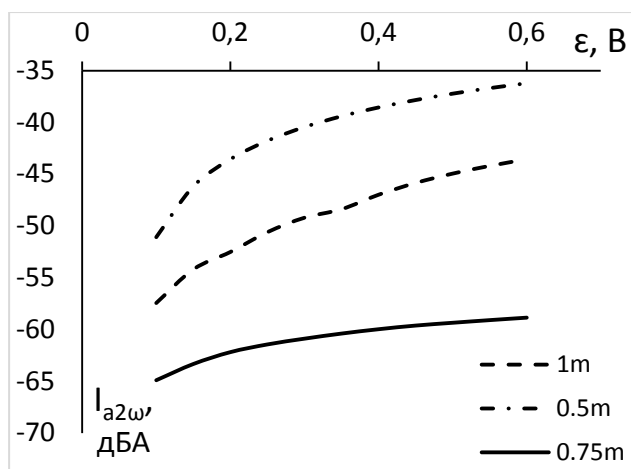


Рисунок 56 - Зависимость – тока на нелинейном элементе на частоте второй гармоники от ЭДС, создаваемой антенной ( $f_{CH} = 400$  МГц).

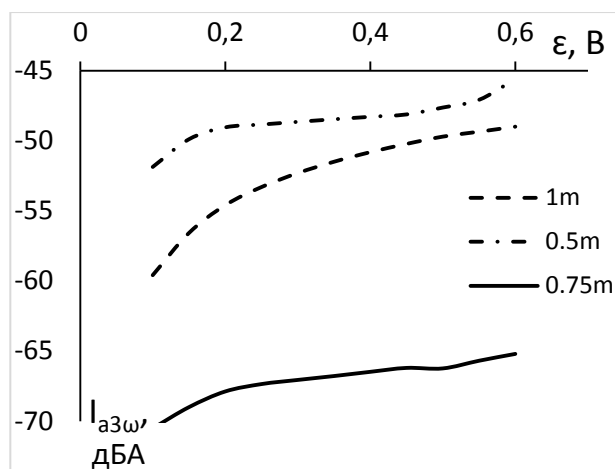


Рисунок 57 - Зависимость – тока на нелинейном элементе на частоте третьей гармоники от ЭДС, создаваемой антенной ( $f_{CH} = 400$  МГц).

Также были вычислены зависимости плотности потока мощности СН  $P_{CH}$  на частотах НП от ЭДС (рисунок 58) и искомые амплитудные характеристики (рисунок 59, рисунок 60).

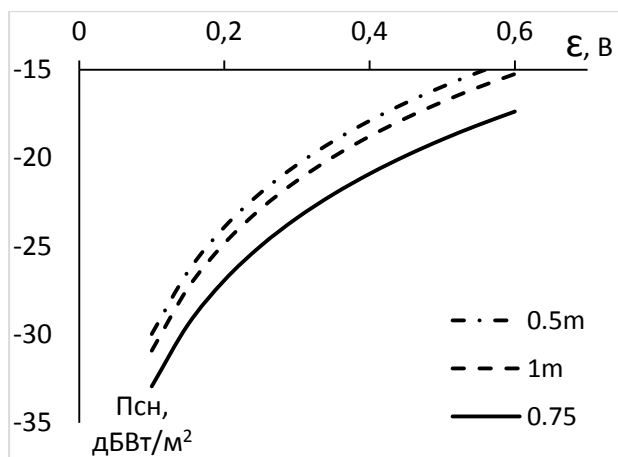


Рисунок 58 - Зависимость, связывающая величину ЭДС и поток падающей волны сигнала накачки ( $f_{CH} = 400$  МГц).

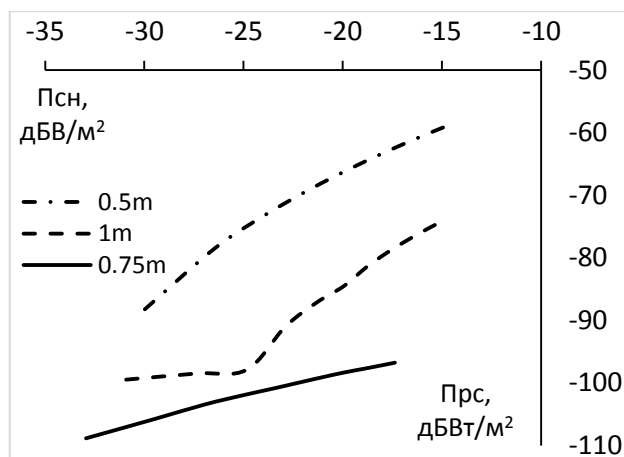


Рисунок 59 - Амплитудная характеристика для рассеянного сигнала на частоте 800МГц.

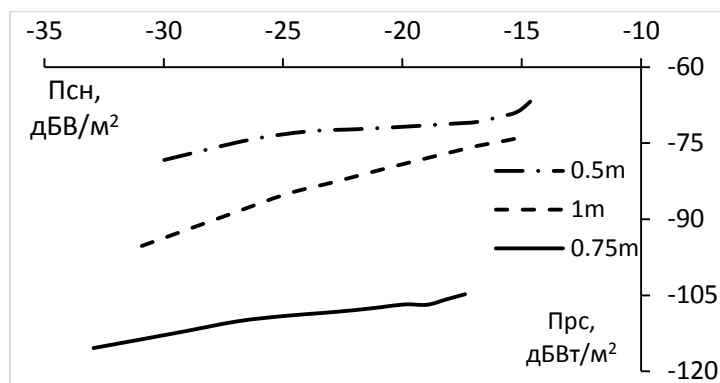


Рисунок 60 - Амплитудная характеристика для РС на частоте 1200МГц.

Для рассмотренных диполей энергетический потенциал РС при частоте  $f_{\text{СН}} = 400$  МГц, оказался выше чем при  $f_{\text{СН}} = 500$  МГц. Необходимо отметить, что АХ на частотах третьих гармоник обладают меньшей крутизной.

Также были построены зависимости плотности потока мощности РС и нелинейной эффективной поверхности рассеяния  $\sigma$  на частоте 2-ой и 3-ей гармоник от величины сопротивления антенны (рисунок 61, рисунок 62).

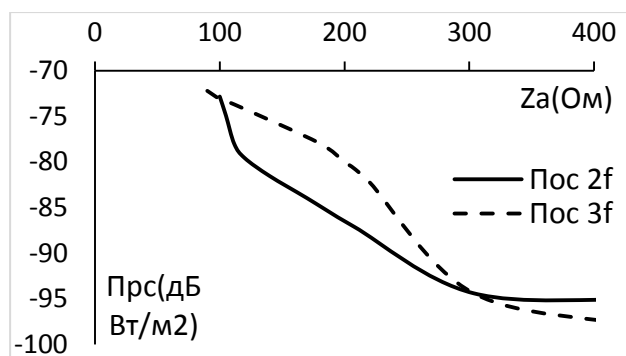


Рисунок 61 - Зависимость плотности потока мощности рассеянного сигнала на частотах 2-ой и 3-ей гармоник от величины импеданса антенны ( $f_{\text{СН}} = 400$  МГц;  $\mathcal{E} = 0,2$  В).

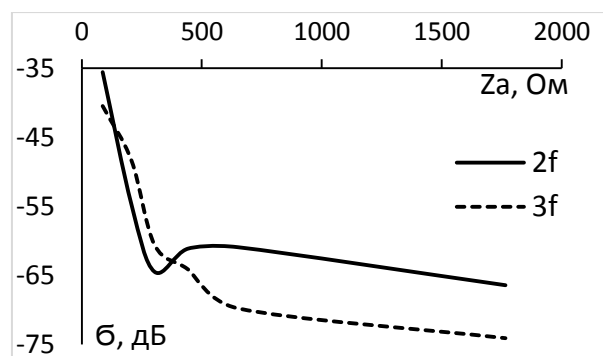


Рисунок 62 - Зависимость нелинейной эффективной поверхности рассеяния на частоте 2-й и 3-й гармоник от величины импеданса антенны ( $f_{\text{НС}} = 400$  МГц;  $\mathcal{E} = 0,2$  В).

Таким образом, анализ эквивалентной схемы дипольного нелинейного рассеивателя с произвольным импедансом, нагруженного на полупроводниковый диод, при помощи моделирования процессов преобразования сигналов в программном комплексе LabVIEW позволяет учесть все процессы преобразования облучающего СН в переизлучаемый РС на частотах гармоник.

#### **4.1.2 Моделирование амплитудных свойств нелинейного рассеивателя в виде проволочного диполя произвольной длины, нагруженного на полупроводниковый диод и колебательный контур**

Конструкция НР, состоящая из дипольной антенны и нагрузки в виде полупроводникового диполя, является одной из самых распространённых конструкций, рассматриваемых исследователями. К причинам этого может быть отнесена относительно низкая стоимость и конструктивная простота, что делает НР подобной конструкции перспективными для использования как в практических целях, например, в качестве средств маркировки или датчиков, т.е. для решения задач первого класса, так и для моделирования свойств сложных электронных устройств, содержащих полупроводниковые компоненты. Такое моделирование характерно для решения таких практических задач, как обнаружение/поиск полупроводниковых приборов с априори неизвестными параметрами, т.е. для решения задач второго класса.

С точки зрения задач электромагнитной совместимости наиболее интересен учет помехового влияния эффекта нелинейного рассеяния от радиоэлектронной аппаратуры, предназначенной для приёма или передачи сигналов, т.е. аппаратуры, содержащей одну или несколько антенн. Механизм образования вторичных нелинейных помех описывается теми же общими для НР процессами: волна СН, облучая подобную аппаратуру, возбуждает токи в антенне, которые через приёмный (или передающий) тракт канализируются к плате, содержащей нелинейные элементы; на нелинейных элементах происходит искажение токов; искажённые токи после обратной канализации могут попадать на антенну прибора и становиться источником помехового вторичного излучения. Для изучения процессов рассеяния в ряде работ в качестве упрощённых моделей подобных приборов рассматривались различные дипольные антенны, нагруженные на полупроводниковые диоды [16], [110]. Подобные модели реальных объектов помогают сформировать качественное представление об их

отражающих свойствах. В то же время, такое моделирование предполагает значительное упрощение, в результате которого описание всей электронной составляющей прибора ограничивается описанием сосредоточенной нелинейности. Реальные приёмо-передающие устройства имеют множество нелинейных элементов, кроме-того с целью защиты от помех на выходе приёмного тракта размещается полосовой фильтр, который, будучи настроенным на предполагаемую частоту СН подавляет сигналы на иных частотах (в том числе, на частотах НП), что существенно влияет на спектр РС. С целью учёта этой особенности в данной работе представлены результаты исследования модели НР, содержащей в своём составе помимо антенны и сосредоточенной нелинейности некоторую селективную схему – колебательный контур [133]. На рисунке 63 представлена эквивалентная схема подобного НР, содержащая источник ЭДС  $e(t)$ , характеризующий входной СН, сопротивление антенны  $R_A$  (в данном случае активное), диод и параллельный колебательный контур (индуктивность  $L_{кон}$ , активное сопротивление  $R_{кон}$ , ёмкость  $C_{кон}$ ), включенный параллельно диоду. Для диода также может быть составлена эквивалентная схема содержащая:  $R_B$  – сопротивление базы, омического контакта и выводов диода,  $C_{кор}$  – емкость корпуса диода,  $L_{кор}$  – индуктивность выводов и контактной пружины, соединяющей кристалл с одним из выводов, а также параметры, характеризующие  $p-n$  переход,  $g(u)$  – проводимость  $p-n$  перехода и  $C_{п}(u)$  – емкость  $p-n$  перехода (рисунок 64).

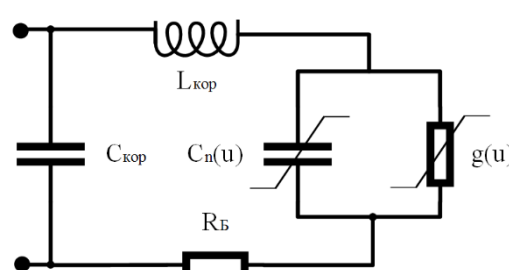
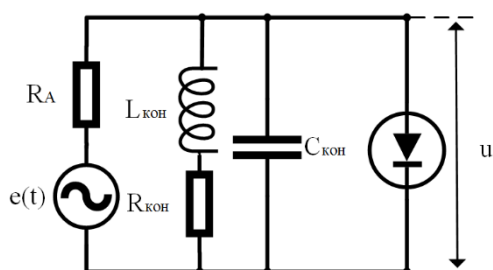


Рисунок 63 - Эквивалентная схема нелинейного рассеивателя с селективной схемой

Рисунок 64 - Эквивалентная схема с диода



Проводимость  $g(u)$ , согласно [82], представляется в виде:  $g(u) = g_0 \exp(bu)$ , где  $b = 1/m\varphi_T$ ;  $\varphi_T$  – температурный потенциал;  $m = 1,5 \div 2$  – поправочный коэффициент, учитывающий отклонение вольт-амперной характеристики реального р-п перехода от уравнения Шокли;  $m$  зависит от материала полупроводника, технологии изготовления р-п перехода, уровня инжекции носителей тока и т.д. [82]. Предполагая, что емкость контура  $C_{\text{кон}}$  значительно превосходит вариации нелинейной емкости р-п перехода  $C_{\text{п}}(u)$ , и опуская преобразования величин индуктивностей, ёмкостей и сопротивлений, эквивалентная схема НР может быть упрощена согласно рисунку 65. При этом значения  $C$ ,  $L$  и  $R_K$  учитывают соответствующие параметры как диода, так и контура, а сами элементы  $C$ ,  $L$  и  $R_K$  будут называться эквивалентным контуром.

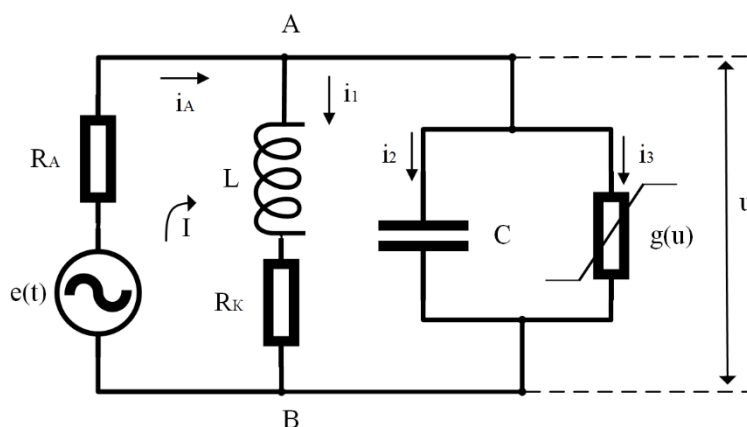


Рисунок 65 - Упрощённая эквивалентная схема нелинейного рассеивателя с селективной схемой.

Такой упрощённой эквивалентной схеме соответствует система уравнений Кирхгофа:

$$e = i_A R_A + u \quad (73)$$

$$L \frac{di_1}{dt} + i_1 R_K = u \quad (74)$$

$$i_A = i_1 + i_2 + i_3 \quad (75)$$

$$i_2 = \frac{dq}{dt} = C \frac{du}{dt} \quad (76)$$

$$i_3 = gu = u g_0 \exp(bu) \quad (77)$$

Уравнение (73) соответствует контуру I (рисунок 64); уравнение (75) соответствует токам, протекающим через узел A; уравнения (74), (76) и (77) соответствуют трём параллельным ветвям под напряжением  $u$ , через которые протекают токи  $i_1$ ,  $i_2$  и  $i_3$ , соответственно. Одна ветвь содержит сопротивление  $R_K$  и индуктивность  $L$ , вторая – ёмкость  $C$ , а третья – нелинейную проводимость  $g(u)$ .

Число уравнений в системе может быть сокращено, путём исключения токов  $i_2$  и  $i_3$ . Для этого выражение для напряжения на диоде из (73)  $u = e - i_A R_A$  подставляется в (76):

$$i_2 = C \left( \frac{de}{dt} - R_a \frac{di_A}{dt} \right), \quad (78)$$

а затем выражения (77) и (78), подставляются в (75):

$$i_A = i_1 + C \left( \frac{de}{dt} - R_a \frac{di_A}{dt} \right) + gu \quad (79)$$

Из выражения (74):

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L} (u - i_1 R_K) \quad (80)$$

Из выражения (75) ток  $i_2$  подставляется в (76):

$$i_2 = i_A - i_1 - i_3 = C \frac{du}{dt} \quad (81)$$

В итоге, уравнения (79), (80), (81) являются системой дифференциальных уравнений, описывающей поведение представленной схемы. После приведения к каноническому виду такая система примет вид (82):

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = \left( i_1 + C \frac{de}{dt} - i_A + gu \right) / (CR_a) \\ \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L} (u - i_1 R_K) \\ \frac{du}{dt} = \frac{1}{C} (i_A - i_1 - ug_0 \exp(bu)). \end{cases} \quad (82)$$

Полученная математическая модель (82) была рассчитана в программно-вычислительном комплексе LabVIEW. В качестве нелинейного элемента рассматривался полупроводниковый диод Д311, нелинейная проводимость

которого характеризуется параметрами  $b = 19,6$ ;  $g_0 = 7,7 \cdot 10^{-5}$ . Параметры  $L$  и  $C$  выбирались таким образом, чтобы резонансная частота эквивалентного контура была равна  $f_0 = 200$  МГц. В качестве входного воздействия рассматривался гармонический СН с частотой  $f_1 = 100, 150$  или  $200$  МГц. Такой выбор значений частоты СН определялся по следующим соображениям. При  $f_1 = 200$  МГц обеспечивается попадание СН в рабочую полосу эквивалентного контура, при этом РС на кратных частотах ( $2f_1, 3f_1, \dots$ ) в эту полосу не попадает. При  $f_1 = 100$  МГц и РС на частоте  $2f_1$  наблюдается обратная ситуация. При  $f_1 = 150$  МГц ни СН, ни РС не попадают в полосу контура.

В результате численного моделирования было установлено, что с уменьшением добротности контура за счёт роста активного сопротивления при неизменных прочих параметрах (ЭДС, антенного сопротивления, частоты, реактивные параметры контура) происходят незначительные изменения в энергетическом спектре РС, что демонстрируют зависимости представленные на рисунках 67 и 68, снятые для случая совпадения частоты СН и резонансной частоты эквивалентного контура  $f_1 = f_0 = 200$  МГц. Рисунки 69 и 70 показывают, что с ростом этих частот  $f_1$  и  $f_0$  происходит общее снижение уровня РС.

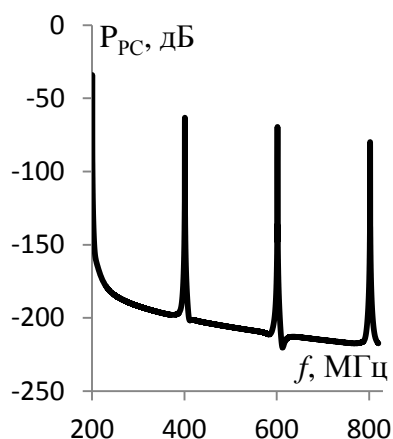


Рисунок 66 -  $Q=402$ ;  
 $e=0,16В$ ;  $C=99пФ$ ;  
 $R_K=0,02Ом$ ;  $R_A=500Ом$ ;  
 $f_1=200МГц$

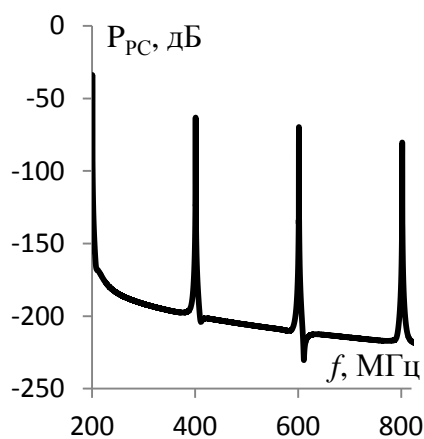


Рисунок 67 -  $Q=100$ ;  
 $e=0,16В$ ;  $C=99пФ$ ;  
 $R_K=0,08Ом$ ;  $R_A=500Ом$ ;  
 $f_1=200МГц$

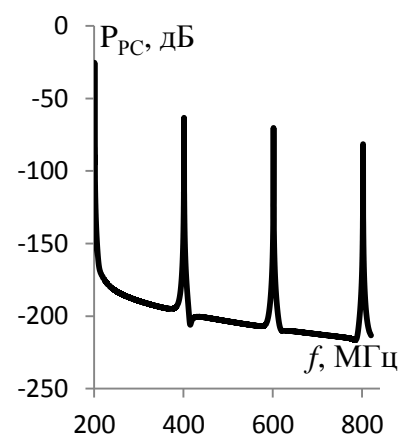


Рисунок 68 -  $Q=40$ ;  
 $e=0,16В$ ;  $C=99пФ$ ;  
 $R_K=0,2Ом$ ;  $R_A=500Ом$ ;  
 $f_1=200МГц$

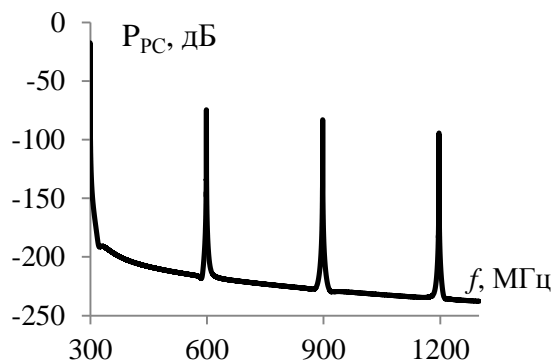


Рисунок 69 -  $Q=27$ ;  $e=0,16В$ ;  $C=99пФ$ ;  
 $R_K=0,2Ом$ ;  $R_A=50Ом$ ;  $f_0 = f_1=300МГц$

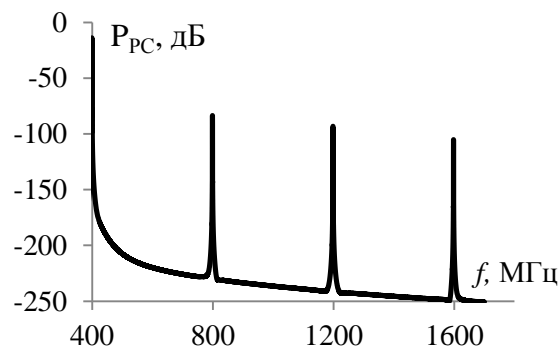


Рисунок 70 -  $Q=20$ ;  $e=0,16В$ ;  $C=99пФ$ ;  
 $R_K=0,2Ом$ ;  $R_A=50Ом$ ;  $f_0 = f_1=400МГц$

Аналогичные зависимости (при уменьшении добротности) были получены для частот  $f_1 = 150$  МГц и  $f_0 = 200$  МГц (рисунки 71 и 72). В этом случае изменение спектра более значительно. На частоте второй гармоники СН наблюдается рост (8,1 дБ) при одиннадцатикратном увеличении сопротивления  $R_K$ . На рисунках 71 и 72 также заметно наличие небольшого пика на частоте, соответствующей резонансной частоте эквивалентного контура  $f_0 = 200$  МГц. При малых значениях добротности эквивалентного контура ( $Q \approx 2$  или менее) данный пик отсутствует.

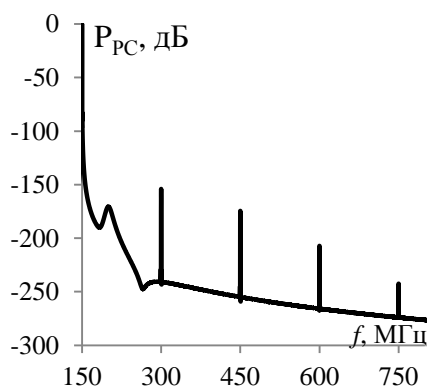


Рисунок 71 -  $Q=16$ ;  $e=0,3В$ ;  
 $C=990пФ$ ;  $R_K=0,05Ом$ ;  
 $R_A=50Ом$ ;  $f_1=150МГц$

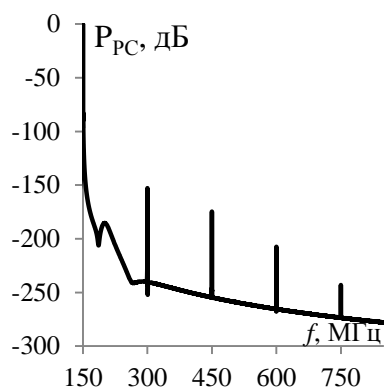


Рисунок 72 -  $Q=8$ ;  
 $e=0,3В$ ;  $C=990пФ$ ;  
 $R_K=0,1Ом$ ;  $R_A=50Ом$ ;  
 $f_1=150МГц$

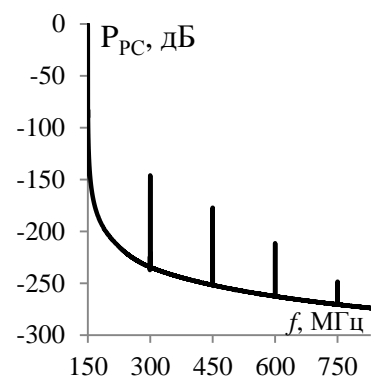


Рисунок 73 -  $Q=1,5$ ;  
 $e=0,3В$ ;  $C=990пФ$ ;  
 $R_K=0,55Ом$ ;  $R_A=50Ом$ ;  
 $f_1=150МГц$

Далее были рассмотрены изменения спектра при вариации параметров эквивалентного контура и постоянных добротности, ЭДС и резонансной частоте контура  $f_0 = 200$  МГц (рисунок 74 - рисунок 76). Если значение активного

сопротивления  $R_K$  было фиксировано, а изменялись только реактивные параметры  $C$  и  $L$ , то наблюдался существенный рост интенсивности РС.

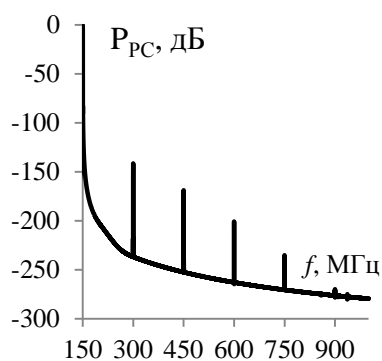


Рисунок 74 -  $Q=2$ ;  
 $\epsilon=0,3В$ ;  $C=790пФ$ ;  
 $R_K=0,5Ом$ ;  $R_A=50Ом$ ;  
 $f_1=150МГц$

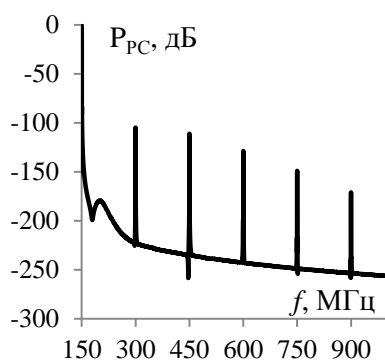


Рисунок 75 -  $Q=10$ ;  
 $\epsilon=0,3В$ ;  $C=160пФ$ ;  
 $R_K=0,5Ом$ ;  $R_A=50Ом$ ;  
 $f_1=150МГц$

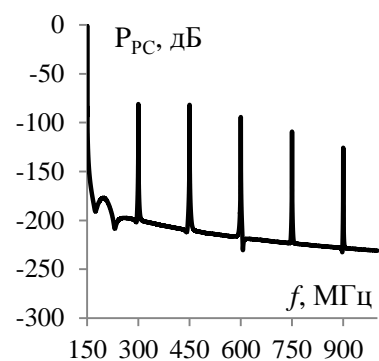


Рисунок 76 -  $Q=20$ ;  
 $\epsilon=0,3В$ ;  $C=80пФ$ ;  
 $R_K=0,5Ом$ ;  $R_A=50Ом$ ;  
 $f_1=150МГц$

При изменении трёх параметров ( $R_K$ ,  $L$  и  $C$ ): росте активного сопротивления и уменьшении ёмкости эквивалентного контура ситуация аналогична – наблюдается значительный рост энергии компонент РС что видно на рисунках 77 – 79.

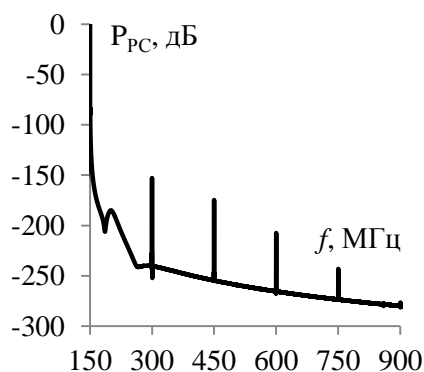


Рисунок 77 -  $Q=8$ ;  $\epsilon=0,3В$ ;  
 $C=990пФ$ ;  $R_K=0,1Ом$ ;  
 $R_A=50Ом$ ;  $f_1=150МГц$

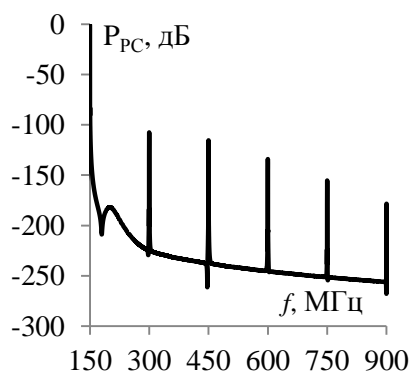


Рисунок 78 -  $Q=8$ ;  $\epsilon=0,3В$ ;  
 $C=180пФ$ ;  $R_K=0,55Ом$ ;  
 $R_A=50Ом$ ;  $f_1=150МГц$

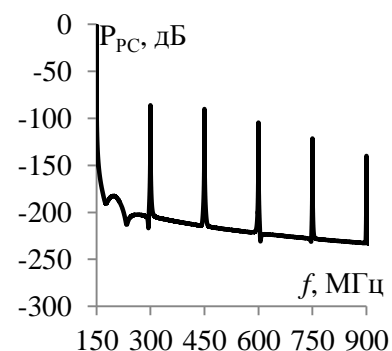


Рисунок 79 -  $Q=8$ ;  
 $\epsilon=0,3В$ ;  $C=99пФ$ ;  
 $R_K=1Ом$ ;  $R_A=50Ом$ ;  
 $f_1=150МГц$

Анализ полученных результатов показывает, что большее влияние на уровень РС на частотах гармоник оказывают значения реактивных параметров эквивалентного контура.

Рисунки 80 – 82 отображают АХ данной конструкции. Сплошная линия соответствует случаю равенства частот  $f_1 = f_0 = 200$  МГц, пунктирная – частотам  $f_1 = 0,5f_0 = 100$  МГц, штрихпунктирная – частотам  $f_1 = 0,75f_0 = 150$  МГц. Ниже представлены результаты расчётов для трёх различных значений антенного сопротивления  $R_A = 25$  Ом, 50 Ом и 200 Ом.

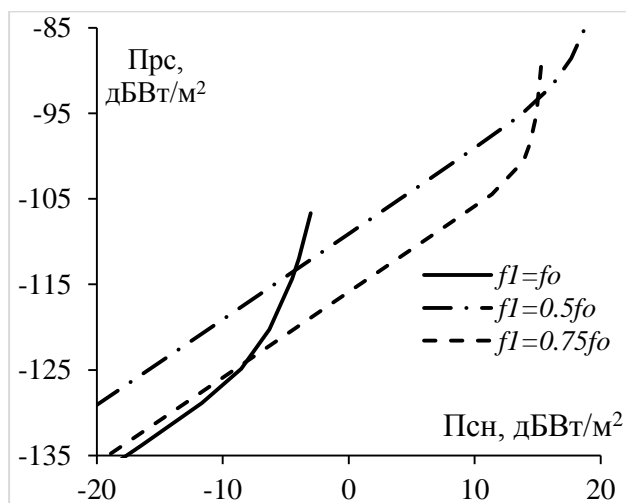


Рисунок 80 - Амплитудная характеристика.  $R_A=50$  Ом

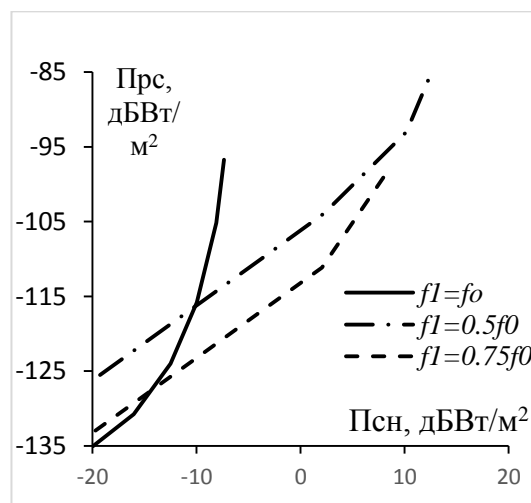


Рисунок 81 - Амплитудная характеристика.  $R_A=25$  Ом

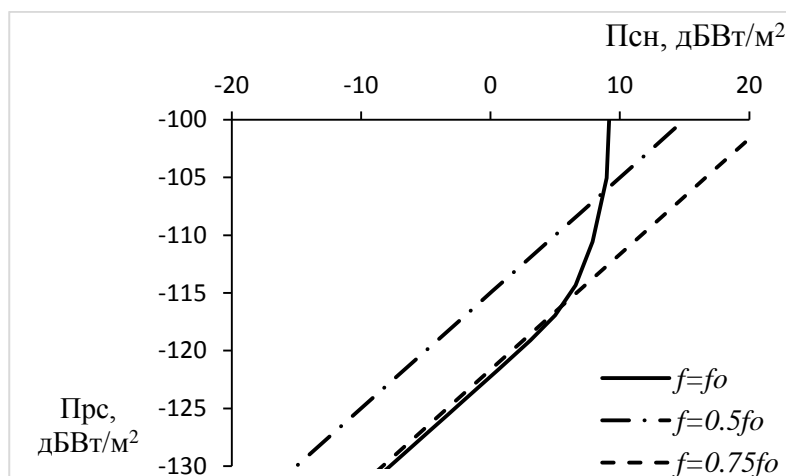


Рисунок 82 - Амплитудная характеристика.  $R_A=200$  Ом

Для всех диаграмм с ростом антенного сопротивления при фиксированном уровне СН наблюдается спад интенсивности РС. Полученные диаграммы качественно схожи и содержат линейный участок, соответствующий относительно слабому изменению сопротивления диода  $R_d$  и низкому уровню СН,

а также участок стремительного роста, соответствующий стремительному экспоненциальному изменению сопротивления  $R_d$ .

Для значений СН, соответствующих линейным участкам, из полученных диаграмм видно, что для всех трёх рассмотренных значений антенного сопротивления  $R_A$  наибольший уровень РС соответствует тому случаю, при котором частота РС совпадает с резонансной частотой эквивалентного контура, т.е. случаю  $f_1 = 0,5f_0 = 100$  МГц.

С ростом уровня СН участки стремительного роста РС последовательно проявляются для возрастающих значений частоты СН  $f_1$ . Это приводит к тому, что начиная с некоторых значений интенсивности СН нелинейная помеха на частоте второй гармоники СН  $2f_1$  для частот РС больших резонансной частотой эквивалентного контура ( $2f_1 > f_0$ ) могут оказаться интенсивнее, чем для частоты РС равной резонансной частоте ( $2f_1 = f_0$ ).

#### *Выводы 4.1:*

*1. Разработана модель источника нелинейных помех на основе дипольного нелинейного рассеивателя с длиной диполя, превышающей длину волны рассеянного сигнала, нагруженного на импульсный полупроводниковый диод ДЗ11, при этом входной импеданс диполя предполагает наличие частотнозависимых активной и реактивной составляющих. Определены амплитудные характеристики моделируемых объектов для различных частот сигнала накачки.*

*2. Разработана модель источника нелинейных помех на основе дипольного нелинейного рассеивателя, нагруженного на импульсный полупроводниковый диод ДЗ11 и колебательный контур. Определены амплитудные характеристики моделируемого объекта для различных соотношений частоты сигнала накачки и резонансной частоты контура.*

## **4.2 Моделирование частотно-пространственных свойств нелинейного рассеивателя с рассеивающей частью в виде проволочного диполя**

В предыдущих разделах данной работы были рассмотрены амплитудные и амплитудно-частотные свойства нелинейных рассеивателей. Построение характеристик было выполнено с учётом двух условий: во-первых, предполагалась заданная ориентация диполя относительно фронта волны СН (выполненные расчёты предполагают, что угол между осью диполя и направлением распространения волны СН  $\theta$  равен  $\pi/2$ ), во вторых, РС рассматривался только в направлении облучения. Для задачи оценки влияния рассеянного поля на стороннюю радиоаппаратуру оба ограничения критичны, ввиду априорной неопределённости взаимного расположения и ориентации НР и средств радиотехнической аппаратуры, для которых РС выступает в качестве помехи, с одной стороны, и неопределённости ориентации НР относительно источника СН, дающего энергию для формирования нелинейной помехи, с другой стороны. Следовательно, необходим учёт пространственных свойств НР.

Далее представлена методика расчёта диаграмм обратного нелинейного рассеяния, применимая для НР любой конструкции. В результате могут быть получены зависимости плотности потока мощности РС от двух групп угловых величин. Первая группа характеризует ориентацию рассеивающей части НР относительно направления облучения (или фронта волны СН). Вторая группа – относительно направления распространения РС.

### **4.2.1 Методики расчёта диаграмм обратного нелинейного рассеяния**

ДОНР представляет собой зависимость плотности потока мощности РС  $P_{PC}$  от вектора угловых величин  $\vec{\theta}$ , характеризующих ориентацию НР относительно направления распространения СН. В первом разделе работы описана основанная



на процессной модели НР методика построения амплитудных характеристик, предполагающая расчёт зависимостей  $P_{PC}$  и  $P_{CH}$  от ЭДС. При построении амплитудных характеристик фиксировались значения ЭДС и вычислялись соответствующие значения плотностей потока мощности сигналов. Те же самые выражения могут быть использованы и при построении ДОНР с той разницей, что фиксироваться должно значение плотности потока мощности СН  $P_{CH}$ , а значение наводимой в рассеивающей части НР ЭДС, должно вычисляться с учётом зависимости эффективной площади антенны  $S_{CH}$  от вектора угловых величин  $\vec{\theta}$  (б). Подобный подход к расчёту ДОНР позволяет при известной конструкции НР (его эквивалентной схемы) для любого набора угловых величин  $\vec{\theta}$  рассчитывать величины протекающих в цепи НР токов, сопротивления сосредоточенных элементов и ЭДС путём составления системы уравнений Кирхгофа, её приведения к приемлемому для загрузки в моделирующий комплекс виду и программному расчёту. Вместе с тем, этот подход обладает и существенными недостатками. Во-первых, для применения данного подхода нужно обладать знанием всех, необходимых для расчёта амплитудной характеристики, данных (необходимо знать характеристики рассеивающей части, и вольт-амперную и вольт-фарадную характеристики его нелинейной части). Во-вторых, данный подход предполагает полный расчёт схемы для каждого из наборов угловых величин  $\vec{\theta}$  при заданной степени дискретизации, что предполагает использование значительных временных и вычислительных ресурсов.

В [18] определено, что для описания пространственных свойств НР достаточно учесть свойства направленности рассеивающей части НР и его амплитудную характеристику, полученную для известной ориентации НР. Таким образом, необходимость полного расчёта цепи для каждого набора угловых величин  $\vec{\theta}$  принципиально отсутствует, и снятая или рассчитанная для одного набора угловых величин  $\vec{\theta}_0$  амплитудная характеристика, а также известные

характеристики рассеивающей части оказываются достаточны для построения ДОНР.

С точки зрения расчёта плотности потока мощности РС, изменение ориентации рассеивателя эквивалентно изменению плотности потока мощности облучающего колебания. Эта простая идея позволяет предложить методику расчёта ДОНР. Предположим, что в месте расположения НР плотность потока мощности СН известна и равна некоторому значению  $\Pi_{\text{СН}}^*$ . По амплитудной характеристике, рассчитанной для известной ориентации НР относительно направления распространения СН, характеризуемой некоторым вектором  $\vec{\theta}_0$ , находится соответствующее значение  $\Pi_{\text{РС}}^*$ . Помимо амплитудной характеристики будем считать известными эффективную площадь и коэффициенты усиления рассеивающей части НР на частоте СН  $G_a(\vec{\theta}, \lambda_{\text{СН}})$  и на частоте РС  $G_a(\vec{\theta}, \lambda_{\text{РС}})$ .

Указанные исходные данные позволяют рассчитать величину плотности потока мощность РС для любой ориентации НР, характеризуемой вектором  $\vec{\theta}_1$ , в любом направлении, характеризуемом вектором  $\vec{\varphi}$ , посредством следующих рассуждений. Если НР с ориентацией  $\vec{\theta}_1$  облучать СН с плотностью потока мощности равной  $\Pi_{\text{СН}}^*$ , то им будет принята такая же мощность, которую примет НР с ориентацией  $\vec{\theta}_0$ , облучаемый СН с плотностью потока мощности (83):

$$\Pi_{\text{СН}, \vec{\theta}_0} = K_{\text{СН}}(\vec{\theta}_1) \Pi_{\text{СН}}^*, \quad (83)$$

где  $K_{\text{СН}}(\vec{\theta}_1) = G_a(\vec{\theta}_1, \lambda_{\text{СН}}) / G_a(\vec{\theta}_0, \lambda_{\text{СН}})$ . При одинаковой принятой мощности, величины протекающих в цепи НР токов не зависят от его ориентации, следовательно, мощность РС НР с ориентацией  $\vec{\theta}_1$  при его облучении  $\Pi_{\text{СН}}^*$  окажется равной мощности РС НР с ориентацией  $\vec{\theta}_0$  при его облучении  $\Pi_{\text{СН}, \vec{\theta}_0}$ . Для этого значения плотности потока мощности СН по известной амплитудной характеристике может быть найдено значение плотности потока мощности РС  $\Pi_{\text{РС}, \vec{\theta}_0}$ . Для НР с ориентацией  $\vec{\theta}_1$  плотность потока мощности РС в направлении облучения будет отличаться на коэффициент:

$$P_{PC, \vec{\theta}_1} = K_{PC}(\vec{\theta}_1) P_{PC, \vec{\theta}_0}, \quad (84)$$

где  $K_{PC}(\vec{\theta}_1) = G_a(\vec{\theta}_1, \lambda_{PC}) / G_a(\vec{\theta}_0, \lambda_{PC})$ . Указанная формула применима и для любого иного направления распространения РС, характеризуемого вектором  $\vec{\varphi}$ , с тем отличием, что коэффициент усиления в числителе дроби должен быть заменён соответствующим этому направлению значением  $G_a(\vec{\theta}_1, \vec{\varphi}, \lambda_{PC})$ :

$$P_{PC, \vec{\theta}_1, \vec{\varphi}} = K_{PC}(\vec{\theta}_1, \vec{\varphi}) P_{PC, \vec{\theta}_0}, \quad (85)$$

где  $K_{PC}(\vec{\theta}_1, \vec{\varphi}) = G_a(\vec{\theta}_1, \vec{\varphi}, \lambda_{PC}) / G_a(\vec{\theta}_0, \lambda_{PC})$ .

Таким образом, методика численного построения ДОНР предполагает следующую последовательность действий:

1. фиксировать плотность потока мощности СН  $P_{CH}^*$ ;
2. последовательно изменяя значение угловых величин, характеризующих ориентацию НР,  $\vec{\theta}$ , рассчитывать на каждой итерации величины  $G_a(\vec{\theta}, \lambda_{CH})$ ,  $G_a(\vec{\theta}, \lambda_{PC})$  и коэффициенты  $K_{CH}(\vec{\theta}_1)$ ,  $K_{CH}(\vec{\theta}_2)$ ;
3. на каждой итерации определять по формуле (83) значение плотности потока мощности СН  $P_{CH, \vec{\theta}_0}$  для НР известной ориентации и, по амплитудной характеристике, соответствующее ему значение плотности потока мощности РС  $P_{PC, \vec{\theta}_0}$ ;
4. по выражению (85) рассчитывать искомое значение плотности потока мощности РС от НР с ориентацией  $\vec{\theta}_1$  в направлении  $\vec{\varphi}$ :  $P_{PC, \vec{\theta}_1, \vec{\varphi}}$ .

#### 4.2.2 Изучение свойств рассеяния дипольных нелинейных рассеивателей в направлении накачки

В данном подразделе представлены результаты построения ДОНР для ДНР с рассеивающей частью в виде проволочных диполей различной длины при различных соотношениях  $l / \lambda_{CH}$  (отношение длины диполя к длине волны СН),

выполненного как с полным расчётом цепи, так и по предложенной выше методике.

Как известно, ДОНР диполя не зависит от направления в плоскости перпендикулярной оси диполя и обладает свойствами центральной и осевой симметрии в плоскости оси, поэтому для ориентации диполя достаточно одной скалярной величины  $\theta$ , равной углу между осью диполя и направлением распространения СН. Для характеристики направления распространения РС также использовалась единственная скалярная величина  $\varphi$ , равной углу между осью диполя и направлением распространения РС (рисунок 83).

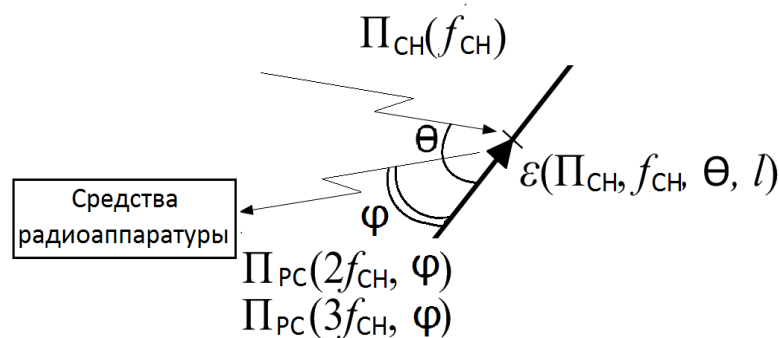


Рисунок 83 - Взаимодействие НР, возбужденного сигналом накачки и средств радиотехнической аппаратуры, для которой сигнал, рассеянный НР является помеховым.

Далее будут рассмотрены случаи совпадения направления распространения СН и направления на объект, для которого РС является помехой, т.е. случай равенства углов  $\theta$  и  $\varphi$ , и общий случай, предполагающий произвольное расположение ДНР и объекта, подвергающегося воздействию помехи. Эти случаи будут рассмотрены отдельно.

На практике первый случай, в частности, имеет место при совмещенных приемно-передающих антеннах. Для такой антенны излученный сигнал является СН для формирования на НР нелинейной помехи для этой же антенны. Аналогичная ситуация возникает, когда приемная и передающая антенны разнесены на расстояние много меньшее, чем расстояние от антенн до НР.

Расчёт ДОНР с полным расчётом цепи предполагает следующие этапы. На первом этапе определяется функция направленности тонких диполей  $f(\theta)$ . Она, согласно [132], может быть описана выражением (86):

$$f(\theta) = \frac{\cos(kl\cos\theta) - \cos(kl)}{\sin\theta}, \quad (86)$$

где  $l$  – длина диполя,  $k$  – волновое число. Также определяются эквивалентная площадь  $S_{\text{СН}}(\theta)$  и коэффициент усиления  $G_{\text{СН}}(\theta)$  диполя как функции угла  $\theta$ . Они, согласно [132], связаны следующим выражением:

$$G_{\text{СН}}(\lambda_{\text{СН}}, \theta) = \frac{4\pi S_{\text{СН}}(\lambda_{\text{СН}}, \theta)}{\lambda_{\text{СН}}^2} = \frac{120f^2(\theta)}{\pi R_0}, \quad (87)$$

где  $R_0$  – сопротивление излучения антенны.

Второй этап полностью аналогичен рассмотренному в подразделе 4.1. Эквивалентная схема ДНР (рисунок 46) описывается системой уравнений Кирхгофа (67).

При рассмотрении последующих этапов были сделаны некоторые отступления. В расчётах предполагалось, что на ДНР поступает СН фиксированной интенсивности, и согласно выражению (6) в зависимости от угла поступления СН в антенную часть ДНР наводились различные ЭДС.

В разделе 2.1 для конкретных значений частоты СН и длин диполя было установлено, что реактивная составляющая импеданса нелинейного элемента  $Z_{\text{НЭ}}$  много меньше его активной составляющей. Последняя слабо (доли процента) изменялась при варьировании ЭДС  $\mathcal{E}_{\text{СН}}$  в рассматриваемом диапазоне значений (рисунок 47, рисунок 54), поэтому сопротивление нелинейного элемента считалось активным и постоянным. Ниже будет рассмотрен более общий случай, не предполагающий пренебрежение зависимостью  $Z_{\text{НЭ}}(\mathcal{E}_{\text{СН}})$ .

Для построения зависимости  $P_{\text{РС}}(\theta)$  необходимо последовательно решить следующие задачи:

1. Найти зависимость  $\mathcal{E}_{\text{СН}}(\lambda_{\text{СН}}, \theta)$  от  $P_{\text{СН}}(\lambda_{\text{СН}})$ , согласно (6);
2. Найти зависимость  $P_{\text{РС}}(\lambda_{\text{РС}}, \theta)$  от  $i_{\text{НП}}(\lambda_{\text{РС}})$ , согласно (10);

3. Определить связь между  $\mathcal{E}_{\text{СН}}(\lambda_{\text{СН}}, \theta)$  и  $i_{\text{НП}}(\lambda_{\text{РС}})$  – рассмотрено в подразделе 4.1.

В качестве входного сигнала использовался одночастотный гармонический сигнал плотность потока мощности  $\Pi_{\text{СН}} = 0,01151 \text{ Вт/м}^2$ , на частотах 250 МГц и 500 МГц, в качестве антенной части НР использовался диполь толщиной 0,003 м и длинами 0,45 м и 0,9 м. СН воздействовал на НР вкруговую с шагом  $2,5^\circ$ , вследствие чего, в антенной части НР наводилась  $\mathcal{E}_{\text{СН}}(\lambda_{\text{СН}}, \theta)$  с соответствии с рисунком 84.

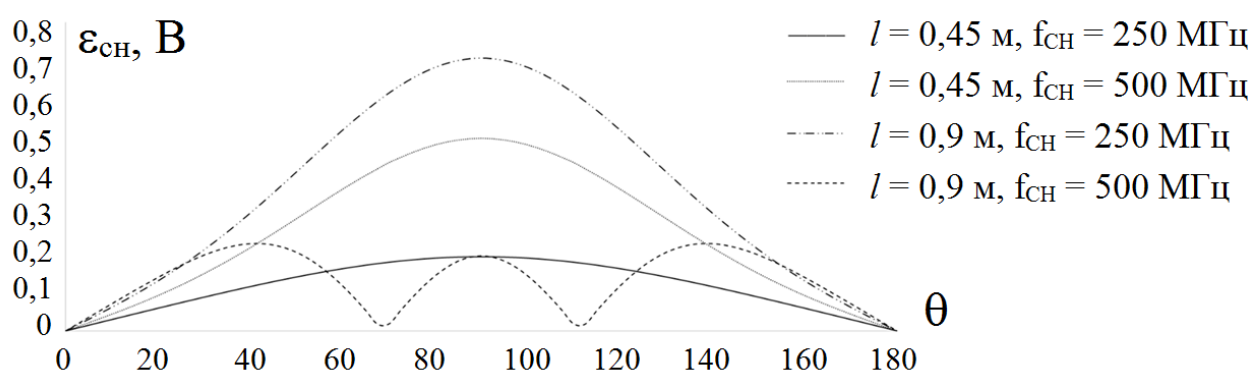


Рисунок 84 – Зависимость  $\mathcal{E}_{\text{СН}}(\lambda_{\text{СН}}, \theta)$  ЭДС, наводимой в антенной части НР, от угла  $\theta$  (от 0 до 180 градусов) при различных длинах волны СН и различных длинах диполя.

На графиках видно, что ввиду зависимости  $\mathcal{E}_{\text{СН}}(\omega, \theta)$  от функции направленности антенны  $f(\theta)$  для значений соответствующих  $l/\lambda_{\text{ЗС}} < 1$  на участке от  $0^\circ$  до  $180^\circ$  имеется один перегиб, а для значений соответствующих  $l/\lambda_{\text{ЗС}} = 1,5$  ( $l = 0,9 \text{ м}, f_{\text{СН}} = 500 \text{ МГц}$ ) имеется три точки перегиба, что соответствует 3 лепесткам ДОНР.

На основании этой методики, с учетом полученных зависимостей (6-8), и указанных входных параметров были построены нормированные ДОНР для случая совпадения углов  $\theta$  и  $\varphi$  (рисунок 85 – рисунок 88).

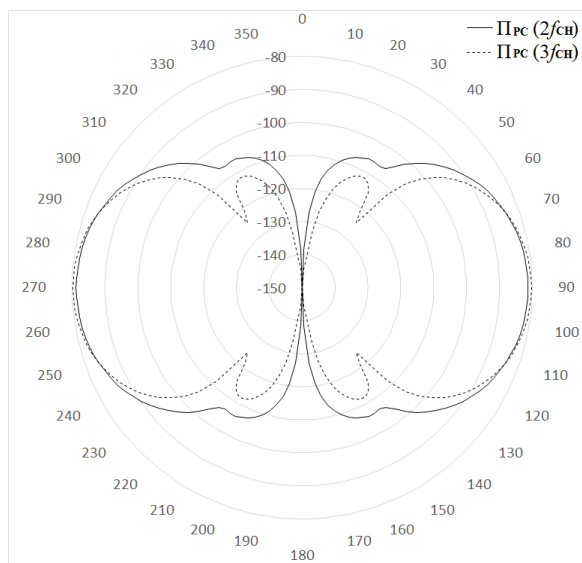


Рисунок 85 - ДОНР для  $l=0,45\text{м}$   
 $f_{\text{сн}}=250\text{МГц}$ .

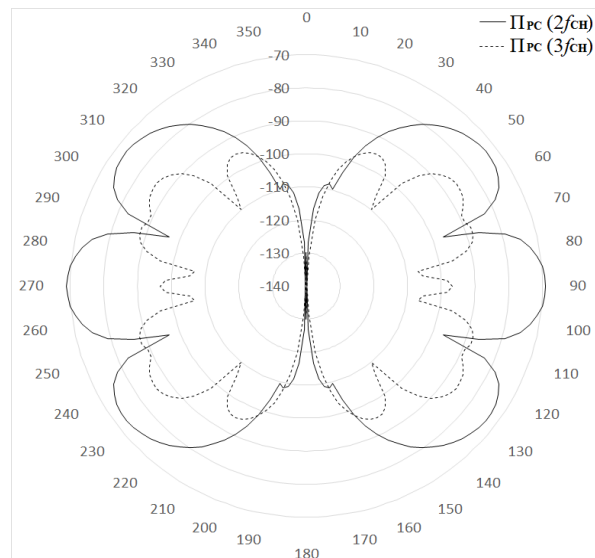


Рисунок 86 - ДОНР для  $l=0,9\text{м}$   
 $f_{\text{сн}}=250\text{МГц}$ .

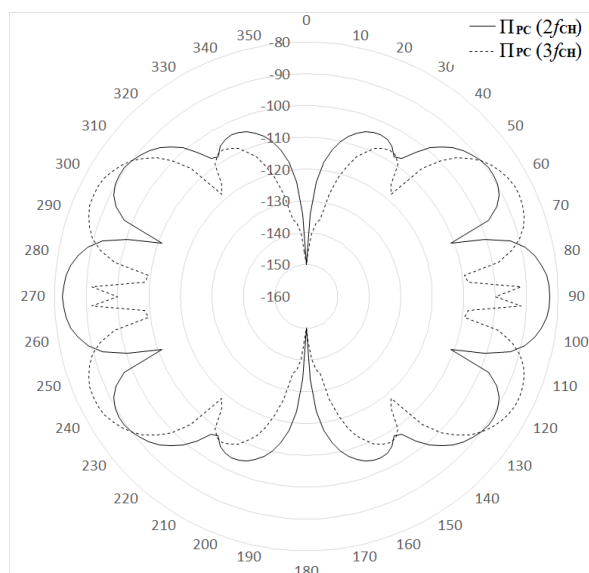


Рисунок 87 - ДОНР для  $l=0,45\text{м}$   
 $f_{\text{сн}}=500\text{МГц}$ .

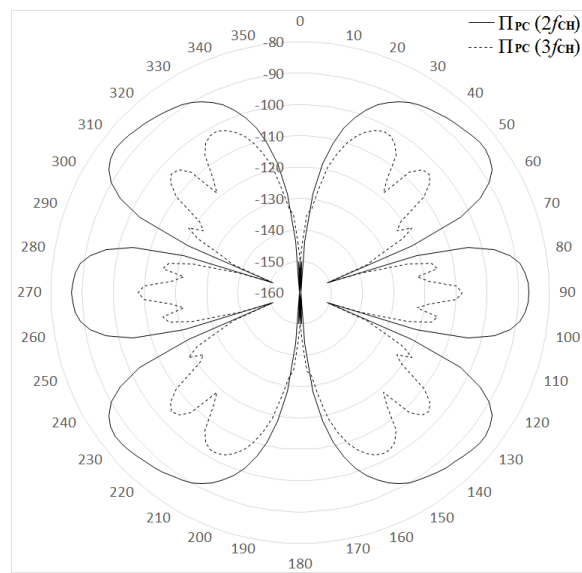


Рисунок 88 - ДОНР для  $l=0,9\text{м}$   
 $f_{\text{сн}}=500\text{МГц}$ .

Из представленных диаграмм видно следующее:

1. Для  $l=0,45\text{м}$ ,  $f_{\text{сн}} = 250\text{МГц}$  (ДОНР представлена на рисунке 85). На направлениях от  $20^\circ$  до  $160^\circ$  для ответного сигнала, как на второй, так и на третьей гармониках наблюдается два четко выраженных лепестка, что соответствует приведенным в литературе [10] диаграммам направленности для дипольных антенн при соотношении  $l/\lambda_{\text{сн}} = 0,375$ . Максимальное значение  $P_{\text{рс}}$  достигается при  $\theta = 90^\circ$  и составляет порядка минус 80 Дб, причем на

направлениях от  $65^{\circ}$  до  $105^{\circ}$  преобладает  $P_{PC}(3f_{CH})$ . Ширина лепестка для  $P_{PC}(2f_{CH})$  больше ширины  $P_{PC}(3f_{CH})$  на значение порядка  $10^{\circ}$ .

2. Для  $l=0,9\text{м}$ ,  $f_{CH}=250\text{МГц}$  ( $l/\lambda_{CH}=0,751$ ; рисунок 86) наблюдается разделение основного лепестка на несколько частей. Максимум  $P_{PC}(2f_{CH})$  на 20Дб выше максимума  $P_{PC}(3f_{CH})$  и составляет минус 70Дб. Максимум амплитуды на частоте третьей гармоники наблюдается на направлении  $\theta = 55^{\circ}$ .

3. Для  $l=0,45\text{м}$ ,  $f_{CH}=500\text{МГц}$  (соотношение  $l/\lambda_{CH}=0,751$ , рисунок 86) наблюдается дальнейшая фрагментация основных лепестков. Максимумы на частотах второй и третьей гармоник имеют схожие значения и составляют минус 82 и минус 85Дб соответственно.

4. Для  $l=0,9\text{м}$ ,  $f_{CH}=500\text{МГц}$  (соотношение  $l/\lambda_{CH}=1,5$ , рисунок 87) на ДОНР наблюдается по шесть лепестков основных лепестков, что соответствует данным для длинного диполя с равным соотношением длины диполя к длине волны РС [10]. На частоте третьей гармоники основные лепестки имеют изрезанный характер. Максимумы значений  $P_{PC}(2f_{CH})$  наблюдается при  $\theta = 50^{\circ}$  и составляет минус 85Дб,  $P_{PC}(3f_{CH})$  – при  $\theta = 25^{\circ}$  и составляет минус 100Дб. Максимумы соответствуют боковым лепесткам.

Обобщая вышеизложенное можно отметить, что качественный вид ДОНР для диполей с нелинейной нагрузкой имеет некоторое сходство с видом ДОНР без нагрузки [134] на частотах РС. Для более короткой антенны амплитуда ответного сигнала на частоте третьей гармоники для определенных направлений выше амплитуды на второй гармоники. Форма ДОНР на частоте третьей гармоники имеет более сложную форму ввиду рассеяния сигнала на более высокой частоте, т.е. при большем соотношении  $l/\lambda_{PC}$ . Максимальные значения  $P_{PC}(2f_{CH})$  варьируются между значениями от минус 70Дб до минус 80Дб, для  $P_{PC}(3f_{CH})$  от минус 80Дб до минус 100Дб, причем углы закрытия по азимуту примерно равны для всех рассмотренных случаев.

Вторая предложенная методика, основанная на использовании амплитудной характеристики, была применена к ДНР длиной 0,85м и 1,65м. Амплитудные



характеристики, снятые для угла поворота оси диполя  $\theta_0 = \pi/2$ , представлены на рисунках 59 и 60 в подразделе 4.1. Функция направленности, эквивалентная площадь и коэффициент усиления вычислялись по выражениям, представленным в подразделе 3.2. На основе методики были построены ДНР для рассмотренных ДНР в широком частотном диапазоне (рисунок 89 – рисунок 92).

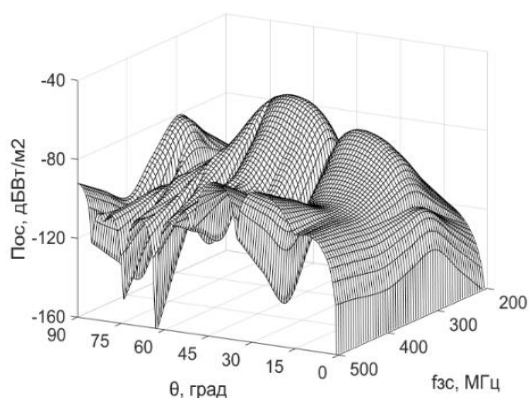


Рисунок 89 - Амплитудная характеристика для рассеянного сигнала на частоте второй гармоники ( $l = 0,85\text{м}$ ).

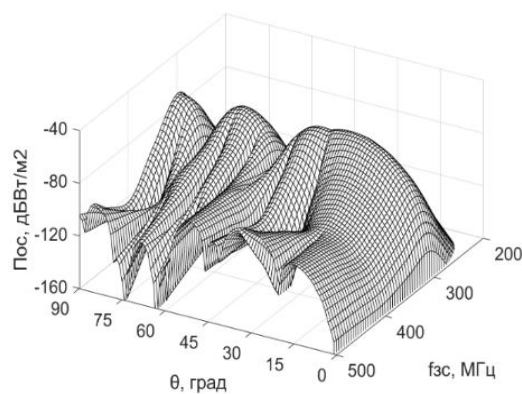


Рисунок 90 - Амплитудная характеристика для рассеянного сигнала на частоте второй гармоники ( $l = 0,85\text{м}$ ).

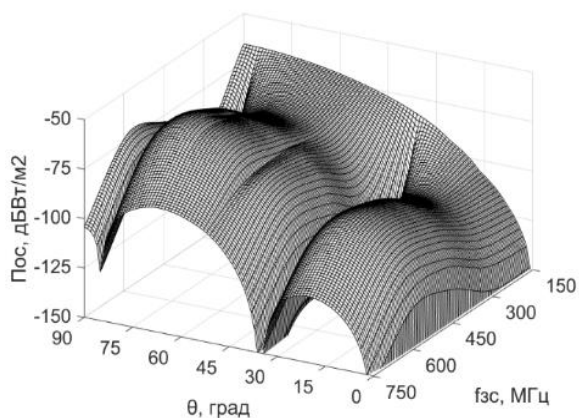


Рисунок 91 - Амплитудная характеристика для рассеянного сигнала на частоте третьей гармоники ( $l = 1,65\text{м}$ ).

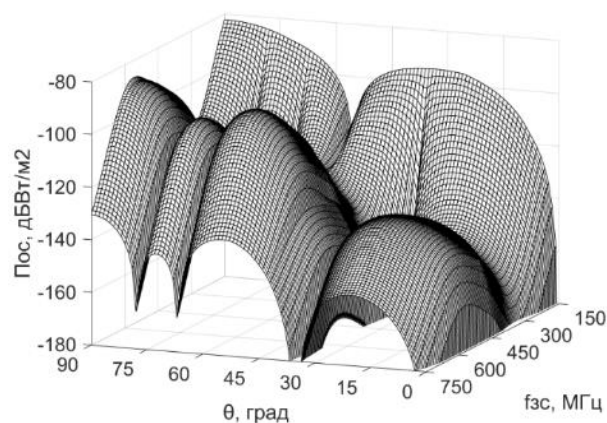


Рисунок 92 - Амплитудная характеристика для рассеянного сигнала на частоте третьей гармоники ( $l = 1,65\text{м}$ ).

Таким образом, анализ эквивалентной схемы дипольного нелинейного рассеивателя с произвольным импедансом, нагруженного на полупроводниковый

диод, при помощи моделирования процессов преобразования сигналов в программном комплексе LabVIEW позволяет учесть все процессы преобразования облучающего сигнала накачки в переизлучаемый сигнал на частотах гармоник и построить амплитудные характеристики.

#### 4.2.3 Изучение свойств рассеяния в направлении, отличном от направления облучения

В данном подразделе рассмотрен случай неравенства углов  $\theta$  и  $\varphi$ , соответствующих повороту оси ДНР относительно направлений распространения СН и РС. В этом случае угол визирования  $\theta$  считался неизменным, а угол отражения  $\varphi$  отличался от угла  $\theta$  на некоторую величину  $\Delta = \varphi - \theta$ . Для построения ДОНР использовался метод полного расчёта цепи ДНР. Ниже приведены результаты для вибратора длиной  $l=0,9\text{м}$  при частоте СН  $f_{CH}=500\text{МГц}$  (рисунок 93, рисунок 94).

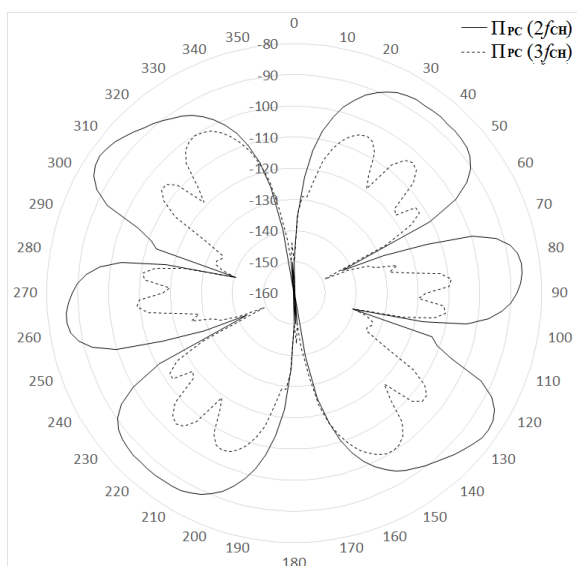


Рисунок 93 - ДОНР для  $l=0,9\text{м}$ ,  
 $f_{CH}=500\text{МГц}$  и  $\Delta = 5^\circ$

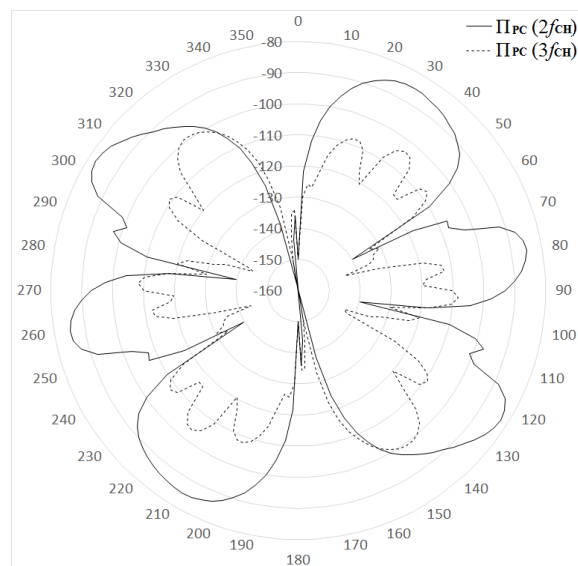


Рисунок - 94 ДОНР для  $l=0,9\text{м}$ ,  
 $f_{CH}=500\text{МГц}$  и  $\Delta = 10^\circ$

Из полученных выше зависимостей видно, что при небольшой разнице между углами визирования и отражения  $\Delta \leq 10^\circ$ , происходит поворот ДОНР на

угол равный  $\Delta$ . При бóльших значениях  $\Delta$  искажение ДОНР будет существенным. Так, например, ДОНР представленные на рисунках 95 – 98 соответствующие поворотам на углы  $30^0$ ,  $45^0$ ,  $60^0$ ,  $90^0$  соответственно, из-за наложения «нулей» диаграмм приемной и передающей антенн ДОНР будет существенно меняться как по форме, так и по амплитуде.

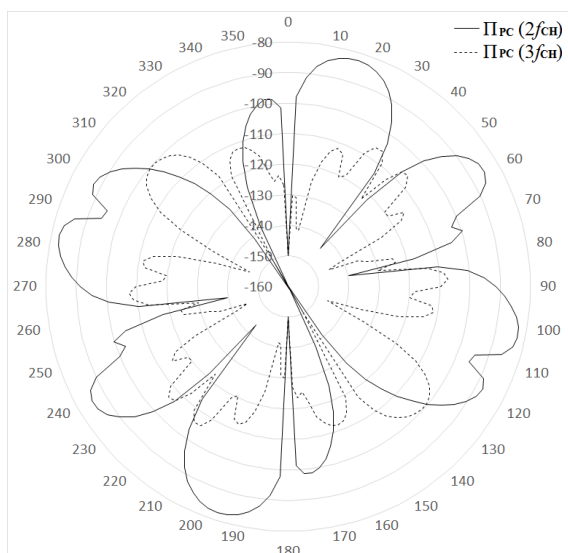


Рисунок 95 - ДОНР при  $l=0,9\text{м}$ ,  
 $f_{CH}=500\text{МГц}$  и  $\Delta = 30^0$

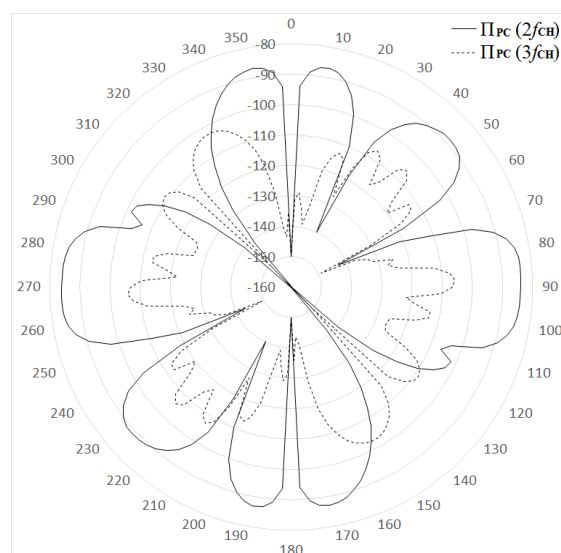


Рисунок 96 - ДОНР при  $l=0,9\text{м}$ ,  
 $f_{CH}=500\text{МГц}$  и  $\Delta = 45^0$

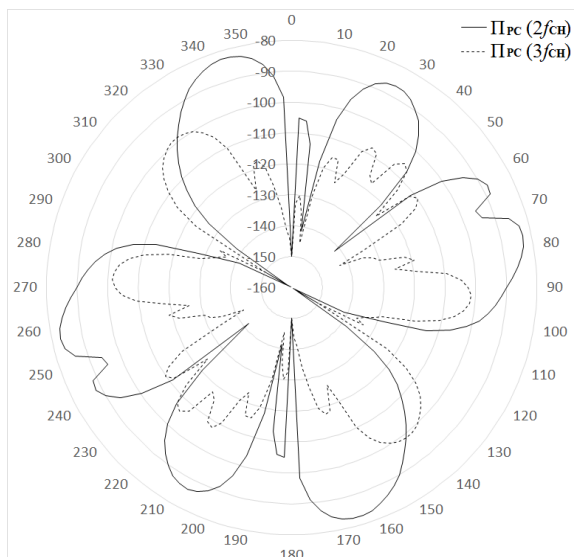


Рисунок 97 - ДОНР при  $l=0,9\text{м}$ ,  
 $f_{CH}=500\text{МГц}$  и  $\Delta = 60^0$

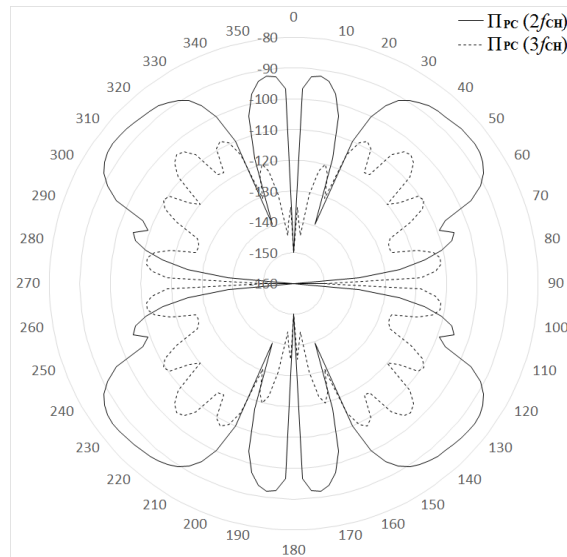


Рисунок 98 - ДОНР при  $l=0,9\text{м}$ ,  
 $f_{CH}=500\text{МГц}$  и  $\Delta = 90^0$

Из представленных характеристик видно, что к повышению изрезанности ДОНР ведёт увеличение значения соотношения  $l/\lambda_{CH}$ , увеличение разности углов,

характеризующих направления облучения НР и излучения РС. Для длин диполя порядка 0,5 м наблюдается близость энергетического потенциала РС на частотах второй и третьей гармоник СН. Для больших длин диполя энергетический потенциал РС на частоте второй гармоники превосходит потенциал РС на частоте третьей гармоники.

*Выводы 4.2:*

*1. Предложена методика расчёта диаграмм обратного нелинейного рассеяния, применимая для любых нелинейных рассеивателей с известной амплитудной характеристикой, при известной зависимости коэффициента усиления антенной части нелинейного рассеивателя от величин, характеризующих его пространственную ориентацию и частоту облучающего/излучаемого колебания*

*2. Показано, что качественный вид диаграмм обратного нелинейного рассеяния для проволочных диполей с нелинейной нагрузкой имеет сходство с видом диаграмм обратного нелинейного рассеяния для диполей без нагрузки на частотах второй и третьей гармоники облучающего монохроматического колебания, причём:*

*- интенсивность рассеянного сигнала на частоте третьей гармоники может превышать интенсивность на частоте второй гармоники;*

*- к повышению изрезанности диаграммы обратного нелинейного рассеяния ведёт увеличение значения отношения длины диполя к длине волны рассеянного сигнала.*

*3. С использованием амплитудных характеристик для тонких диполей длиной части 0,85 м и 1,65 м, нагруженных на полупроводниковый диод, построены диаграммы обратного нелинейного рассеяния для рассеянных сигналов на частотах второй и третьей гармоник в широкой полосе частот сигнала накачки.*

*4. Анализ диаграммы обратного нелинейного рассеяния для случая несовпадения направлений распространения сигнала накачки и рассеянного сигнала показал, что при относительно небольшой разнице между углами*

облучения и отражения ( $\Delta \leq 10^\circ$ ) искажение диаграммы может быть описано, как ее поворот. При больших углах диаграмма искажается сильнее и становится более изрезанной.

### **Выводы четвертого раздела:**

1. Получены численные модели узкополосных источников нелинейных помех, рассеивающая часть которых характеризуется частотнозависимыми реактивной и активной составляющими входного импеданса, а нелинейная часть, представленная в виде импульсного диода или импульсного диода и колебательного контура, – заданными нелинейными характеристиками ёмкости и проводимости.

2. Предложена методика расчёта диаграмм обратного нелинейного рассеяния, применимая для любых источников нелинейных помех, по известным амплитудной характеристике и зависимости коэффициента усиления антенной части нелинейного рассеивателя от величин, характеризующих его пространственную ориентацию, и частоты облучающего/излучаемого колебания.

3. На основе предложенной методики в широкой полосе частот сигнала накачки построены пространственно-частотные характеристик для нелинейных рассеивателей дипольного типа с нагрузкой в виде полупроводникового диода ДЗ11.

4. Произведены построение диаграмм обратного нелинейного рассеяния от нелинейных рассеивателей дипольного типа с нагрузкой в виде полупроводникового диода ДЗ11, позволяющих оценить нелинейной помехи на частотах второй и третьей гармоник сигнала накачки в произвольном направлении при заданных параметрах, характеризующих ориентацию диполя относительно фронта волны сигнала накачки.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. На основе процессной модели нелинейного рассеивателя решена задача определения уровня поля нелинейной помехи, переизлучаемой в произвольном направлении при этом:

- импеданс излучателя характеризуется частотнозависимыми активной и реактивной составляющими;
- нагрузка характеризуется вольт-амперной и вольт-фарадной характеристиками;
- учитывается согласование рассеивающей и нелинейной частей.

2. Предложена методика решения задачи вычисления помехового поля, создаваемого помеховым нелинейным рассеивателем в произвольной точке, окружающего пространства на основе использования его процессной модели. Для реализации методики априори должны быть известны:

- параметры источника сигнала, облучающего помеховый нелинейный рассеиватель;
- расстояние от источника сигнала, облучающего помеховый нелинейный рассеиватель, до помехового нелинейного рассеивателя и условия распространения облучающего сигнала на этом пути;
- коэффициент усиления нормированной диаграммы приемной антенны помехового нелинейного рассеивателя на частоте облучающего сигнала;
- амплитудная характеристика помехового нелинейного рассеивателя;
- нормированная диаграмма излучающей антенны помехового нелинейного рассеивателя на частоте переизлученного помехового сигнала;
- направление от помехового нелинейного рассеивателя на точку пространства, в которой определяются параметры помехового

*сигнала, расстояние до указанной точки от помехового нелинейного рассеивателя и условия распространения помехового сигнала на этом пути.*

*3. На основе разработанной численной модели широкополосного источника нелинейных помех, учитывающей процессы согласования импедансов рассеивающей части и нелинейной нагрузки, определены амплитудные характеристики биконического диполя, нагруженного на импульсный диод.*

*4. Для решения задач калибровки широкополосных нелинейных измерительных стендов разработана модель эталонного биконического излучателя, нагруженного на туннельный диод (ГИ103, 1И104Д). Определены оптимальные габаритные характеристики излучателя, построены амплитудно-частотные и калибровочные характеристики эталона, описана методика калибровки.*

*5. Разработаны численные модели и определены амплитудные и амплитудно-частотные характеристики узкополосных источников нелинейных помех в виде длинных тонких диполей, нагруженных на импульсный диод, либо на диод и колебательный контур.*

*6. Решена задача исследования пространственных свойств нелинейных рассеивателей по известным амплитудной характеристике и пространственным свойствам рассеивающей части. Полученное решение позволяет вычислять пространственно-частотные характеристики нелинейных рассеивателей дипольного типа в широкой полосе частот.*

*7. Произведены построение и сравнительный анализ диаграмм обратного нелинейного рассеяния от дипольных нелинейных рассеивателей, позволяющие оценить уровень нелинейной помехи на частотах второй и третьей гармоник сигнала накачки в произвольном направлении при заданных параметрах, характеризующих ориентацию диполя относительно фронта волны сигнала накачки.*

### Список сокращений и условных обозначений

ЭМВ	Электро-магнитная волна
РС	Рассеянный сигнал
НП	Нелинейные продукты
НР	Нелинейный рассеиватель
РЭС	Радио-электронные средства
СН	Сигнал накачки
НИУ	Нелинейная измерительная установка
ЗС	Запросный сигнал
ОС	Ответный сигнал
ДНР	Дипольный нелинейный рассеиватель
БНР	Биконический нелинейный рассеиватель
АХ	Амплитудная характеристика
ДОНР	Диаграмма обратного нелинейного рассеивания
ВАХ	Вольт-амперная характеристика
ПР	Параметрический рассеиватель
ПС	Принимаемый сигнал
ЭПР	Эффективная поверхность рассеивания
ЭДС	Электродвижущая сила
ЛЧМ	Линейная частотная модуляция
НЭ	Нелинейный элемент



## Список литературы

- [1] Уайт, Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / Д.Уайт; пер. с англ., ред. А.И. Сапгира. - вып. 1. М.: Сов. радио, 1977. - 348 с.
- [2] Уайт, Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / Д.Уайт; пер. с англ., ред. А.И.Сапгира. - вып. 2. М.: Сов. радио, 1978. - 272 с.
- [3] Уайт, Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / Д.Уайт; пер. с англ., ред. А.Д.Князева. - вып. 3. М.: Сов. радио, 1979. - 464 с.
- [4] Шваб, А. Электромагнитная совместимость / А.Шваб; пер. с нем. В.Д.Мазина и С.А.Спектора, под ред. И.П.Кужекина. М.: Энергоатомиздат, 1995. - 480 с.
- [5] Виноградов, Е.М. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / Е.М.Виноградов, В.И.Винокуров, И.П.Харченко. - Л.: Судостроение, 1986. - 264 с.
- [6] Wilson, J.L. Unified Analysis Approach to EMC from Nonlinear Environment / J.L.Wilson, M.V.Jolly // IEEE Int. Symp. on Electrom. Compat. Washington 20-22 Aug. 1983. P. 226-230.
- [7] Заболоцкий, А.М. Новые решения для обеспечения электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. / А.М.Заболоцкий, Т.Р.Газизов, И.Ф.Калимулин. – Томск: Изд-во Томск, государственный университет систем управления и радиоэлектроники.- 2016.- 288с..
- [8] Волин, М. Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре / М.Л.Волин; – 2-е изд. перераб. и доп. М: «Радио и связь», 1981. - 296 с.
- [9] Janhsen, A. Spectral Analysis of Multiport Circuits with Active and Passive Lumped Elements / A.Janhsen, V.Hansen // 20th EUMC, Budapest. - 1990. - P. 1053-1058.
- [10] Якунин, Б.С. Влияние продуктов нелинейности на параметры РРЛ / Б.С.Якунин, О.И.Барилевич // Электросвязь. - 1975, - N7. - С.34-36.
- [11] Amin, M.V. Coaxial Cables as Sources of Intermodulation Interference at Microwave Frequencies / M.V.Amin, F.A.Benson // IEEE Trans. Electromagn. Compat. - Aug. 1978. - EMC-20. - P. 376-384.
- [12] Smith, J.L. A Method for Prediction Intermodulation Product Levels / J.L.Smith, P.P.Maia // IEEE Int. Symp. on Electrom. Compat. Boston. - Aug. 20-22. - 1985. - P. 408-410.
- [13] Amin, M.V. Non-Linear Effects in Coaxial Cables at Microwave Frequencies / M.V.Amin, F.A.Benson // Electron. Lett. - Dec. - 1977. - Vol. 13. - No. 25. - P. 768-770.
- [14] Титов, А.А. Нелинейные искажения в мощной широкополосной усилительной ступени с автоматической регулировкой потребляемого тока / А.А.Титов // Известия вузов. Сер.

- Радиоэлектроника. - 2001. - N11. - С. 71-77.
- [15] Саяпин, В.Ю. Обзор и сравнительный анализ способов построения компенсаторов нелинейных искажений в усилителях мощности / В.Ю.Саяпин, В.И.Тисленко, В.В.Родионов // Доклады ТУСУРа. - 2015. - N4 (38). - С. 26–31.
- [16] Горбачев, А.А. Амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей / А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин. // Радиотехника и электроника. - 1996. - Т.41. - N5. - С.558.
- [17] Штейншлейгер, В.Б. О частотной зависимости эффекта нелинейного рассеяния радиоволн / В.Б.Штейншлейгер, Г.С.Мисежников, М.М.Мухина, А.Г.Сельский // Радиотехника и электроника. - 1987 - Т.32. - N11. - С.2444-2446.
- [18] Бабанов, Н.Ю. Необходимые характеристики для описания пространственных свойств простых нелинейных рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов. // Радиотехника. - 2009. - N5. - С.34-39.
- [19] Бабанов, Н.Ю. Моделирование нелинейного рассеяния электромагнитного поля на дипольных вибраторах с нелинейной нагрузкой / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов, С.С.Корсаков // Научные технологии в космических исследованиях Земли. - 2017. - Т.9. - N.6. - С.36-44.
- [20] Бабанов, Н.Ю. Использование фазовых свойств нелинейных рассеивателей для компенсации аппаратных помех / Н.Ю.Бабанов, С.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Информационные системы и технологии ИСТ-2017. Материалы XXIII Международной науч.-тех. конф., Н. Новгород: НГТУ. - 2017. - С.1041-1045.
- [21] Горбачев, А.А. Поляризационные свойства двухвibratorной модели нелинейного рассеивателя / А.А.Горбачев, С.В.Ларцов. // Радиотехника и электроника, - 1995. - Т.40. - N12. - С.1761-1766.
- [22] Ларцов, С.В. Расширенная поляризационная матрица при нелинейном рассеянии / С.В.Ларцов. // Радиотехника и электроника. - 1998. - Т.43. - N2. - С. 180-184.
- [23] Горбачев, П.А. Формирование сигналов системой пассивных субгармонических рассеивателей / П.А.Горбачев. // Радиотехника и электроника, - 1995. - Т.40. - N12. - С.1761-1766.
- [24] Бабанов, Н.Ю. Экспериментальное исследование амплитудно-частотных свойств субгармонических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Проектирование и Технология Электронных Средств. ВГУ. - 2008. - N3. - С.18-26.
- [25] Разиньков, С.Н. Математическое моделирование нелинейного рассеяния электромагнитных волн в радиолокации / С.Н.Разиньков. // Зарубежная электроника. - 1997. - N1. - С.87-96.
- [26] Djordjevic, A.R. Transient Analysis of Electromagnetic Systems with Multiple Lumped Nonlinear Loads / A.R.Djordjevic, T.Sarkar // IEEE Trans. Antennas and Propag. - 1983. - V.31.

- N5. - P. 533-539.
- [27] Лучанинов, А. И. Проектирование крупно-апертурных антенных решеток с выпрямительными элементами для систем передачи энергии на СВЧ / А.И.Лучанинов, В.М.Шокало, А.АЩербина. // Функцион. электродин., системы и элементы. - 1988. - С.88.
- [28] Щербаков, Г.Н. Исследование рассеивающих свойств нелинейного биконического отражателя – физической модели боеприпаса с электронными устройствами / Г.Н.Щербаков, А.В.Николаев, А.Г.Прохоркин Р.И.Усманов. // Спецтехника и связь N1. - 2011. - С.33- 39.
- [29] Яшнов, В.Я. Возможность оптимизации отклика нелинейного рассеивателя на комбинационной частоте / В.Я.Яшнов // Нелинейный мир. - 2007. - Т.5.- N7-8. - С.484-487.
- [30] Петров, Б.М. Паразитные сигналы при зондировании сложных металлических конструкций / Б.М.Петров, Д.В.Семиныхина. // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. - 1989. - Вып.8. - С.7-13..
- [31] Горбачев, А.А. Рассеяние волн на нелинейных антенных вибраторных системах, расположенных в свободном пространстве. / А.А.Горбачев, Т.М.Заборонкова // Нелинейная радиолокация. - 2007. - С.86-94..
- [32] Semenikhina, D. V. Analysis of nonlinear microstrip lattice with metamaterial substrate using method of integral equations // D.V.Semenikhina, A.I.Semenikhin, N.I.Chikov / 2015 Conference on Microwave Techniques (COMITE) 22-23 April 2015. p. 1-4.
- [33] Горбачев, А.А. Влияние границы раздела двух сред на структуры электромагнитного поля, рассеянного нелинейной полуволновой рамкой / А.А. Горачев, Т.М. Заборонкова, С.П. Тараканков // Известник ВУЗов Радиофизика.- Т.28.- N9.- 1995.- С.961-968.
- [34] Бабанов, Н.Ю. О свойствах параметрического рассеивателя, необходимых для решения задач маркировки / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Вестник НГИЭИ. - N2(57). - 2016. - С.15-21.
- [35] Eastman, A. The Generation of Spurious Signal by Nonlinearity of the Transmission Path. / A.Eastman, L.Horle // Proc.IRE. - 1940. - Vol.28. - P. 438.
- [36] Blake, K.W. External cross-modulation in the 100 Mc/s band // Journ.IEE. - 1947. - v.94. - Part III A..
- [37] Мисежников, Г.С. Исследование нелинейных электрических эффектов в контакте двух металлов, включённом в дипольную антенну / Г.С.Мисежников, М.М.Мухина, А.Г.Сельский, В.Б.Штейншлейгер. // Вопросы радиоэлектроники. - 1978. - Вып.1.
- [38] Штейншлейгер, В.Б. К теории рассеяния электромагнитных волн вибратором с нелинейным контактом / В.Б.Штейншлейгер. // Радиотехника и электроника. - 1978. - Т.23. - Вып.7.- С. 1329.
- [39] Штейншлейгер, В.Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами /

- В.Б.Штейншлейгер. // Успехи физических наук. - 1984. - Т.142. - Вып1.- С.131-145.
- [40] Штейншлейгер, В.Б. О флуктуациях при нелинейном рассеянии радиоволн металлическими объектами / В.Б.Штейншлейгер, Г.С.Мисежников // Радиотехника и электроника. - Т.39. - 1994. - N7. - С.1129-1131.
- [41] Горбачев, А.А. Двумерные амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей / А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканов // Нелинейная радиолокация. - 2007. - С.92-96.
- [42] Горбачев, А.А. Рассеяние волн на нелинейных антенных вибраторных системах, расположенных в свободном пространстве. / А.А.Горбачев, Т.М.Заборонкова // Нелинейная радиолокация. - 2007. - С.86-94.
- [43] Горбачев, А.А. Особенности зондирования электромагнитными волнами сред с нелинейными включениями / А.А.Горбачев // Радиотехника и электроника. - 1996. - Т.41. - N2. - С.152-157.
- [44] Вернигоров, Н.С. Процесс нелинейного преобразования и рассеяния электромагнитного поля электрически нелинейными объектами / Н.С.Вернигоров // Радиотехника и электроника. - 1997. - Т.42. - N10. - С.1181-1185.
- [45] Вернигоров, Н.С. К вопросу о принципе сравнения в нелинейной радиолокации / Н.С.Вернигоров, Т.В.Кузнецов // Информост.- 2002.- N3.- С.7.
- [46] Вернигоров, Н.С. Принцип обнаружения объектов нелинейным радиолокатором // Конфидент.- 1998.- N4.- С.65.
- [47] Парватов Г.Н. Использование эффекта нелинейного рассеяния радиоволн для контроля и диагностики / В.С.Семенов, Г.Н.Парватов, А.А.Попов, А.П.Рябцев // Дефектоскопия.- 1999.- N9.- С.85-94.
- [48] Васенков, А.А. Субгармонические рассеиватели электромагнитных волн как маркеры при поисковых работах / А.А.Васенков, Е.П.Чигин // Нелинейная радиолокация. - 2007. - С.78-81.
- [49] Васенков, А.А. Рассеяние электромагнитных волн на нелинейных маркерах, расположенных вблизи водной поверхности / А.А.Васенков, Т.М.Заборонкова, Е.П.Чигин // Нелинейная радиолокация. - 2005. - С.52-56.
- [50] Горбачев, А.А. Взаимодействие электромагнитных волн с “нелинейными” объектами / А.А.Горбачев, Е.П.Чигин. // Нелинейная радиолокация. - 2006. - С.6-12.
- [51] Васенков, А.А. Обозначение маршрутов следования с использованием нелинейных рассеивателей электромагнитных волн / А.А.Васенков, П.А.Горбачев, В.С.Добровольский, А.П.Калданов, Е.П.Чигин // Нелинейный мир.- 2007г.- N7-8.- т.5.- С.526-530.
- [52] Бабанов, Н.Ю. О возможности использования боковых волн при нелинейном зондировании / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков,Е.П.Чигин // Нелинейный мир.- 2008.- N11-12.- С.635-638.

- [53] Маюнов, А.Т. Основы технического облика нелинейного эталонного отражателя. / А.Т.Маюнов, Г.Д.Михайлов, С.Н.Разиньков. // Измерительная техника. - 1997.- N12. - С.35-39.
- [54] Беляев, В.В. Рассеяние электромагнитных волн вибратором, нагруженным на высокочастотный полупроводниковый диод / В.В.Беляев, А.Т.Маюнов, Г.Д.Михайлов, С.Н.Разиньков. // Радиотехника. - 1997. - N6. - С.89-92.
- [55] Петров, Б.М. Нелинейная сферическая антенна / Б.М.Петров, Н.А.Федотова // Изв. Вузов. Радиоэлектроника. 1994. - Т. 37. N7. - С. 3 - 9.
- [56] Петров, Б.М. Эффект нелинейного рассеяния / Б.М.Петров, Д.В.Семенихина, А.И.Панычев // Таганрог, ТРТУ, 1997.- 202с.
- [57] Gorbachev, A.A. Scattering electromagnetic waves by metallic thin antenna systems with nonlinear local load / A.A.Gorbachev, T.M.Zaboronkova, S.P.Taracankov, A.A.Vasenkov. // Electromagnetics. - 1998. - Vol.18. - No5. - P.439.
- [58] Горбачев, П.А. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн, как ретранслятор сигналов / П.А.Горбачев, Т.М.Заборонкова // Нелинейная радиолокация. - 2005. - С.57-59.
- [59] Семенихина Д. В. Возбуждение колебаний в СВЧ-резонаторе с распределенной нелинейной нагрузкой / Д. В. Семенихина // Радиоэлектроника. - 1998. - Т. 41.- N1. - С.27–32.
- [60] Семенихина, Д.В. Возбуждение прямоугольного волновода с нелинейными поперечными стыками и закорачивающим стержнем, нагруженным на диод / Д.В.Семенихина // Радиоэлектроника. - 1998. - Т. 41.- N4.- С.3–8.
- [61] Семенихина, Д. В. Электродинамический анализ микрополосковой структуры с нелинейными элементами / Д.В.Семенихина, И.Э.Декало // Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ. - 1997. - Т. 5.- N4(20).- С.83–87.
- [62] Ларцов, С.В. Нелинейное рассеяние при использовании многочастотного и одночастотного зондирующих сигналов / С.В. Ларцов. // Нелинейная радиолокация. - 2007. - С.121-127.
- [63] Разиньков, С.Н. Использование антенн с нелинейной нагрузкой для калибровки систем измерения радиолокационных характеристик объектов на гармониках / В.В.Беляев, А.Т.Маюнов, С.Н.Панычев, С.Н.Разиньков // Антенны. - 2001. - N5(51). - С.52-56.
- [64] Беляев, В.В. Оценка характеристик обнаружения объектов средствами нелинейной радиолокации при использовании сигналов с линейно-частотной модуляцией / В.В.Беляев, А.Т.Маюнов, С.Н.Разиньков // Нелинейная радиолокация. - Ч.1. - 2005. - С.29-35.
- [65] Беляев, В.В. Исследования рассеяния электромагнитных волн заглубленной рамкой с нелинейными нагрузками // В.В.Беляев, С.В.Ларцов, А.Т.Маюнов, Г.Д.Михайлов, С.Н.Разиньков / Известия вузов "Радиофизика".- 1999.- Т.42.- N2.- С.129–138.

- [66] Панычев, С.Н. Нелинейные радиоизмерения и контроль характеристик изделий военной электроники: монография. / С.Н.Панычев. - Воронеж: Военный институт радиоэлектроники, 2004. - 178 с.
- [67] Доматырко, Д.Г. Исследование ЛЧМ сигналов в моделях нелинейного радиолокационного зондирования объектов / Д.Г.Доматырко, С.Н.Панычев, П.П.Чураков. // Вестник Воронежского гос. тех. ун-та, 2014. - Т.10.- N5-1.- С.43.
- [68] Николаев, А.В. Влияние укрывающей среды на глубину зондирования в нелинейно-параметрической локации / А.В.Николаев // Спецтехника и связь. - 2011. - N1. С. 26-32.
- [69] Щербаков, Г.Н. / К оценке фундаментальных пределов в нелинейной радиолокации // Г.Н.Щербаков, А.В.Николаев, Ю.А.Шлыков, А.В.Бровин // Спецтехника и связь N3. - 2008. - С.21- 30.
- [70] Щербаков, Г.Н. Средства обнаружения управляемых взрывных устройств. Специальная техника.- 2000.- N5 С.40-43.
- [71] Щербаков, Г.Н. Средства обнаружения тайников с оружием и боеприпасами в толще грунта // Спец. техника.-2000.-№2.-С.18-23.
- [72] Щербаков, Г.Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов / Г.Н.Щербаков. // Специальная техника. - 1999. - N1. - С.34-39.
- [73] Бабанов, Н.Ю. Об измерениях характеристик, необходимых при конструировании пассивных нелинейных радиоответчиков / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов. // Датчики и системы. - 2014. - N9. - С.20-25.
- [74] Бабанов, Н.Ю. О возможности идентификации цифровых устройств с проверкой подлинности / Н.Ю.Бабанов, А.О.Иванов, И.С.Ларцов, С.В.Ларцов // Вагоны и вагонное хозяйство.- 2013.- №4(36).- С. 42-45.
- [75] Бабанов, Н.Ю. Об использовании эффекта нелинейного рассеяния радиоволн при поиске терпящих бедствие на воде / Н.Ю.Бабанов, А.А.Горбачев, С.В.Ларцов // Радиотехника и электроника. - 2000. - Т.45. - N6. - С.676-680.
- [76] Бабанов, Н.Ю. Об электронной идентификации подвижного состава и грузов на железной дороге / Н.Ю.Бабанов, И.С.Ларцов, С.В.Ларцов // Вестник Нижегородского государственного инженерно-экономического института. - 2011.- т.2.- №2(3).- С. 5-26.
- [77] G01S, Пат. RU 2408896 С1 МПК Способ и устройство маркировки объектов при помощи электронного номера-пломбы, осуществляющей информационный обмен со считывающим устройством с использованием секретного кодирования на основе асимметричных ключей, Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов, И.С.Ларцов. №2009129170; заяв. 28.07.2009; опубл. 01.01.2011.
- [78] Агрба, Л.Ш. Нелинейные рассеиватели как средство маркировки объектов / Л.Ш.Агрба, Н.Ю.Бабанов, О.С.Бычков. // Нелинейная радиолокация. - 2007. - С.35-40.

- [79] Bouthinon, M. Passive microwave transponder, frequency doubler for detecting the avalanche victims / M.Bouthinon, J.Gavan, F.P.Zadworny // 10th Eur. Microwave Conf. - Warszawa. - 1980.
- [80] Opitz, C.L. Metall-detecting radars rejects clutter naturally / C.L.Opitz // Microwaves. - 1976. - No8. - P.43-47.
- [81] Hager, R.O. Harmonic radar systems for near-ground in foliage nonlinear scatterers / R.O.Hager // IEEE Transactions on Aerospace and Electron Systems. - 1976. - Vol.2 - No2. - P. 35-39.
- [82] Flemming, M.A. Harmonic radar detection systems / M.A.Flemming, F.H.Mullins, A.W.D.Watson // International conference Radar-77. - London. - Oct. 25-28 1977.
- [83] Горбачев, А.А. Дистанционная диагностика динамических систем на основе нелинейного рассеяния электромагнитных волн / А.А.Горбачев, А.А.Потапов, С.П.Тараканов // «Нелинейный мир» N5-6, 2004 г.
- [84] Tromp, L.D. Rusty Bolt EMC Specification Based on Nonlinear System Identification / L.D.Tromp, M.Rudko // IEEE Int. Symp. on Electrom. Compat. Boston. - Aug. 20-22. - 1985. - P. 419-425..
- [85] Sankar, A.A. Prediction Model for Ship-Generated Intermodulations / A.A.Sankar // Int. Symp. on EMC Symp. Records. - 1976. - P. 62-65.
- [86] Watson, A.W.D. Improvements in the Suppression of External Nonlinearities ("Rusty Bolt" Effect) which Affect Naval Radio System / A.W.D.Watson // IEEE Int. Symp. on Electrom. Compat. Washington. - Aug. 20-22. - 1983. - P. 157-160.
- [87] Bayrak, M. Intermodulation product from nonlinearities in transmission lines and connectors at microwave frequencies / M.Bayrak, F.A.Benson. // Proceedings of IEEE. - 1975. - Vol. 122. - No4.
- [88] Arazm, F. Nonlinearities in metal contacts at microwave frequencies / F.Arazm, F.A.Benson. // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. - 1980. - Vol.22. - No3.
- [89] Mantovani, J.C. Technique for locating passive intermodulation interference sources / J.C.Mantovani, H.W.Dennu // IEEE Nat. Symp. Electromagn. Compatib. San Antonio. - Apr. 24-26. - 1984. - 1984. - P. 311-315.
- [90] Горбачев, А.А. Влияние некоторых факторов на нелинейное рассеяние электромагнитных волн структурами с несовершенными металлическими контактами / А.А.Горбачев С.П.Тараканов Е.П.Чигин // Нелинейный мир 2005г.- N9.- М.:Радиотехника.- с. 65-68.
- [91] Кузнецов, А.С. Методы исследования эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн / А.С.Кузнецов, Г.И.Кутин // Зарубежная радиоэлектроника. - 1985. - N4. - С.41-53.
- [92] Бабанов, Н.Ю. Измерение параметров радиолокационных целей с нелинейными электромагнитными свойствами методом замещения / Н.Ю.Бабанов, С.С.Корсаков, А.В.Николаев, С.В.Ларцов // Датчики и системы. - 2019. - N2. - С.31-39.

- [93] Горбачев, А.А. Дистанционная диагностика динамических систем на основе нелинейного рассеяния электромагнитных волн / А.А.Горбачев, А.А.Потапов, С.П.Тараканков // «Нелинейный мир» №5-6.- 2004г.- С.310-314.
- [94] Заездный, А.М. Теория нелинейных электрических цепей / А.М.Заездный, В.Ф.Кушнир, Б.А.Ферсман. - М.: Связь, 1968. - 400 с.
- [95] Н. Бабанов, Моделирование процессов переизлучения на частоте половинной субгармоники сигнала накачки в одноконтурном параметрическом рассеивателе / Н.Ю.Бабанов, А.В.Клюев, С.В.Ларцов, В.П.Самарин. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. - 2015.- N4.- С. 32.
- [96] Макурин, М.Н. Эквивалентная схема, моделирующая входной импеданс биконической антенны / М.Н.Макурин, В.В.Кирьяшкин, Н.П.Чубинский // Труды III Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь» - ИРЭ РАН, 26-30 октября 2009. - С.12-16.
- [97] Лоцилов, А.Г. Дистанционное обнаружение скрытых объектов на основе анализа нелинейного рассеяния импульсных сигналов пикосекундной длительности // Материалы Международной науч.-тех. конф. INTERMATIC – 2013, М. МИРЭА. - 2–6 декабря 2013. - ч.4.
- [98] Бабанов, Н.Ю. Особенности применения зондирующих сигналов с линейной частотной модуляцией в нелинейной радиолокации / Н.Ю.Бабанов, В.В.Дмитриев, И.Н.Замятина // Вестник НГИЭИ.- N3.- 2018г.- С.18-27.
- [99] Васенков, А.А. Рассеяние электромагнитных волн системой нелинейных вибраторов типа «волновой канал» / А.А.Васенков // Нелинейная радиолокация. - 2007. - С.155-158.
- [100] Семинихина, Д.В. Параметрическое возбуждение микрополосовой решетки с нелинейными нагрузками / Д.В.Семинихина // Нелинейная радиолокация. - 2005. - С.77-80.
- [101] Семинихина, Д.В. Бигармоническое возбуждение прямоугольной решетки нелинейных нагрузок на идеально проводящей плоскости / Д.В.Семинихина. // Нелинейная радиолокация. - 2007. - С. 111-115.
- [102] Шифрин, Я.С. Нелинейные эффекты в антеннах / Я.С.Шифрин. // Успехи современной радиоэлектроники. - 1997. - N4. - С.33-44.
- [103] Шифрин, Я.С. Нелинейные антенные эффекты / Я.С.Шифрин, А.И.Лучанинов, А.А.Щербина // Изв. Вузов. Радиоэлектроника. - 1990. - Т.33. - N2. - С.4-13.
- [104] Шифрин, Я.С. Побочное излучение антенн с нелинейными элементами / Я.С.Шифрин, А.И.Лучанинов. // В сб. Антенны. М.: Радио и связь. - Вып. 36. - 1989. - С.23-33.
- [105] Шифрин, Я.С. Внеполосное излучение антенн с нелинейными элементами / Я.С.Шифрин, А.И.Лучанинов // Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Всес. науч.-тех. симп. Тез. докл. и сообщ. - 1996. - С.49.



- [106] Шифрин Я. С. Нелинейные эффекты в активных фазированных антенных решетках / Я.С. Шифрин, А.И. Лучанинов, А.С. Посохов // Радиотехника и электроника, - 1994. - Т.39. - №7. - С.1095-1106.
- [107] Заборонкова, Т.М. Рассеяние электромагнитных волн рамочной антенной с нелинейной нагрузкой. / Т.М.Заборонкова // Радиоэлектроника. Радиосистемы. Информационные технологии. - 2010.- Т.1.- N1-2.- С.70-77.
- [108] Li, H.-Zh. Millimeter wave source in the rectangular waveguide cavity / Hui-Zhen Li, Xiang-Wen Chen, Ju-Wan Liu // Int. J. Infrared Millimeter Waves. - 1997. - Vol. 18, No.10. - P. 1957-1966.
- [109] Кочержевский, Г.Н. Антенно-фидерные устройства / Г.Н.Кочержевский. - М.: Связь, 1972. - 352 с.
- [110] Франческетти, Д. Антенны с нелинейной нагрузкой / Д.Франческетти, И.Пинто // Нелинейные электромагнитные волны: под ред. П.Усленги. - М.: Мир. - 1983.- С. 223-249.
- [111] Доматырко, Д.Г. Основные методы математического и экспериментального моделирования эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн / Д.Г.Доматырко, Н.И.Козачок, В.П.Литвиненко // Вестник Воронежского гос. тех. университета. - N1. - Т.6. - 2010. - С.35.
- [112] Бирюк, Н.Д. Основы теории параметрических радиоцепей: моног. / Н.Д.Бирюк, В.В.Юргелас. Воронеж: Издательско-полиграфический центр Воронежского гос. ун-та, 2012. - 345 с..
- [113] Степаненко, И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем / И.П.Степаненко. 4-е изд. перераб. и доп. - М.: Энергия, 1977. - 672 с.
- [114] Ровдо, А.А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами / А.А., Ровдо. - М.: Лайт Лтд., 2000. - 288с.
- [115] Ржевкин, К.С. Физические принципы действия полупроводниковых приборов: Учеб. пособие для физ. спец. вузов. /К.С. Ржевкин. - М.: Изд-во МГУ, 1986. - 254 с..
- [116] Федотов, Я.А. Основы физики полупроводниковых приборов / Я.А.Федотов 2-е изд. испр. и доп. - М.: Сов. радио, 1969. 592 с..
- [117] Горбачев, П.А. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн, создающий субгармоники / П.А.Горбачев // Радиотехника и электроника. - 1999. - Т.44. N10. - С.1164-1167.
- [118] Пат. RU 2652150 С2. МПК H01Q 1/00. Полосковый мостовой пассивный нелинейный радиоответчик / Н.Ю.Бабанов, А.В.Клюев, С.С.Корсаков, А.А.Куликов, С.В.Ларцов. заявитель и патентообладатель НГТУ им. Р.А.Алексеева №2016136109; заявл.2016.09.07; опубл.2018.04.25.
- [119] Бабанов, Н.Ю. Полосковый мостовой параметрический рассеиватель / Н.Ю.Бабанов,

- А.В.Клюев, С.В.Ларцов, В.П.Самарин // Перспективные технологии в средствах передачи информации - ПТСПИ-2017. - 2017. С.169-171.
- [120] Макурин, М.Н. Анализ параметров сверхширокополосных антенн на примере конических структур: автореф. дис. ... канд. ф-м. наук: 01.04.03 / Макурин Михаил Николаевич. Долгопрудный, - 2010. - 91 с..
- [121] Бабанов, Н.Ю. О расчете амплитудной характеристики биконического нелинейного рассеивателя, нагруженного на полупроводниковый диод / Н.Ю.Бабанов, С.С.Корсаков, С.В.Ларцов, А.В.Николаев,, В.П. Самарин // Проектирование и технология электронных средств. - N1. – 2018. - С.18-26.
- [122] Трэвис, Дж. LabVIEW для всех. / Дж.Трэвис, Дж.Кринг. - 4-е изд. перераб. и доп. - М.: ДМК Пресс, 2011. - 904 с.
- [123] Суранов, А.Я. LabVIEW 8.20: Справочник по функциям. / А.Я.Суранов. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 536 с.
- [124] Кобак, В.О. Радиолокационные отражатели / В.О.Кобак. - М.: Сов.радио, 1975. - 348с.
- [125] Майзельс, Н.Е Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей / Н.Е.Майзельс, В.А.Торгованов. под ред. М.А.Колосова. М: Сов.радио, 1972. 232 с..
- [126] Бескид, П.П. Классификация импульсных методов измерения рассеивающих свойств радиолокационных целей / П.П.Бескид, В.В.Леонтьев. // Известия Ленинградского электротехнического института. - 1983. - №328. С.3-8.
- [127] Шиндин, А.В. Экспериментальное исследование фрактальных нелинейных рассеивателей / А.В.Шиндин, В.А.Яшнов. // Труды научной конференции по радиофизике. - ННГУ. - 2004. - С.70-71.
- [128] Горбачев, А.А. Измерение характеристик объектов, нелинейно рассеивающих электромагнитные волны / А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканов // С.133-139.
- [129] Бабанов, Н.Ю. Об экспериментальном измерении уровня интенсивности вторичных нелинейных помех от электронных устройств с полупроводниковыми элементами/ Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов, С.С.Корсаков // Научно-технические технологии в космических исследованиях Земли. - 2019. - Т.11. - N.3. - С.12-21.
- [130] Макурин, М.Н. Расчет характеристик биконической антенны методом частичных областей / М.Н.Макурин, Н.П.Чубинский // Радиотехника и электроника. - 2007. - Т.52. - N10. - С.1199-1208.
- [131] Ротхаммель, К. Антенны / К.Ротхаммель. - Минск, 11-е издание, 2007. - 410с.
- [132] Белоцерковский, Г.Б. Основы радиотехники и антенны / Г.Б.Белоцерковский. - М.: Сов.радио, 1969. - 330 с.

- [133] Корсаков, С.С. О расчёте амплитудной характеристики дипольного нелинейного рассеивателя с селективной схемой / С.С.Корсаков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - N4. – 2018. – С.67-75.
- [134] Корсаков, С.С. Моделирование пространственных свойств диполей при воздействии бигармоническим сигналом / С.С.Корсаков // Шуйская сессия студентов, аспирантов, педагогов, молодых ученых. Материалы X международной научной конференции. - 7-8 июня 2017., С.191-193.

**Приложение 1. Акт внедрения научных результатов, полученных Корсаковым  
Сергеем Сергеевичем**

**УТВЕРЖДАЮ**

Главный конструктор РФЯЦ-ВНИИЭФ



В.Н. Фомченко

2019г.

**Акт внедрения научных результатов, полученных  
Корсаковым Сергеем Сергеевичем**

Комиссия в составе:

Председатель комиссии – Мартынов Александр Петрович, д.т.н., профессор

Члены комиссии – Николаев Дмитрий Борисович, д.т.н., доцент

Гончаров Сергей Николаевич, к.т.н., доцент

Профе Виктор Борисович, к.т.н., доцент

Марунин Михаил Викторович, к.т.н.

установила, что научные результаты, полученные Корсаковым Сергеем Сергеевичем, а именно:

1. модель эталонного биконического излучателя, нагруженного на туннельный диод (ГИ103, ИИ104Д) для решения задач калибровки широкополосных нелинейных измерительных стендов с определением оптимальных габаритных характеристик излучателя, построением амплитудно-частотных и калибровочных характеристик эталона, описанием методики калибровки, опубликованная в статье «Измерение параметров радиолокационных целей с нелинейными электромагнитными свойствами методом замещения», «Датчики и системы», 2019, №2(233), с.31-39, авторы Н.Ю.Бабанов, С.С.Корсаков, С.В.Ларцов, А.В.Николаев, В.П.Самарин;
2. методика вычисления уровня помех, создаваемых помеховым нелинейным рассеивателем в произвольной точке пространства на основе использования его процессной модели, опубликованная в статьях: «Моделирование рассеяния электромагнитных волн на дипольных вибраторах с нелинейной нагрузкой», «Научно-технические технологии в космических исследованиях Земли», 2017г., Том 9, №6, с.36-44, авторы Н.Ю.Бабанов, С.С.Корсаков, С.В.Ларцов и «О свойствах параметрического рассеивателя, необходимых для решения задач маркировки», журнал Вестник НГИЭИ (технические науки), 2015, №2(57), с.15-21 авторы Н.Ю.Бабанов, С.С.Корсаков, С.В.Ларцов;

использованы в двух опытно-конструкторских работах выполняемых ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» по договору № НР2017 от 01.09.2017.

Проведение экономической оценки от внедрения научных результатов, полученных Корсаковым С.С. на данном этапе, не представляется возможным.

Председатель комиссии

Члены комиссии

*А.П. Мартынов*  
03.06.2019

*Д.Б. Николаев*  
03.06.2019

*С.Н. Гончаров*  
03.06.2019

*В.Б. Профе*  
03.06.2019

*М.В. Марунин*  
03.06.2019

А.П. Мартынов

Д.Б. Николаев

С.Н. Гончаров

В.Б. Профе

М.В. Марунин