Федеральное бюджетное государственное учреждение высшего профессионального образования «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева»

На правах рукописи

MJ-

Бабанов Николай Юрьевич

Анализ, моделирование и синтез конструкций пассивных нелинейных и параметрических рассеивателей

05.12.04 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук

Научный консультант – Ларцов Сергей Викторович, доктор технических наук, профессор

г. Нижний Новгород, 2015

Оглавление

Введе	ение
1.	Методы исследования пассивных нелинейных радиоответчиков -
	нелинейных и параметрических рассеивателей17
1.1.	Изучение пассивных нелинейных радиоответчиков - нелинейных и
	параметрических рассеивателей в общих исследованиях эффекта
	нелинейного рассеяния радиоволн17
1.1.1.	Исследования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн (историческая
	справка) 17
1.1.2.	Пассивные нелинейные радиоответчики (обзор) 20
1.2.	Описание свойств пассивных нелинейных радиоответчиков - нелинейных и
	параметрических рассеивателей при помощи процессной модели
1.2.1.	Процессная модель пассивного нелинейного радиоответчика
1.2.1.	1. Взаимодействие поисковой установки и пассивного нелинейного
	радиоответчика
1.2.1.	2.Связь процессной модели и эквивалентной схемы пассивного нелинейного
	радиоответчика
1.2.1.	3. Основное уравнение поисковой системы
1.2.1.	4.Пересчет характеристик пассивных нелинейных радиоответчиков,
	измеренных на двухпозиционной измерительной установке на случай
	использования однопозиционной поисковой установки 45
1.2.2.	Методы экспериментального определения характеристик пассивных
	нелинейных радиоответчиков 46
1.3.	Выводы по первой главе
2.	Исследование радиоответчиков - нелинейных рассеивателей 55
2.1.	Методы описания и моделирования свойств нелинейных расеивателей 55
2.1.1.	Описание нелинейных рассеивателей на основе эквивалентной схемы 55
2.1.2.	Описание свойств антенн с нелинейной нагрузкой на основе анализа
	нелинейных электродинамических уравнений 59

2.1.3.	Описание нелинейного рассеяния от совокупности невзаимодействующих			
	элементов			
2.1.4.	Описание нелинейного рассеяния на основе процессной модели 61			
2.1.4.	1. Нахождение нормированной диаграммы обратного нелинейного рассеяния			
	для режима слабого взаимодействия 61			
2.1.4.2. Моделирование амплитудной характеристики дипольного нелинейного				
	рассеивателя			
2.2.	Нелинейные рассеиватели - четырехполюсники			
2.3.	Исследование систем из нелинейных рассеивателей			
2.3.1.	Формирование отражательной решетки из нелинейных рассеивателей 77			
2.3.2.	О приеме полезного сигнала от динамического нелинейного рассеивателя на			
	фоне помех от других нелинейных рассеивателей			
2.4.	О возможности использования боковых волн для поиска нелинейных			
	рассеивателей			
2.5.	Взаимодействие с маркерами - узкополосными нелинейными			
	рассеивателями			
2.6.	Выводы по второй главе 107			
3.	Исследование радиоответчиков - параметрических рассеивателй 109			
3.1.	Свойства параметрических расеивателей, которые необходимо учитывать в			
	задачах поиска нелинейных радиоответчиков 109			
3.2.	Конструкции параметрических расеивателей116			
3.3.	Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей 120			
3.3.1.	Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей в			
	диапазоне сигнала накачки 600 МГц 120			
3.3.2.	Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей в			
	диапазоне сигнала накачки 800 МГц 129			
3.4.	Учет амплитудных и фазовых свойств параметрических расеивателей в			
	задачах поиска нелинейных радиоответчиков 139			
3.4.1.				
	учет амплитудных своиств параметрических расеивателей в задачах поиска			

3.4.2.	Учет фазовых свойств параметрических расеивателей в задачах поиска
	нелинейных радиоответчиков (теория синхронизации параметрических
	расеивателей) 140
3.4.2.	1.Синхронизация одиночных параметрических расеивателей 140
3.4.2.	2. Отражательные решетки из параметрических рассеивателей 154
3.5.	Моделирование параметрических рассеивателей 164
3.5.1.	Методы моделирования параметрических генераторов 164
3.5.2.	Моделирование параметрических рассеивателей – двухполюсников 169
3.5.2.	1. Моделирование параметрических рассеивателей, нагруженных на один
	параметрический генератор 169
3.5.2.	2. Моделирование параметрических рассеивателей - двухполюсников с
	несколькими генераторами в нагрузке 184
3.5.3.	Моделирование параметрических рассеивателей-четырехполюсников 188
3.5.3.	1. Моделирование мостового параметрического рассеивателя 188
3.5.3.	2. Моделирование двухгенераторных ПР- четырехполюсников
3.5.4.	Моделирование двухконтурных параметрических рассеивателей 207
3.5.4.	1.Параметрический рассеиватель с резонансной накачкой
3.5.4.	2. Моделирование двухчастотных параметрических рассеивателей
3.6.	Выводы по третьей главе 226
4.	Пассивные нелинейные и параметрические рассеиватели в прикладных
	задачах
4.1.	Направления оптимизации структуры пассивных нелинейных
	радиоответчиков
4.2.	Использование пассивных нелинейных радиоответчиков для целей
	радиомаркировки
4.2.1.	Об использовании нелинейных рассеивателей при поиске терпящих
	бедствие на воде
4.2.2.	Применение параметрических рассеивателей для разметки фарватера 247
4.2.3.	Применение параметрических рассеивателей для маркировки средств
	спасения на водах

4.3.	Использование пассивных нелинейных радиоответчиков в качестве		
	датчиков параметров среды 266		
4.3.1.	Применение нелинейных рассеивателей с управлением при помощи		
	светового потока для исследования структуры распределения		
	электромагнитного поля		
4.3.2.	Применение нелинейных рассеивателей с особой точкой в амплитудной		
	характеристике для антенных измерений 268		
4.4.	Применение параметрических рассеивателей в качестве электронного		
	номера или электронной пломбы 271		
4.5.	Выводы по четвертой главе		
Заклн	очение		
Спис	ок сокращений 294		
Спис	Список литературы 295		
Прил	ожение 1		
Приложение 2 339			
Приложение 3 340			
Прил	Приложение 4		

Введение

Актуальность темы

Настоящая работа относится к области исследования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн на объектах, содержащих нелинейные элементы. Одним из перспективных направлений этих исследований сегодня является применение специально изготовленных пассивных нелинейных радиоответчиков (см. рисунок 1).



Рисунок 1. Пассивный нелинейный радиоответчик.

Пассивные нелинейные радиоответчики могут иметь очень простую конструкцию. Они состоят из антенной части (в простейшем случае дипольная антенна), нагруженной на нелинейный элемент. Принцип работы подобных устройств заключается в том, что они облучаются запросным сигналом с частотой f_{3C} . Этот сигнал принимается пассивным нелинейным радиоответчиком, где с ним происходит нелинейное преобразование, в результате которого часть энергии запросного сигнала переизлучается в окружающее пространство на другой частоте.

Сегодня известны два типа пассивных нелинейных радиоответчиков. Первым типом являются нелинейные рассеиватели, у которых ответный сигнал переизлучается на частоте гармоники запросного сигнала или на частоте комбинационного нелинейного продукта, если запросный сигнал многочастотный. Нелинейным преобразованием у нелинейного рассеивателя является искажение формы запросного сигнала из-за нелинейного характера вольт-амперной характеристики нелинейного элемента. В большинстве случаев, для нелинейных рассеивателей в качестве ответного сигнала используется переизлучаемая спектральная компонента на частоте второй гармоники запросного сигнала $f_{OC} = 2f_{3C}$.

Вторым пассивных нелинейных радиоответчиков типом являются параметрические рассеиватели. Здесь В качестве нелинейного элемента используется параметрический генератор, соответственно ответный сигнал результат параметрической генерации, а запросный сигнал выступает сигналом Если параметрическим генератором является электрический накачки. параметрический контур, то ответный сигнал переизлучается на частоте половинной субгармоники запросного сигнала $f_{OC} = 0.5 f_{3C}$, соответственно параметрический контур настраивается на половинную частоту запросного сигнала, то есть половинную частоту сигнала накачки. Возможно использование в качестве нелинейной нагрузки двухчастотного параметрического генератора с собственными частотами f₁ и f₂ частота запросного сигнала должна удовлетворять условию $f_{3C} = f_1 \pm f_2$, при этом происходит генерация сигналов и на частоте f_1 и на частоте f_2 , а один из указанных сигналов выбирается в качестве ответного сигнала.

Работы в области исследования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн, выполненные под руководством В.Б. Штейншлейгера, А.А. Горбачева, Н.С. Вернигорова, Г.Н. Парватова, Е.П. Чигина, Г.Д. Михайлова, Б.М. Петрова, Г.Н. Щербакова, Д.В. Семинихиной, Т.М. Заборонковой, С.В. Ларцова, С.Н. Разинькова, С.Н. Панычева показали, что с помощью пассивных нелинейных радиоответчиков могут решаться многие актуальные практические задачи: калибровка и оценка работоспособности нелинейных радиолокаторов, маркировка товаров, людей, объектов, грузов и маршрутов движения, создание нелинейных помех радиоприему, оценка параметров окружающей среды, создание эталонных безфидерных источников электромагнитного излучения в радиодиапазоне, определение структуры распределения поля вблизи источников электромагнитного излучения, и др.

Известные пассивные нелинейные радиоответчики очень просты по конструкции (в самом примитивном варианте это полупроводниковый диод, соединенный с куском проволоки). Если учесть, что у пассивных нелинейных радиоответчиков отсутствует элемент питания, они всегда готовы к использованию, дешевы, просты в изготовлении, малогабаритны, не требуют обслуживания и имеют практически неограниченный срок службы, то становятся понятным интерес исследователей к созданию систем радиомаркировки, ориентированных на их обнаружение.

Среди указанных можно выделить идеи, в которых подразумевается взаимодействие с маркером – нелинейным радиоответчиком на больших расстояниях и в условиях наличия переотражений от окружающих объектов и границы раздела сред. В частности, это задачи обнаружения оказавшихся за бортом людей, предварительно оснащенных спасательным жилетом с маркером – нелинейным рассеивателем, определение маршрута по предварительно установленным радиоответчикам, обозначение сброшенных с самолета грузов, разметка посадочных площадок и территорий с повышенной опасностью и т.д.

Степень разработанности темы

К настоящему времени наибольший прогресс в исследованиях достигнут в разработке задачи разметки водных фарватеров бакенами с размещенными на них параметрическими рассеивателями.

В то же время, потенциал использования пассивных нелинейных радиоответчиков еще не оценен. Практическое применение нашли только маркеры товаров – нелинейные рассеиватели в системах сохранности товаров некоторых крупных магазинов.

По мнению автора, такое положение связано с недостаточной проработанностью вопросов синтеза конструкций и использования указанных устройств в практических задачах. Это связано с тем, что не была разработана их теория, так как они рассматривались как некоторый побочный, второстепенный продукт исследований и прикладного использования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн. Такой подход долго не давал возможности выделится

задачам разработки и применения пассивных нелинейных радиоответчиков в самостоятельную теорию.

Построению самостоятельной теории пассивных нелинейных радиоответчиков, которая позволит решать задачи анализа, моделирования и синтеза конструкций нелинейных и параметрических рассеивателей и посвящена предлагаемая к рассмотрению диссертация.

Целью работы является построение общей теории пассивных нелинейных радиоответчиков в виде нелинейных или параметрических рассеивателей, которая позволит проанализировать протекающие в них процессы, дать интерпретацию наблюдаемых свойств, поставить задачи синтеза и конструирования ПНР, дать предложения по их использованию в прикладных задачах, создать методы оценки и определить факторы и пути повышения эффективности их применения.

Поставленная цель достигается решением следующих задач:

- Разработкой модели функционирования ПНР, позволяющей описывать на качественном и количественном уровне процессы, протекающие в ПНР; прогнозировать их реакцию на внешнее воздействие запросным сигналом; определять зависимости характеризующие свойства ПНР, которые при этом могли бы быть вычислены или измерены; использовать имеющиеся арсеналы аналитических и расчетных методов, развитые в нелинейной радиотехнике, электродинамике, теории распространения радиоволн;
- Исследованием пассивных нелинейных радиоответчиков в виде нелинейных решения практических задач, изучения возможностей применения;
- 3) Исследованием пассивных нелинейных радиоответчиков в виде параметрических рассеивателей, включая анализ, синтез, создание конструкций для рассеивателей, включая анализ, синтез, создание конструкций для решения практических задач, изучения возможностей применения.
- Изучением специфики использования пассивных нелинейных радиоответчиков при их практическом применении.

Предмет исследования:

Процессы преобразования запросного сигнала в пассивных нелинейных радиоответчиках - нелинейных или параметрических рассеивателях в ответный сигнал и обработки ответного сигнала в приемнике поискового устройства, особенности условий распространения запросных и ответных сигналов в среде распространения.

Новизна проведенных исследований состоит, прежде всего, в построении общей теории пассивных нелинейных радиоответчиков в виде нелинейных или параметрических рассеивателей, позволяющей проводить анализ протекающих процессов, дать интерпретацию наблюдаемых свойств, определить подходы к синтезу и конструированию таких радиоответчиков, выделить факторы и пути повышения эффективности их применения. Кроме этого, в диссертационной работе на основе математического моделирования и натурных экспериментов нелинейных изучены свойства пассивных радиоответчиков, исследованы проблемы приема сигналов от них, связанные с наличием когерентных помех от помеховых нелинейных рассеивателей, проведена модернизация существующих и предложены новые методы инструментальных измерений параметров и настройки таких ответчиков. Высокую значимость имеет и предложенная процессная модель пассивного нелинейного радиоответчика, с помощью которой доказано, что эффективность систем радиомаркировки, использующих пассивные нелинейные и параметрические рассеиватели может быть повышена на основе учета их свойств. Также разработана теория формирования ответного когерентного сигнала от параметрического рассеивателя на основе использования явления синхронизации.

Теоретическая значимость исследования определяется тем, что:

 доказано, что эффективность систем радиомаркировки, использующих пассивные нелинейные и параметрические рассеиватели, может быть увеличена на основе учета их свойств при помощи процессной модели пассивного нелинейного радиоответчика;

- изложены факторы, позволяющие повысить эффективность систем радиомаркировки, использующих пассивные нелинейные радиоответчики, на основе учета их амплитудных и фазовых свойств;
- раскрыты и обсуждены проблемы приема сигнала от пассивных нелинейных радиоответчиков, связанные с наличием когерентных помех от помеховых нелинейных рассеивателей;
- изучены на основе математического моделирования и натурных экспериментов свойства пассивных нелинейных радиоответчиков;
- 5) проведена модернизация существующих методов инструментальных измерений параметров пассивных нелинейных радиоответчиков.

Значение полученных соискателем результатов для практики состоит в свойств, системном подходе К анализу измерению И моделированию характеристик, синтезу конструкций и использованию пассивных нелинейных и рассеивателей в задачах параметрических радиомаркировки, а также в разработанных способах и алгоритмах применения таких рассеивателей при обозначении путей следования, проходов, фарватеров, поиске жертв стихийных бедствий и катастроф, дистанционной идентификации грузов. работе В представлен ряд новых конструкций пассивных нелинейных радиоответчиков и систем из них, в том числе нелинейных рассеивателей-маркеров в виде четырехполюсников, нелинейных радиоответчиков, применяемых в качестве электронного номера, параметрических рассеивателей датчиков среды, рассеивателей расширенной частотной параметрических С полосой, рассеивателей с нелинейным способом параметрических синхронизации, одноконтурных и двухконтурных параметрических рассеивателей – маркеров в четырехполюсников, отражательных решеток нелинейных виде ИЗ И параметрических рассеивателей. Введенные на основе процессной модели характеристики позволяют корректно формулировать задания на конструирование новых пассивных нелинейных радиоответчиков, как достижение объективных, измеряемых и не зависящих от внешних факторов зависимостей.

Основные защищаемые положения

- 1. Разработанная процессная модель пассивного нелинейного радиоответчика, позволившая:
 - 1) описать процессы, происходящие в пассивном нелинейном радиоответчике;
 - определить зависимости, характеризующие свойства пассивного нелинейного радиоответчика;
 - определить методы экспериментального измерения указанных характеристик пассивного нелинейного радиоответчика;
 - определить пути математического вычисления указанных зависимостей с привлечением анализа эквивалентной схемы пассивного нелинейного радиоответчика;
 - 5) определить пути оптимизации структуры пассивных нелинейных радиоответчиков.
- Результаты исследований пассивных нелинейных радиоответчиков нелинейных рассеивателей, включающие:
 - свойства нелинейных рассеивателей (на основе процессной модели и анализа эквивалентной схемы);
 - 2) конструкции нелинейных рассеивателей для:
 - маркировки объектов;
 - измерения структуры электромагнитного поля;
 - антенных измерений;
 - 3) свойства нелинейных отражательных решеток и систем из динамических и стабильных нелинейных рассеивателей;
- Результаты исследований пассивных нелинейных радиоответчиков параметрических рассеивателей, включающие:
 - свойства параметрических рассеивателей (на основе процессной модели и анализа эквивалентной схемы);
 - 2) новые конструкции параметрических рассеивателей;
 - натурные и модельные исследования свойств параметрических рассеивателей и систем из ПР;

- 4) разработку методов синхронизации при формировании ОС в ПР и компенсации синхронизирующих сигналов при приеме ОС;
- 4. Возможности использования (на основе системного подхода) НР и ПР в различных прикладных задачах.

Степень достоверности и обоснованности научных положений результатов проведенных исследований, рекомендаций и выводов

Теоретические положения диссертационного исследования основываются на использовании теории радиотехнических систем, теории распространения радиоволн, теории нелинейных электрических цепей, а также на использовании методов экспериментального анализа и статистической обработки результатов эксперимента, методов математического моделирования.

Достоверность и обоснованность результатов обеспечены строгими математическими преобразованиями и экспериментальной проверкой; подтверждены сопоставлением результатов теоретических исследований с экспериментальными данными, полученными путем моделирования и натурных испытаний.

Результаты согласуются с современными научными представлениями и данными, полученными при обзоре отечественных и зарубежных источников, а также подтверждаются их представительным обсуждением при публикации в научных изданиях, в том числе в научных изданиях, входящих в перечень, рекомендуемый ВАК. Достоверность полученных результатов подтверждена наличием действующих патентов на изобретения.

Основные положения диссертации неоднократно докладывались и обсуждались на научно-технических конференциях, включая международные.

Теоретические диссертационной И прикладные результаты работы внедрены В Федеральном государственном предприятии унитарном «Федеральный научно-производственный научно-исследовательский центр институт измерительных систем им. Ю.Е. Седакова», Федеральном государственном унитарном предприятии «Российский федеральный ядерный центр – Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики», Нижегородском военном институте инженерных войск (филиале) Федерального государственного военного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Военная академия войск радиационной, химической и биологической защиты и инженерных войск». Внедрение подтверждается актами, приложенными к диссертации.

Личный вклад

Работа выполнена при научной консультации д.т.н., профессора С.В. Ларцова, участвовавшего в обсуждении постановки задач диссертации, получении и обсуждении особенно экспериментальных, результатов. некоторых, Часть результатов является развитием исследований, выполненных автором при работе над кандидатской диссертацией, (научный руководитель д.т.н., профессор А.А. Горбачев). Работы, выполненные в рамках настоящей диссертации, носят потребовали комплексный характер И усилий коллектива специалистов, участие в проведении теоретических и экспериментальных принимавших исследований, которые проводились в течение 25 лет под руководством или при личном участии автора. В частности, в диссертации содержатся научные результаты, полученные совместно с А.С. Корсаковым при работе над его кандидатской диссертацией, защищенной под руководством автора. Следует отметить результаты, полученные совместно с аспирантом А.В. Клюевым, завершающим кандидатскую диссертацию под руководством автора.

Все выносимые на защиту результаты и положения, составляющие основное содержание диссертационной работы, разработаны и получены лично автором или при его непосредственном участии. В большинстве работ опубликованных в соавторстве соискателю принадлежит ведущая роль при постановке задач и их исследовании. К числу значимых результатов, полученных лично автором, следует отнести:

 процессную модель пассивного нелинейного радиоответчика, позволившую определить зависимости, характеризующие их свойства, методы экспериментального измерения и теоретического вычисления указанных характеристик, пути оптимизации структуры таких радиоответчиков;

- методологию моделирования пассивных нелинейных радиоответчиков (двухполюсников и четырехполюсников), базирующиеся на процессной модели и анализе их эквивалентных схем;
- теорию синхронизации параметрических рассеивателей;
- методологию измерений параметров пассивных нелинейных радиоответчиков;
- результаты натурных и модельных исследований свойств различных типов одиночных параметрических рассеивателей и систем из них;
- конструкции пассивных нелинейных радиоответчиков-нелинейных И параметрических рассеивателей и систем них, используемых ИЗ для радиомаркировки, измерений, измерения антенных структуры электромагнитного поля, маркировки объектов, как датчики среды, в качестве электронного номера,
- структурную схемы системного подхода к синтезу системы, использующих пассивные нелинейные радиоответчики.

Роль автора в постановке задач, выдвижении идей, разработке основных положений, обосновании решений и научных рекомендаций носит определяющий характер.

Апробация работы

Результаты работы докладывались на научных конференциях:

всесоюзной научно-технической конференции "Развитие и внедрение новой техники радиоприёмных устройств и обработки сигналов", Москва, 1989; научнотехнической конференции "Молодые учёные - производству радиоэлектронной промышленности", Горький, 1989; 6-й Всероссийской научно-технической конференции "Радиоприём и обработка сигналов", Н. Новгород, 1993; 12-th International Symposium on EMS, Wroclaw, 1994; 28-й Московской международной конференции по тории и технике антенн, Москва, 1998; международной конференции "100-летие начала использования электромагнитных волн для передачи сообщений и зарождения радиотехники", Москва, 1995; международной конференции "Физпром-96" (Физика и промышленность), Голицыно Московской обл., 1996; международной конференции "Маrelec-97" (Marine Electromagnetics), Лондон, 1997; V международной научно-методической конференции «Высокие ученых преподавателей BV30B, И специалистов технологи В педагогическом процессе», Н. Новгород, 2004; 8-й международной научнотехнической конференции "Перспективные технологии в средствах передачи информации", Владимир, 2009; XVII международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2011», H. 2011; IX Новгород, международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ-2011», Владимир-Суздаль, 2011; XIX международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2013», Н. Новгород, 2013; XIX международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC-2013), Воронеж, 2013; Балтийском морском форуме, Светлогорск, 2013; Х международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ-2013», Владимир, 2013; международной научно-практической конференции «Социально-экономические проблемы развития регионов: экономика, образование, управление и право», Н. XX Новгород, 2013: международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2014», Н. Новгород, 2014; XXI международной научно-технической конференции «Информационные системы и ИСТ-2015», Н. Новгород, 2015; XIX научной конференции по технологии радиофизике, Н. Новгород, 2015.

Тема диссертации связана с тематическими планами Научно-исследовательского радиофизического института (НИРФИ) и выполненными госбюджетными и хоздоговорными НИР, порученными НИРФИ решениями директивных органов СССР, в которых автор являлся одним из исполнителей: НИР «Чатра-PBO» (1981 – 1985), «Чащоба-PBO» (1985 – 1986), «Вектор-КГ» (1986 – 1987), «Чаща-2-14» (1986 – 1987), «Шассеры-PBO» (1987 – 1988), «Сандал» (1988 – 1989), «Чета-PBO» (1988 – 1989), а так же с базовой частью задания по научным исследованиям Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева в 2013 – 2015 гг.

1. Методы исследования пассивных нелинейных радиоответчиков нелинейных и параметрических рассеивателей

1.1. Изучение пассивных нелинейных радиоответчиков - нелинейных и параметрических рассеивателей в общих исследованиях эффекта нелинейного рассеяния радиоволн

Настоящий параграф посвящен обзору литературных источников [1-70], связанных с изучением пассивных нелинейных радиоответчиков - нелинейных и параметрических рассеивателей, выполненных разными авторами в рамках исследований эффекта нелинейного рассеяния радиоволн.

1.1.1. Исследования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн (историческая справка)

Настоящая работа выполнена в рамках исследования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн.

Эффект нелинейного рассеяния [1], [2] электромагнитных волн впервые был обнаружен в 40-х годах прошлого века. Было отмечено, что при попадании в передатчиков электромагнитное поле антенн сочленяющихся частей металлических конструкций в спектре ответного сигнала (ОС) появляются дополнительные спектральные компоненты, которых не было в спектре облучающего запросного сигнала (3C). Таким образом, некоторые объекты обладают способностью формировать ОС с более богатым спектром, чем спектр ЗС. Эти вторичные спектральные составляющие ОС формируются на частотах, 3C. Если 3C соответствующих частотам нелинейного преобразования

гармонический, ОС содержит кроме спектральных компонент на частоте 3С компоненты на частотах его гармоник. В случае многочастотного 3С – еще и компоненты на частотах комбинационных нелинейных продуктов. Нелинейное преобразование 3С происходит на сосредоточенных нелинейностях: нелинейных сопротивлениях, диэлектриках, магнитных материалах с нелинейной характеристикой намагничивания, несовершенных контактах, полупроводниковых компонентах радиоэлектронной аппаратуры.

Долгое время эффект нелинейного рассеяния радиоволн исследовался в рамках решения проблемы электромагнитной совместимости [3], которая, в частности, предполагает изучение источников нелинейных радиопомех.

В 70-х годах в США [4], [5] появились идеи прикладного использования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн. При этом источники нелинейных комбинационных спектральных составляющих на частотах нечетных нелинейных продуктов преобразования облучающего колебания отождествлялись с возможностью наличия вооружений, части которых образуют металлические контакты, для которых возможно образование структур металл-окисел-металл с нелинейной вольт-амперной характеристикой. Устройства, обнаруживающие объекты на основе фиксации в рассеянном сигнале нечетных нелинейных продуктов преобразования облучающего колебания, были названы нелинейных родуктов преобразования облучающего колебания, были названы нелинейных продуктов преобразования облучающего колебания, были названы нелинейных продуктов преобразования облучающего колебания, были названы нелинейными радиолокаторами.

Работы в области исследования различных аспектов прикладного использования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн в Советском Союзе были начаты в 80-х годах под руководством В.Б. Штейншлейгера. В исследованиях рассматривались эффекты, связанные с нелинейным рассеянием на объектах контактной природы [6], [7], [8], [9], [10]. В частности, исследовался модельный объект в виде диполя, нагруженного на одиночный контакт со структурой металл-окисел-металл [6], [7]. Следует отметить, что исследования контактных нелинейных рассеивателей (НР) показали сильную нестабильность уровня [9], [11], [12] рассеянного сигнала на частоте третьей гармоники облучающего сигнала, что объясняет тот факт, что нелинейная радиолокация не

пошла по пути использования сигналов на частотах нечетных нелинейных продуктов преобразования облучающего колебания в качестве информационных.

Дальнейшее развитие исследований по прикладному использованию эффекта нелинейного рассеяния радиоволн связано с трудами Е.П. Чигина [13], А.А. Горбачева [14], Н.С. Вернигорова [15], Г.Н. Парватова [16], Г.Н. Щербакова [17]. При этом в качестве основных целей нелинейной радиолокации стали рассматривать объекты, содержащие полупроводниковые компоненты. Наиболее полное исследование свойств целей нелинейной радиолокации выполнено С.В. Ларцовым [18].

Среди прикладных исследований следует выделить задачу применения нелинейных радиолокаторов для обнаружения минно-взрывных заграждений, активно развиваемую в настоящее время Н.С. Вернигоровым [15] и Г.Н. Щербаковым [17], [19], [20]. Другой задачей нелинейной радиолокации, доведенной до практического и даже коммерческого использования, является поиск подслушивающих устройств [21], [22].

Моделирование процесса нелинейного рассеяния для оценки потенциальных возможностей нелинейных радиолокаторов выполнялось исследователями Б.М. T.M. Заборонковой [24], Д.В. Петровым [23], Семинихиной [25], C.H. Разиньковым [26], С.Н. Панычевым [27]. При этом для моделей в виде простейших антенн (рамка или диполь, нагруженные на нелинейность с известной вольтамперной характеристикой) находилось решение в виде интенсивности электромагнитной волны, рассеянной на частоте второй или третьей гармоник облучающего колебания с помощью системы интегро-дифференциальных уравнений.

В работах Д.В. Семинихиной рассмотрен отклик на частотах гармоник от системы из НР от распределенной нелинейности [28], [29].

В работах С.Н. Разинькова кроме анализа диполя, нагруженного на полупроводниковый диод [30], рассмотрен отклик на частотах гармоник от некоторых классических антенн, в частности антенны Эреншпека [31], кроме того, рассмотрена более сложная система, представляющая собой рамку, имеющую

несколько нагрузок (т.е. многовходовая антенна). Отклик от такой системы ищется на основе решения системы интегро - дифференциальных уравнений, в которые как граничные условия подставляются результаты решений нелинейных уравнений Кирхгофа [32], характеризующие нелинейные нагрузки.

В работах С.Н. Панычева [33] предложена методология автоматизированной оценки характеристик целей нелинейной радиолокации, а также предложена методология оптимизации систем нелинейного зондирования [34].

Помимо решения задач поиска объектов, содержащих полупроводниковые элементы или контактирующие детали, появились идеи специально создавать такие объекты и использовать их в качестве средств маркировки, то есть создавать пассивные нелинейные радиоответчики (ПНР).

Данной задаче и посвящено представляемое научное исследование.

1.1.2. Пассивные нелинейные радиоответчики (обзор)

Будем считать, что пассивный нелинейный радиоответчик облучается запросным сигналом (3С), при этом в результате протекания тех или иных процессов в пассивном радиоответчике в пространство переизлучается ответный сигнал (OC), отличающийся по спектру от 3С.

Пассивные радиоответчики условно можно разделить на три группы: управляемые пассивные рассеиватели, нелинейные рассеиватели и параметрические рассеиватели.

Управляемые пассивные рассеиватели представляют собой простейшую антенну (диполь либо рамка), у которой импеданс нагрузки изменяется по определенному закону. Как правило, вход антенны либо размыкается, либо закорачивается. В результате ОС отличается от ЗС тем, что имеет амплитудную модуляцию [35], [36].

Такой ОС может быть выделен при приеме методами выделения слабой амплитудной модуляции. Модуляция ответного сигнала может быть фазовая, в [37] частности В предложен управляемый пассивный рассеиватель переизлучающий фазово-манипулированный сигнал. Авторы считают, что вся энергия ОС переизлучается в его боковых спектральных составляющих. Очевидно, что параметры обнаружения ОС от управляемого пассивного рассеивателя сильно зависят от того, изменяется или нет среда распространения. При наличии динамических изменений среды распространения, например, колебаний водной поверхности, дальность обнаружения может уменьшиться. Такие пассивные радиоответчики не являются предметом настоящего исследования.

Данное диссертационное исследование посвящено пассивным которых ОС радиоответчикам, В появляется В результате нелинейного преобразования ЗС. Для нелинейных рассеивателей этим преобразованием является искажение формы тока, наведенного в нагрузке ЗС. В результате нелинейные рассеиватели переизлучают в пространство ОС, содержащий продукты нелиненйного преобразования ЗС, в частности, гармоники. У параметрических рассеивателей нагрузкой является параметрический генератор (ПГ), соответственно нелинейное преобразование ЗС происходит в случае, когда выполняются условия параметрической генерации, а 3С выступает сигналом накачки (СН). У параметрических рассеивателей в спектре ОС присутствуют спектральные компоненты, связанные с указанной параметрической генерацией, в частности, субгармоники.

Первой публикацией, посвящённой идее использования нелинейных рассеивателей (НР) в качестве пассивного радиоответчика, является [38], где описана система предотвращения столкновений автомобилей. Предложено оснащать такими маркерами - НР - задние бамперы автомобилей, а на передней части автомобиля располагать обнаружитель 2-й гармоники. При появлении сигнала на выходе приемника обнаружителя автоматически срабатывает тормозная система.

В [39] предлагается оснащать макером – НР горнолыжников, которые могут стать жертвами лавин. Конструкция НР состоит из полосковой антенны, нагруженной на полупроводниковый диод. Информационным является ОС на частоте 2-й гармоники 3С.

В [32], [30], [31] решается строгая электродинамическая задача определения ОС на частоте 2-й гармоники ЗС для различных стандартных антенн, нагруженных на полупроводниковый диод. Целью авторов данных исследований является попытка создания "нелинейного" эталонного отражателя, который мог бы обеспечивать калибровки нелинейных радиолокаторов методом реального эталона. сожалению, авторы поставили своей задачей определение в качестве К характеристики эталона нелинейной эффективной поверхности рассеяния, которая уровня ЗС [40], не является инвариантом относительно соответственно, калибровочные корректными операции являются только при условии одновременного определения величины интенсивности волны 3С, падающей на эталонный НР, что снижает ценность достигнутого научного результата.

Следует отметить, что электродинамическая задача определения нелинейной эффективной поверхности рассеяния методами электродинамики требует решения сложных интегро-дифференциальных уравнений [41], [42]. Данная задача решалась многими исследователями [43], [32], [44], [29], [45]. В работе [43] рассматривается задача определения поля ОС от НР в виде заглубленной рамки, нагруженной на полупроводниковый диод, вольт-амперная характеристика которого аппроксимируется 3-х-степенным полиномом. В работе [32] рассмотрена рамка с двумя нагрузками и более сложной моделью полупроводникового диода. В [44] решается электродинамическая задача нахождения поля ОС на 2-й гармонике волновода с нелинейными прямоугольного поперечными y стыками И закорачивающим стержнем, нагруженным на диод.

Работы [46], [45] посвящены анализу поля ОС на частоте гармоник ЗС от распределенной нелинейности: в [46] рассматриваются процессы в резонаторе с нелинейной нагрузкой, в [45] ищется поле ОС от решетки нелинейных нагрузок на металлической плоскости.

Представляют интерес работы, посвященные исследованию систем из HP. В [47] аналитически и экспериментально рассматриваются поляризационные эффекты на частоте 2-й гармоники от системы из 2-х перпендикулярных вибраторов. В [48] анализируются рассеивающие свойства на 2-й и 3-й гармониках ЗС для совокупности из одинаковых дипольных HP, расположенных случайным образом на плоскости.

Отметим, что данная случайная совокупность может быть создана искусственно, в частности, в [49] предлагается формировать «облака» из дипольных НР для создания нелинейных помех в радиоэфире.

Работы [50], [51] посвящены задаче использования нелинейных пассивных рассеивателей в качестве ретрансляторов. Данная идея вызывает определенные сомнения из-за достаточно больших потерь на преобразование и возможности нелинейных искажений при преобразовании ретранслируемого 3С в ОС.

В работе [52] описан НР, рабочая точка диода которого может смещаться при появлении напряжения от фотодиода, на который, в свою очередь, подается оптический сигнал. Данный управляемый НР предлагается использовать для целей изменения распределения электромагнитного поля. Заметим, что идея управления ОС от НР за счет подачи на диод напряжения, индуцированного световыми потоками, и формирования таким образом датчиков электромагнитного поля, рассматривалась нами в [193].

Приоритет в предложении использования параметрических рассеивателей (ПР) в прикладных задачах принадлежит патенту [53] (приоритет от 11.10.1994, опубликован 10.04.1998).

В патенте [53] наряду с традиционным способом радиомаркировки с помощью активных радиомаяков предлагается дополнительно оснащать военнослужащих ПР. В патенте представлены принципиальные схемы 3-х ПР в виде полуволновых диполей на частоте запросного сигнала, выступающего сигналом накачки (см. рисунок 1.1) с разными нагрузками. Индексом 55-1 показан ПР, нагрузкой которого является одноконтурный параметрический генератор, состоящий из индуктивности и нелинейной ёмкости, в качестве которой

предложено использовать полупроводниковый диод Д311. Указывается, что данный ПР при облучении непрерывным СН должен переизлучать непрерывный сигнал на частоте половинной субгармоники СН.

Индексом 55-2 показан ПР, нагрузкой которого является двухконтурный параметрический генератор с собственными частотами f_1 и f_2 и, соответственно, ПР должен переизлучать непрерывный двухчастотный сигнал на указанных частотах, а частота CH f_{CH} связана с ними как $f_{CH} = f_1 + f_2$. Следует отметить, что представленная в описании патента принципиальная схема 55-2 нагрузки ПΡ классической двухконтурного не является схемой двухконтурного генератора, большие параметрического ЧТО вызывает сомнения В ee работоспособности. В частности, присутствует только нелинейная ёмкость 63, в качестве которой предложено использовать полупроводниковый диод Д311, а емкостей, образующих вместе с индуктивностями 61 и 62 параметрические контуры с собственными частотами f_1 и f_2 , не представлено.

Третьим ПР, описанным в патенте [53], является ПР, нагрузкой которого является одноконтурный параметрический генератор с *RC* контуром автомодуляции. Такой ПР при облучении непрерывным СН переизлучает ответный сигнал на частоте половинной субгармоники СН в виде радиоимпульсов, период следования которых равен частоте автомодуляции. В патенте не представлено описания свойств и особенностей функционирования ПР, что вызывает сомнения в экспериментальной апробации идеи.



Рисунок 1.1. Дипольные параметрические рассеивтели.

Первой научной статьей, относящейся к тематике параметрических рассеивателей, является публикация [54], которая посвящена особенностям переизлучения ОС от системы из ПР при облучении непрерывным СН. нелинейного Экспериментально зафиксировано, что диаграмма обратного рассеяния (ДОНР) на частоте половинной субгармоники СН носит случайный характер. В статье применен термин «трепещущая» ДОНР. Дана интерпретация этого явления, которое объясняется спецификой фазовых свойств ПР, которые, в свою очередь, определяются свойствами параметрического генератора [55], являющегося его нагрузкой. В частности, у параметрического генератора фаза возбуждаемого колебания является случайной бинарной величиной c дискретностью π. Если в ансамбле из нескольких ПР в преимущественном положении оказывается один из ПР (ближе к источнику СН) и возбуждается первым, проявляется еще одно свойство параметрических генераторов, а именно синхронизация сигналом этого первого возбудившегося ПР всех остальных ПР в ансамбле. Как утверждается в [54], с указанных ПР при их возбуждении снимается неопределенность, что нашло свое отражение в числе видов наблюдаемых в эксперименте ДОНР, которое оказалось меньше, чем ожидаемое при реализации только первого механизма.

В следующей публикации, относящейся к тематике параметрических рассеивателей, является статья [56], которая посвящена описанию амплитудных и частотных свойств ПР. Экспериментально исследованы свойства трех типов ПР (см. рисунок 1.2): одноконтурного ПР, одноконтурного ПР с RC контуром автомодуляции и ПР, нагрузкой которого являются два последовательно соединенных одинаковых LC контура, параллельно которым последовательно подключены нелинейная емкость в виде диода Д311 и RC контур автомодуляции. Все ПР рассеивали основной сигнал на частоте половинной субгармоники CH.

В [56] отмечается, что для наблюдаемых ПР возникновение и исчезновение генерации сигнала на частоте половинной субгармоники СН происходило скачкообразно. Также отмечается, что ПР во всем диапазоне изменений уровня СН

переизлучает сигналы на частотах гармоник СН, что рассматривается как нежелательное явление.



Рисунок 1.2. Схемы субгармонических нелинейных рассеивателей: а – одноконтурного; б – одноконтурного с цепью автосмещения; в – двухконтурного.

Измененные частотные характеристики (см. рисунок 1.3) носили столообразный характер, при этом ширина полосы частот, при которых была возможна генерация, зависела от уровня СН, но не превышала 10%. При этом наблюдалось явление гистерезиса.







Рисунок 1.4. Зависимость уровней принимаемых спектральных компонент от плотности потока мощности ЗС (кривые 1 – 4 соотвествуют *f*=200;600;800;1000 МГц).

Амплитудные свойства ПР описываются при помощи зависимости уровня ОС от интенсивности волны СН, падающей на СН (см. рисунок 1.4). Отмечается, что типичный вид этих зависимостей имеет также столообразный вид, а диапазон изменений уровня интенсивности волны СН, падающей на СН, в котором возможно возбуждение ОС, составляет 30-40 дБ. Кроме того, в [56] исследованы зависимости частоты автомодуляции от интенсивности волны СН, падающей на ПР. При этом отмечается, что для ПР, нагрузкой которого являются два последовательно соединенных одинаковых LC контура, наблюдается меньшая зависимость частоты автомодуляции от интенсивности волны СН, падающей на СН.

Первая попытка учесть амплитудные и фазовые свойства ПР, описанные в [54], [56], предприняты в [57]. Для учета амплитудных свойств ПР предлагается использовать СН в виде последовательности радиоимпульсов СН, амплитуда которых меняется от импульса к импульсу по монотонному закону. В результате интенсивность волны, облучающей ПР, для одного или нескольких радиоимпульсов СН окажется в области значений, при которых ПР возбуждается, соответственно появляется ОС, который может быть принят.

Фазовые свойства предлагается учесть путем формирования 3С, состоящих из радиоимпульсов СН и коротких радиоимпульсов синхронизирующего сигнала (СС) на частоте половинной субгармоники СН, передний фронт которых совпадает или несколько опережает его на время меньше длительности СС.

Такой радиоимпульс, автора, позволяет формировать по мнению последовательности ОС с определенным законом манипуляции начальной фазы от импульса к импульсу. Однако в [57] отмечается, что такой радиоимпульс СС будет выступать когерентной помехой при приеме ОС, так как всегда найдется такая точка в окружающем пространстве, от которой отражение СС попадет в приемник одновременно с радиоимпульсом ОС. В [57] предлагается компенсировать радиоимпульс СС в приемнике поисковой установки. Для этого предлагается радиоимпульс СС формировать в виде двух прилегающих друг к другу коротких одинаковых по длительности, но различающихся по фазе на π радиоимпульсов в предположении, что такие радиоимпульсы взаимно компенсируются на выходе оптимального фильтра, настроенного на прием радиоимпульса ОС с существенно большей длительностью.

Кроме того, в [57] отмечается, что наличие внешнего СС позволит снять неопределенность ДОНР от системы из ПР, зафиксированную в [54]. Так же в [57]

сделано предположение, что для двухконтурного ПР, контуры которого настроенны на частоты f_1 и f_2 , переизлучающего двухчастотный сигнал, частоты которого связаны с частотой CH f_{CH} как $f_{CH} = f_1 + f_2$, синхронизация возможна на одной частоте, например, f_1 , а OC - на другой, f_2 . Так же CC в составе 3C позволит устранить явление гистерезиса, что несколько расширит динамический диапазон области возбуждения ПР.

В статье [58] также рассматриваются вопросы по формированию ЗС для обнаружения ПР. В приближении распространения ЗС и ОС в условиях свободного пространства рассмотрены случаи неограниченного и ограниченного времени наблюдения. Вслед за [57], сделан вывод о необходимости использования CH радиоимпульсов. При этом отмечается, В виде что длительность радиоимпульсов СН должна превышать время установления ОС в ПР. Отмечается, что это время зависит от интенсивности волны СН, падающей на ПР, которое в среднем оценивается как 0,5 мкс. Представлен экспериментально измеренный график изменения времени установления ОС в ПР в зависимости от расстояния между антенной, излучающей ЗС, и ПР. Вслед за [57] отмечается, что для формирования когерентной последовательности ОС при формировании ЗС радиоимпульсам СН должен предшествовать радиоимпульс СС на частоте ОС и длительностью больше времени установления в ПР. При этом игнорирована проблема, что таким образом в систему вводится когерентная помеха.

В статье [59] предлагается использовать пороговые свойства ПР, исследованные в [56] в целях индикации перемещений человека вблизи ПР. Представлен график изменения ОС от ПР, вблизи которого проходит человек (см. рисунок 1.5).

В статье [60] рассмотрена прикладная задача использования ПР для разметки бакенов (ПР располагается на верхушке бакена на высоте 2 м). В приближении распространения ЗС и ОС в условиях свободного пространства показано, что при использовании импульсного ЗС с уровнем импульсной мощности 5×10^5 Вт дальность возбуждения ПР (уровень возбуждения 10^{-4} Вт/м²), описанного в [54], [56] составит примерно 30 км, в то же время уровень рассеяния на расстоянии 2 км

от ПР составит 5×10^{-10} Вт (полная мощность, рассеиваемая ПР, принята равной 10^{-2} Вт). В статье [61] приводятся результаты эксперимента, показавшего, что дальность обнаружения составила ≈ 1 км для поисковой установки с параметрами: $f_{3C} = 800$ МГц; импульсная мощность ЗС $P_{3C} = 2$ кВт; частота следования импульсов ЗС 200 Гц; длительность радиоимпульса ЗС 2 мкс; чувствительность приемника 0,5 мкВ; время накопления 0,1 с; коэффициенты усиления излучающей и приемной антенн 10 дБ.



Рисунок 1.5. Временная зависимость усредненного значения флюктуаций *U_n* при проходе человека параллельно гранитце.

В статье [62] продолжено исследование ПР с RC контуром автомодуляции, начатое в [56]. Основная идея заключается в исследовании возможности использования ПР с контуром автомодуляции в качестве линейного рассеивателя с переменной эффективной поверхностью рассеяния. Зондирование производилось в виде радиоимпульсов, выступающих для ПР сигналом накачки. Описаны результаты экспериментальных измерений, из которых следует, что ожидаемый авторами эффект существует, но глубина модуляции не превышает 3 дБ. В то же время можно считать косвенно зафиксированным интересный для теории ПР научный результат, а именно, что величина нагрузки ПР на частое СН изменяется при возбуждении его параметрического генератора. Вторым интересным результатом является зафиксированный факт, что при определенном уровне СН величина ОС для ПР с автомодуляцией может превысить соответствующий уровень ОС для ПР без контура с автомодуляцией.

В патенте [63] предлагается использовать ПР для маркировки индивидуальных средств спасения терпящих бедствие на воде (спасательных жилетов). Для этого предлагается конструкция ПР, у которого индуктивность выполнена в виде закрытого или полузакрытого резонатора. Такая конструкция ПР позволяет, применив полосковую или рефлекторную антенну, устранить влияние тела человека на процесс рассеяния ОС.

В [64], наоборот, статье предлагается использовать открытость параметрического контура ПР для оценки электрических параметров внешней представляют экспериментально среды. Интерес полученные зависимости электрических параметров, процесс рассеяния на субгармонике CH (см. рисунок 1.6). Задача оценки толщины нефтяной пленки на поверхности воды по параметрам нелинейного рассеяния от плавающего на поверхности ПР, вынесенная в цель работы, только обсуждена.

В статье [65] рассматривается задача влияния тела человека на процесс рассеяния ОС от ПР на частоте субгармоники СН. Показано, что процесс жизнедеятельности человека может быть зафиксирован по изменению уровня ОС от ПР, предварительно размешенного на нем, что может быть использовано при спасательных работах. В статье [65] представлен новый тип ПР в виде рамки длиной равной λ, нагруженной на параметрический контур (см. рисунок 1.7).

В статье [66] рассматривается возможность использования ПР для разметки фарватеров, осаждавшаяся уже в [60]. В данной статье отмечается возможность использования судовой радиостанции для решения указанной задачи.

В статье [67] рассматривается возможность формирования коротких по времени радиоимпульсов ОС от ПР, что, по мнению авторов, позволит решить задачу различения пространственно-разнесенных ПР. Указанную задачу предлагается решать с помощью ПР с RC контуром автомодуляции, который облучается СН в виде радиоимпульса с огибающей с нарастающим фронтом. В результате появляется ОС в виде серии импульсов. Следует отметить, что такое техническое решение предполагает идентичность обоих ПР и их одинаковое пространственное положение.



Рисунок 1.6. Зависимость порога возбуждения P_B (кривая 3), мощности рассеяееого сигнала P_C (кривая 2) и резонансной частоты f_{PE3} (кривая 1) от степени заполнения параметрического контура водой при $f_{3C}=2f_{PE3}$.



Рисунок 1.7. Исследованные субгармонические параметрческие

рассеиватели.

В статье [61], так же как и в [60], [66], рассмотрена прикладная задача разметки фарватеров, при этом предполагается размещать ПР на верхушке бакена. В статье [66] в целом повторяются положения, выдвинутые в [61], [65]. Кроме того, приводятся результаты натурного эксперимента, показавшего, что дальность обнаружения составила ≈ 500 м для поисковой установки с параметрами: $f_{3C} = 830$ МГц; импульсная мощность ЗС $P_{3C} = 2$ кВт; частота следования импульсов ЗС 200 Гц; длительность радиоимпульса ЗС 2 мкс; чувствительность приемника 0,5 мкВ; время накопления 0,1 с; коэффициенты усиления излучающей и приемной антенн 10 дБ; высоты излучающей и приемной антенн 4 м; высота маркера 2 м.

В статье [68] рассматривается возможность работы ПР в комбинационном режиме, под которым авторы понимают переизлучение ПР сигнала на частоте $1,5f_{CH}$. По мнению авторов, этот сигнал является результатом взаимодействия CH и появившегося в результате возбуждения параметрического генератора ПР на частоте $0,5f_{CH}$. При определенных условиях, прежде всего связанных с согласованием с антенной, уровень сигнала, рассеиваемого ПР на частоте $1,5f_{CH}$, что зафиксировано экспериментально.

Статья [69] посвящена задаче моделирования процессов, происходящих в НР, нагрузкой которого является последовательный контур с варикапом. Основная идея авторов работы заключается в возможности повышения эффективности нелинейного рассеивателя гармоник ИЛИ комбинационных на частотах нелинейных продуктов за счет включения в его состав варикапа, в качестве которого использовался полупроводниковый диод. Представлены результаты моделирования по расчету АЧХ такого НР на частоте второй гармоники ЗС, показывающего, что такой метод повышения эффективности переизлучения сигнала на частоте гармоники перспективен. На основе анализа эквивалентной схемы получена АЧХ данного НР. Как отмечается в [69], анализ эквивалентной схемы такого HP выполнялся при помощи программного пакета MicroCap.

Кроме того, в [69] выполнена оценка дальности обнаружения исследованного ПР для $\lambda_{3C} = 0,15$ м, $\lambda_{OC} = 0,3$ м, которая составила 55 м.

В публикациях [70], [51] рассматривается возможность использования субгармонического рассеивателя электромагнитных волн в качестве пассивного ретранслятора сигналов. Данная идея представляется достаточно спорной, так как предлагаемый процесс ретрансляции связан со значительными потерями на нелинейное преобразование ретранслируемого сигнала.

Таким образом, проведенный анализ известных публикаций в области изучения пассивных нелинейных радиоответчиков - нелинейных и параметрических рассеивателей показал, что:

- Описываются различные идеи применения нелинейных радиоответчиков пассивных радиоответчиков в виде нелинейных и параметрических рассеивателей, при этом нет работ, в которых дается научный анализ потенциальных возможностей такого применения.
- 2) Описанные конструкции нелинейных радиоответчиков нелинейных и параметрических рассеивателей, как правило, представляют собой простейшие антенны (диполь или рамка) или однополюсные антенны (рупор, антенна Эришпека) с нагрузкой в виде одиночного полупроводникового диода, не поставлена задача оптимизации структуры.
- 3) В известных публикациях пассивные радиоответчики нелинейные и параметрические рассеиватели рассматриваются, как правило, применительно к задачам нелинейной радиолокации в качестве модельного объекта нелинейного рассеяния или эталона для соответствующих измерительных установок.
- Отсутствует общая теория нелинейных радиоответчиков нелинейных и параметрических рассеивателей.

1.2. Описание свойств пассивных нелинейных радиоответчиков нелинейных и параметрических рассеивателей при помощи процессной модели

В данном параграфе представлены оригинальные результаты, полученные автором на основе анализа процессной модели пассивного нелинейного радиоответчика и опубликованные в [71], [72], [73], [74], [75], [76], [77], [78], [79].

1.2.1. Процессная модель пассивного нелинейного радиоответчика

В данном параграфе описана предложенная автором процессная модель пассивных нелинейных радиоответчиков. Обсуждены вопросы взаимодействия поисковой установки и пассивного нелинейного радиоответчика, связи процессной модели и эквивалентной схемы пассивного нелинейного радиоответчика, связи основного уравнения поисковой системы с характеристиками пассивного нелинейного радиоответчика, пересчета характеристик ПНР, измеренных на двухпозиционной измерительной установке на случай использования однопозиционной поисковой установки, задачи оптимизации структуры ПНР.

В предыдущем параграфе был сделан вывод об отсутствии общей теории пассивных нелинейных радиоответчиков (ПНР). Такое положение дел сложилось потому, что в основном исследователями, которые занимались данной проблемой, были специалисты в области нелинейной радиолокации. Соответственно, и ПНР рассматривались исключительно как некоторые вспомогательные объекты нелинейной радиолокации: как модельные объекты, иллюстрирующие процесс нелинейного рассеяния, или эталоны для измерительных установок характеристик целей нелинейной радиолокации. В частности, величины, нахождение которых ставилось задачей исследования, были взяты по аналогии из радиолокации, например, диаграмма обратного нелинейного рассеяния или нелинейная эффективная поверхность рассеяния. Отчасти это также связано с тем, что расстояния, на которых предполагалось использование ПНР (измерение параметров целей нелинейной радиолокации или калибровка нелинейных радиолокаторов), были достаточно малыми, на которых можно не учитывать влияние окружающих линейных отражателей и подстилающей поверхности. Соответственно, пространственные свойства ПНР проявлялись мало.

В задачах маркировки объектов при помощи ПНР на достаточно больших расстояниях необходимо использовать другой подход. Основным объектом исследований становится сам ПНР, а поисковая установка (ПУ), излучающая ЗС и принимающая ОС на частоте продуктов нелинейного преобразования ЗС (по сути, специализированный нелинейный радиолокатор), становится вторичным, вспомогательным объектом исследований. При этом появляется целый ряд задач, в которых принципиально необходимо учитывать результат взаимодействия ПНР со средой распространения ЗС и ОС. Этот результат в существенной степени зависит от того, насколько корректно определены пространственные, поляризационные, частотные, амплитудные и фазовые свойства ПНР.

Как показали исследования, принятые в нелинейной радиолокации по аналогии с линейной радиолокацией, параметры цели, не позволяют решать указанные выше задачи. Например, два ПНР, имеющие практически совпадающие диаграммы обратного нелинейного рассеяния, могут совершенно по разному «ощущать» присутствие подстилающей поверхности и, соответственно, формировать сильно различающиеся ОС при наличии раздела сред.

Для разрешения указанной проблемы необходимо, прежде всего, решить две задачи: 1) определить характеристики, необходимые и достаточные для решения расчетных задач дистанционного обнаружения ПНР с учетом влияния переотражений от подстилающей среды, и 2) разработать методы измерения указанных характеристик.

1.2.1.1. Взаимодействие поисковой установки и пассивного нелинейного радиоответчика

В ПНР происходит преобразование энергии ЗС в энергию ОС на другой частоте. Данный процесс носит нелинейный характер, поэтому в общем случае для ПНР не выполняются принципы взаимности и суперпозиции, которые лежат в основе теории линейных отражателей. Эти обстоятельства не позволяют для нашей задачи непосредственно воспользоваться методами и характеристиками, разработанными для описания свойств линейных отражателей [35].

Характеристики для описания ПНР определим на основе анализа схемы взаимодействия поисковой установки и ПНР, представленной на рисунок 1.8. Эта структурная схема состоит из зондирующей установки, среды распространения ЗС и ОС и процессной модели пассивного нелинейного радиоответчика.





Если ограничиться случаем линейно-поляризованных 3С и ОС, то поисковая установка характеризуется параметрами на частоте 3С: мощностью 3С - P_{3C} , частотой 3С - ω_{3C} и коэффициентом усиления излучающей антенны поисковой установки G_{ИА}, зависящим от частоты 3С - ω_{3C} и параметров направления на ПНР :
азимута $\alpha_{\text{ИА}}$, угла места $\beta_{\text{ИА}}$ и угла наклона плоскости поляризации – $\theta_{\text{ИА}}$, а на частоте OC она характеризуется частотой OC - ω_{OC} и параметрами приемной антенны поисковой установки: S_{ПА}, зависящей от частоты ОС - $\omega_{\Pi C}$, и параметров направления на ПНР : азимута $\alpha_{\Pi A}$, угла места $\beta_{\Pi A}$ и угла наклона плоскости поляризации – $\theta_{\Pi A}$. Излучаемый сигнал (ИC) удобно характеризовать интенсивностью волны, излучаемой ПУ в направлении ПНР, приведенной к расстоянию 1 м от излучающей антенны ПУ: $\Pi_{UC}(\omega_{3C}, \alpha_{UC}, \beta_{UC}, \theta_{UC})$, где $\alpha_{UC}, \beta_{UC}, \theta_{UC}$ - соответственно азимут, угол места и наклон плоскости поляризации излучаемой волны ЗС. ОС удобно характеризовать интенсивностью волны принимаемого сигнала (ПС), падающей на приемную антенну ПУ: $\Pi_{\Pi C}(\omega_{OC}, \alpha_{\Pi C}, \beta_{\Pi C}, \theta_{\Pi C})$, где α_{ПС}, β_{ПС}, θ_{ПС} - соответственно азимут, угол места и наклон плоскости поляризации волны принимаемого сигнала.

ПНР будем характеризовать его процессной моделью [71], [73], [74], [72], [76], [79]. При построении процессных моделей каждому последовательно происходящему процессу приводится в соответствие отдельный элемент: ЗС должен быть принят приемной антенной ЗС, канализирован при помощи тракта приемная антенна ЗС – генератор ОС к генератору ОС, где осуществляется нелинейное преобразование ЗС, затем сигнал, уже на частоте ОС, канализируется при помощи тракта генератор ОС – излучающая антенна ОС к излучающей антенне ОС, которая излучает ОС в пространство.

Таким образом, поисковая установка воздействует на ПНР, облучая его электромагнитной волной с интенсивностью $\Pi_{3C}(\omega_{3C}, \alpha_{3C}, \beta_{3C}, \theta_{3C})$, где α_{3C} , β_{3C} , θ_{3C} характеризуют направление (азимут и угол места) и поляризацию волны ЗС. Воздействие ПНР на зондирующую установку определяется волной ОС с интенсивностью $\Pi_{OC}(\omega_{OC}, \alpha_{OC}, \beta_{OC}, \theta_{OC})$, которая приводится к расстоянию 1 м от ПНР [40], а направление (азимут и угол места) и поляризация волны ОС соответственно характеризуются величинами: α_{3C} , β_{3C} , θ_{3C} .

При указанных допущениях среда распространения ЗС и ОС характеризуется безразмерными коэффициентами распространения К_{3С} и К_{оС} :

$$K_{3C} = \prod_{UC} (\omega_{3C}, \alpha_{UC}, \beta_{UC}, \theta_{UC}) / \prod_{3C} (\omega_{3C}, \alpha_{3C}, \beta_{3C}, \theta_{3C})$$
и (1.2.1)

$$K_{\rm OC} = \Pi_{\rm OC}(\omega_{\rm OC}, \alpha_{\rm OC}, \beta_{\rm OC}, \theta_{\rm OC}) / \Pi_{\rm \Pi C}(\omega_{\rm OC}, \alpha_{\rm \Pi C}, \beta_{\rm \Pi C}, \theta_{\rm \Pi C})$$
(1.2.2)

Процессная модель ПНР позволяет воспользоваться достаточно хорошо развитыми теориями антенн, электродинамики, длинных линий и нелинейной электротехники для описания процессов в ПНР.

Прежде всего, следует определить величину, связывающую входное воздействие на ПНР, то есть величину $\Pi_{3C}(\omega_{3C},\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C})$, и его реакцию на указанное воздействие в виде ОС - $\Pi_{OC}(\omega_{OC},\alpha_{OC},\beta_{OC},\theta_{OC})$.

В литературе функция, связывающая указанные величины, получила название амплитудной характеристики (AX). В [40] она введена для нелинейных рассеивателей без учета поляризационно-пространственных параметров, в [72] это определение распространено на все виды ПНР:

$$\Pi_{\rm OC} = \mathscr{F}(\Pi_{\rm 3C}) \tag{1.2.3}$$

Из рисунка 1.8 следует, что Π_{OC} и Π_{3C} в (1) зависят от пространственно – поляризационных параметров взаимодействия зондирующей установки и ПНР. Рассмотрим природу этой зависимости. Будем считать, что (1) определена (измерена или рассчитана) для некоторых фиксированных углов α_{3C}^* , β_{3C}^* , θ_{3C}^* , α_{PC}^* , β_{PC}^* , θ_{PC}^* .

$$\Pi_{\rm OC}(\omega_{\rm OC}, \alpha_{\rm OC}^{*}, \beta_{\rm OC}^{*}, \theta_{\rm OC}^{*}) = \mathscr{F}(\Pi_{\rm 3C}(\omega_{\rm 3C}, \alpha_{\rm 3C}^{*}, \beta_{\rm 3C}^{*}, \theta_{\rm 3C}^{*}))$$
(1.2.4)

Будем считать, что $\alpha_{3C}^* = \beta_{3C}^* = \theta_{3C}^* = \alpha_{PC}^* = \beta_{PC}^* = \theta_{PC}^* = 0$. Другими словами, значения α_{3C} , β_{3C} , θ_{3C} , θ_{3C} , α_{OC} , β_{OC} , θ_{OC} будем отсчитывать от некоторых фиксированных значений, при которых АХ была первоначально определена.

Зафиксируем значение излучаемой мощности ЗС и антенн поисковой установки и изменим ориентацию ПНР так, чтобы изменился один из углов α_{3C} , β_{3C} , θ_{3C} , α_{OC} , β_{OC} , θ_{OC} остались неизменными. Естественно, изменится уровень ОС. Для того, чтобы уровень принимаемого поисковой установкой сигнала вернулся к прежней величине, изменим мощность ЗС в D_{3C} раз. Выполняя указанную процедуру последовательно для возможных значений углов α_{3C} , β_{3C} ,

 θ_{3C} , получим зависимость $D_{3C} = D_{3C}(\alpha_{3C}, \beta_{3C}, \theta_{3C})$, соответственно, (1) можно записать как:

$$\Pi_{\rm OC} = \mathscr{F} (\Pi_{\rm 3C} D_{\rm 3C}(\alpha_{\rm 3C}, \beta_{\rm 3C}, \theta_{\rm 3C})) .$$
(1.2.5)

Заметим, что указанные процедуры вполне реализуемы технически. Например, для изменения α_{3C} жестко свяжем взаимную ориентацию ПНР и приемной антенны поисковой установки и будем их вместе вращать, сохраняя положение излучающей антенны поисковой установки, для θ_{3C} достаточно просто менять поляризацию излучающей антенны поисковой установки.

Если изменить положение HP так, что изменится один из углов α_{OC} , β_{OC} , θ_{OC} , то уровень OC, принимаемого поисковой установкой, изменится в D_{OC} раз. Выполняя указанную процедуру последовательно для возможных значений углов α_{OC} , β_{OC} , θ_{OC} , получим зависимость $D_{OC}(\alpha_{OC},\beta_{OC},\theta_{OC})$. В результате (1.2.1) запишется как:

$$\Pi_{\rm OC}(\Pi_{\rm 3C}, \alpha_{\rm 3C}, \beta_{\rm 3C}, \alpha_{\rm OC}, \beta_{\rm OC}, \theta_{\rm OC}) = D_{\rm OC}(\alpha_{\rm OC}, \beta_{\rm OC}, \theta_{\rm OC}) \, \mathcal{F}(\Pi_{\rm 3C} D_{\rm 3C}(\alpha_{\rm 3C}, \beta_{\rm 3C}, \theta_{\rm 3C})). \tag{1.2.6}$$

Выражение (1.2.6)является уравнением, характеризующим пространственно-амплитудные свойства ПНР, и является его обобщенной диаграммой обратного нелинейного рассеяния. Зависимости *D*_{3C} и *D*_{OC} по способу введения есть не что иное, как диаграммы направленности по мощности, нормированные к их величинам при фиксированных углах α_{3C}^* , β_{3C}^* , θ_{3C}^* , α_{PC}^* , β_{PC}^{*} , θ_{PC}^{*} , при которых измерялась АХ. То есть: $D_{3C}(\alpha_{3C}^{*}, \beta_{3C}^{*}, \theta_{3C}^{*}) = 1;$ $D_{PC}(\alpha_{PC}^{*}, \beta_{PC}^{*}, \theta_{PC}^{*}) = 1.$ С точки зрения процессной модели на рисунке 1.8 $D_{3C}(\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C})$ характеризует процессы линейных В элементах 1.2: $D_{\rm OC}(\alpha_{\rm OC}, \beta_{\rm OC}, \theta_{\rm OC})$ характеризует процессы в линейных элементах 4,5, а AX позволяет их связать.

Таким образом, для описания энергетических и пространственных свойств ПНР необходимо определить три характеристики: АХ и нормированные диаграммы антенн ПНР на частотах 3С и ОС: D_{3C} и D_{0C} . Эти три характеристики позволяют не только определить диаграмму обратного нелинейного рассеяния, но и учесть особенности распространения 3С и ОС.

При разработке процессной модели ПНР было сделано несколько ограничительных допущений. Первое ограничение касалось рассмотрения только гармонического ЗС. Процессная модель ПНР может быть распространена на случай многочастотного ЗС, естественно, при усложнении основных формул из-за появления еще одной или нескольких приемных антенн. Например, для бигармонического ЗС у НР нужно учитывать две диаграммы для каждой из антенн, принимающих ЗС.

Второе ограничение относится к случаю линейно-поляризованных ЗС и ОС. Все результаты могут быть развиты на общий случай эллиптической поляризации, при этом, в соответствии с теорией антенн, число параметров, характеризующих поляризацию принимающей ЗС и переизлучающей ОС, необходимо увеличить до трех.

Одним из преимуществ процессной модели ПНР является то, что D_{3C} и D_{0C} и АХ являются реальными физическими величинами и могут быть непосредственно измерены. На экспериментальных методах определения D_{3C} и D_{0C} и АХ остановимся ниже. D_{3C} и D_{0C} и АХ могут быть вычислены на основе машинного эксперимента или путем аналитических расчетов. Задача нахождения D_{3C} и D_{0C} линейна, для ее решения может быть использована хорошо развитая теория расчета линейных антенн. Для нахождения АХ необходимо решить нелинейную задачу. В литературе нашёл широкое применение метод нахождение АХ для нелинейных рассеивателей на основе решения нелинейной электродинамической задачи, которая сводится к нахождению системы интегро-дифференциальных уравнений, решение которых в приближении, как правило, слабой нелинейности находится численными методами [32], [41], [42], [43], [44], [45], [46]. Однако, в большинстве случаев определяется не вся АХ, а только её участок, названный в [14], [40] режимом слабого взаимодействия.

АХ может быть так же определена на основе представленного выше анализа процессной модели ПНР путем решения системы дифференциальных уравнений его электрической схемы [79]. Для этого необходимо осуществить переход от ПНР к его эквивалентной схеме.

40

1.2.1.2. Связь процессной модели и эквивалентной схемы пассивного нелинейного радиоответчика

Вслед за [80], выполним переход от ПНР к его эквивалентной схеме на основе теоремы Нортона [79].



Рисунок 1.9. Переход от ПНР к его эквивалентной схеме.

Преимущества такого перехода очевидны: появляется возможность воспользоваться целым арсеналом методов и средств нелинейной электротехники, включая сильно развитые в настоящее время программные комплексы типа National Instruments LabVIEW и др.

В то же время, переход от ПНР к его эквивалентной схеме сопряжен с определенными особенностями. Рассмотрим их.

Анализ эквивалентной схемы основан на решении уравнения Кирхгофа:

$$e_{3C}(t) = i(t)Z_A(t) + i(t)Z_{H\mathcal{H}}(t) \text{ или } e(t) = i(t)Z_A(t) + u_{H\mathcal{H}}(t), \quad (1.2.7)$$

где $e_{3C}(t) = E_{3C}cos(\omega_{3C}t + \phi_{3C}) - ЭДС,$ наведенная ЗС, i(t) - ток в ПНР, $u_{HO}(t)$ - ток в ПНР, $Z_A(t)$ – эквивалентное сопротивление антенны ПНР, $Z_{HO}(t)$ - эквивалентное сопротивление нелинейного элемента в нагрузке антенны ПНР.

Дальнейшая идея в решении уравнения (1.2.3) заключается в использовании метода баланса гармоник и состоит в подстановке в уравнение ожидаемого вида

i(t) и $U_{H \ni}(t)$. Например, если ПНР является НР и, соответственно, полезный ОС переизлучается на 2-й гармонике 3С, то :

$$i(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega_{3C}t + \varphi_1) + I_2 \cos(2\omega_{3C}t + \varphi_2) + \dots$$
(1.2.8)

$$u_{H\mathcal{B}}(t) = U_0 + U_1 \cos(\omega_{3C} t + \gamma_1) + U_2 \cos(2\omega_{3C} t + \gamma_2) + \dots$$
(1.2.9)

После подстановки (1.2.5) и (1.2.6) в (1.2.3) группируются члены с одинаковой частотой и составляются уравнения Кирхгофа для каждой из частот (составляется баланс гармоник). Полученные нелинейные тригонометрические уравнения решаются аналитически или численно.

В результате находится решение в виде зависимости, связывающей параметры ОС и ЗС: i_{OC} (соответственно на частоте $2\omega_{3C}$ или $0,5\omega_{3C}$) от $E_{3C}(\omega_{3C})$ или U_{OC} от $E_{3C}(\omega_{3C})$, которая должна быть преобразована в АХ. Для этого необходимо учесть непосредственную связь параметров эквивалентной схемы ПНР с его процессной моделью [79].

Из анализа эквивалентной схемы, мощность принимаемого ЗС равна:

$$P_{3C} = (\mathcal{e}_{3C}(\omega_{3C}))^2 / (Z_A(\omega_{3C})) + Z_{H3}(\omega_{3C})).$$
(1.2.10)

где $Z_A(\omega_{3C})$ и $Z_{H3}(\omega_{3C})$ соотвественно импедансы антенны и нелинейного элемента на частоте 3С.

С точки зрения процессной модели:

$$P_{3C} = \Pi_{3C} S_{3C} (1 - \Gamma_{3C}^{2}), \qquad (1.2.11)$$

где $S_{3C}(\omega_{3C})$ - эффективная площадь приемной антенны ПНР на частогте 3С, Г - коэффициент отражения на частоте 3С в приемном тракте ПНР, равный:

$$\Gamma_{CH} = (Z_A(\omega_{3C}) - Z_{H\mathcal{I}}(\omega_{3C}))/(Z_A(\omega_{CH}) + Z_{H\mathcal{I}}(\omega_{3C})).$$
(1.2.12)

 $Z_{H_{2}}(\omega_{3C})$ можно определить как:

$$Z_{H\mathcal{H}}(\omega_{3C}) = U_1(\omega_{CH}) / I_1(\omega_{CH})$$
или

$$Z_{H\mathcal{H}}(\omega_{3C}) = \mathcal{C}_{3C}(\omega_{3C}) / I_1(\omega_{CH}) - Z_A(\omega_{3C})$$
(1.2.13)

Заметим, что в общем случае $Z_A(\omega_{3C}), Z_{H\ni}(\omega_{3C}), U_1(\omega_{CH}),$ $I_1(\omega_{CH})$ комплексные величины, а связь Π_{3C} и E_{3C} носит характер нелинейной зависимости и не может быть охарактеризована постоянным коэффициентом. Определим связь величины тока $I_{OC}(\omega_{OC})$, возникающего в параметрическом контуре на частоте OC, и интенсивности Π_{OC} волны OC, переизлучаемой в пространство. С точки зрения эквивалентной схемы, мощность OC, рассеиваемая антенной, определяетс как:

$$P_{\rm OC} = Z_{\rm A}(\omega_{\rm OC})I_{\rm OC}^2(\omega_{\rm OC}) \tag{1.2.14}$$

Эта мощность переизлучается в пространство на частоте ОС, с точки зрения процессной модели:

$$\Pi_{\rm OC} = P_{\rm OC} \, G_{\rm OC}(\omega_{\rm OC})/4\pi \,, \qquad (1.2.15)$$

где $G_{OC}(\omega_{OC})$ – коэффициент усиления аниенны ПНР на частоте OC.

Таким образом, с точки зрения задачи нахождения амплитудной характеристики, при анализе эквивалентной схемы ПНР, кроме традиционно определяемой зависимости уровня тока на частоте ОС, протекающего через нелинейный элемент, от величины ЭДС, наведенной ЗС, или величины напряжения на нелинейном элементе на частоте ОС от величины ЭДС, наведенной ЗС, необходимо определить еще зависимость сопротивления нелинейного элемента для частоты ЗС от величины ЭДС, наведенной ЗС и знать величины, характеризующие пространственные свойства антенной части ПНР на частотах ЗС и ОС: $S_{3C}(\omega_{3C})$ и $G_{OC}(\omega_{OC})$.

1.2.1.3. Основное уравнение поисковой системы

На рисунке 1.8 представлена модель взаимодействия поисковой установки и ПНР [72]. Данную модель взаимодействия поисковой установки (ПУ) и ПНР легко преобразовать в модель канала Поисковая установка – ПНР –

Поисковая установка. Учитывая введенные выше K_{3C} , K_{PC} , $G_{3C}(\alpha_{UC},\beta_{UC},\theta_{UC})$, $S_{\Pi C}(\alpha_{\Pi C},\beta_{\Pi C},\theta_{\Pi C})$ и их связь, можно преобразовать АХ (1.2.6) в основное уравнение

для данного канала взаимодействия, с учетом пространственного положения поисковой установки и ПНР:

На основе (1.2.1), (1.2.2), (1.2.5) и учитывая то, что

 $\Pi_{\text{UC}}(\omega_{3\text{C}},\alpha_{\text{UC}},\beta_{\text{UC}},\theta_{\text{UC}}) = P_{3\text{C}}(\omega_{3\text{C}})G_{\text{UA}}(\omega_{3\text{C}},\alpha_{\text{UA}},\beta_{\text{UA}},\theta_{\text{UA}})/4\pi , \quad a \quad (1.2.16)$

$$\Pi_{\Pi C}(\omega_{OC}, \alpha_{\Pi C}, \beta_{\Pi C}, \theta_{\Pi C}) = P_{\Pi C}(\omega_{OC}) / S_{\Pi A}(\omega_{OC}, \alpha_{\Pi A}, \beta_{\Pi A}, \theta_{\Pi A}) \quad , \qquad (1.2.17)$$

получим, что $P_{3C}(\omega_{3C})$ связано с $P_{\Pi C}(\omega_{OC})$ как:

 $\mathsf{P}_{\mathsf{TC}}(\omega_{\mathsf{OC}}) = \mathsf{S}_{\mathsf{TA}}(\omega_{\mathsf{OC}}, \alpha_{\mathsf{TA}}, \beta_{\mathsf{TA}}, \theta_{\mathsf{TA}}) \mathcal{D}_{\mathsf{OC}}(\alpha_{\mathsf{OC}}, \beta_{\mathsf{OC}}, \theta_{\mathsf{OC}}) \mathcal{F}(\mathcal{D}_{\mathsf{3C}}(\alpha_{\mathsf{3C}}, \beta_{\mathsf{3C}}, \theta_{\mathsf{3C}}) \mathsf{P}_{\mathsf{3C}}(\omega_{\mathsf{3C}}, \alpha_{\mathsf{VA}}, \beta_{\mathsf{VA}}, \theta_{\mathsf{VA}}) / (\mathsf{K}_{\mathsf{OC}}4\pi\mathsf{K}_{\mathsf{3C}})) \quad (1.2.18)$

Естественно, что $\alpha_{\Pi A} = \alpha_{OC}$; $\beta_{\Pi A} = \beta_{OC}$; $\theta_{\Pi A} = \theta_{OC}$; $\alpha_{3C} = \alpha_{MA}$; $\beta_{3C} = \beta_{MA}$; $\theta_{3C} = \theta_{MA}$.

Отметим, что коэффициенты K_{3C} , K_{PC} зависят от дальности между ПУ и НР и условий распространения. Их определение является типичной задачей теории распространения радиоволн. Очевидно, для того, чтобы находить K_{3C} , K_{OC} по формулам свободного пространства, необходимо, чтобы главные лепестки соответственно и приемной, и излучающей антенн НР были «оторваны» от земли и не были обращены на другие отражатели. В противном случае необходимо находить K_{3C} по интерференционным формулам и учитывать возможную многолучевость. Из (1.2.18) также следует, что для того, чтобы лепестки ДОНР были оторваны от земли, достаточно выполнить условия свободного пространства для K_{OC} . При этом условия свободного пространства могут не выполняться для K_{3C} и подстилающая поверхность будет оказывать влияние на процесс рассеяния, о чем говорилось во введении.

Таким образом, основное уравнение канала распространения является ни чем иным как преобразованной АХ. Соответственно, и все характеристики обнаружения объектов на основе (1.2.17) - (1.2.18) будут в той или иной степени отражать особенности АХ. Так как АХ отражает особенности конкретного ПНР и в этом смысле является «эксклюзивной», то и основное уравнение канала распространения Поисковая установка – ПНР – Поисковая установка и все характеристики обнаружения ПНР отражают особенности конкретного ПНР [81].

1.2.1.4. Пересчет характеристик пассивных нелинейных радиоответчиков, измеренных на двухпозиционной измерительной установке на случай использования однопозиционной поисковой установки

Вынесенная в заголовок задача достаточно актуальна для задач дистанционного обнаружения ПНР. Дело в том, что, как правило, реальные установки обнаружения ПНР имеют разнесенные приемную и излучающую антенны (настройка совмещенных антенн, настроенных на синхронные частоты, достаточно трудоемка из-за взаимного влияния). При этом на больших расстояниях угол на разнесенные антенны ЗС и ОС становится малым и поисковую установку можно считать однопозиционной.

Указанную особенность очень часто игнорируют, так как анализ выполняется на основе использования диаграммы обратного нелинейного принятой нелинейной радиолокации рассеяния, В одной ИЗ основных характеристик [6], [12], [16], [19].

В рамках процессной модели эта задача становится тривиальной [71].

Пусть АХ измерена при определенных значениях углов направления излучающей антенны ЗС на ПНР, от них будем отсчитывать все угловые величины: $\alpha_{3C}^* = \beta_{3C}^* = \theta_{3C}^* = \alpha_{OC}^* = \beta_{OC}^* = \theta_{OC}^* = 0$. Пусть один из углов, например, направление приемной антенны ОС на ПНР, изменилось на угол $\Delta \alpha_{OC}$ (например, при переходе от однопозиционной к двухпозиционной поисковой установке). Вид АХ в этом случае находится как:

 $\Pi_{\text{OC}}(\Pi_{3\text{C}}, \alpha_{3\text{C}}, \beta_{3\text{C}}, \alpha_{3\text{C}}, \alpha_{\text{OC}} + \Delta \alpha_{\text{OC}}, \beta_{\text{OC}}, \theta_{\text{OC}}) = D_{\text{OC}}(\alpha_{\text{OC}} + \Delta \alpha_{\text{OC}}, \beta_{\text{OC}}, \theta_{\text{OC}})$

1.2.2. Методы экспериментального определения характеристик пассивных нелинейных радиоответчиков

Основные результаты, описанные в данном параграфе, представлены в публикациях автора [72], [71], [82], [83], [84].

Как уже отмечалось выше, вопрос экспериментального измерения АХ достаточно хорошо освещен в литературе [40]. Методика измерений АХ достаточно проста. В принципе, измерительной установкой может выступать поисковая установка, аналогичная представленной на рисунке 1.8, которая имеет возможность изменения и измерения уровня мощности излучаемого 3С, а также измерения величины принимаемого ОС на входе своего приемника. Кроме того, должны быть выполнены две калибровочные операции. 1) Для фиксированного значения Р_{3С КАЛ} - уровня мощности ЗС, излучаемого измерительной установкой, измеряется величина П_{ЗС КАЛ} - интенсивности волны ЗС в месте предполагаемого расположения измеряемого ПНР и определяется первый калибровочный коэффициент $K_1 = \prod_{3C \text{ KAЛ}} / P_{3C \text{ KAЛ}}$. 2) Для источника сигнала, расположенного в месте предполагаемого расположения измеряемого ПНР и создающего в направлении приемной антенны измерительной установки на расстоянии 1 м от ПНР электромагнитную волну на частоте OC с величиной интенсивности П_{ОС КАЛ}, определяется измеряется соответствующая величина Рос кал и второй калибровочный коэффициент $K_2 = \prod_{OC KAJ} / P_{OC KAJ}$.

Измерения АХ сводятся [40], [71], [72] к определению при помощи измерительной установки для установленного ПНР зависимости:

$$P_{OC} = \mathcal{F}(P_{3C})$$
, (1.2.19)

которая при помощи К₁ и К₂ однозначно пересчитывается в АХ:

$$\Pi_{\rm OC} = K_2 P_{\rm OC} = \mathcal{F}(K_1 P_{\rm 3C}) = \mathcal{F}(\Pi_{\rm 3C}).$$
(1.2.20)

 $D_{OC}(\alpha_{OC},\beta_{OC},\theta_{OC})$ может быть определена на основе прямых измерений. Исходя из введения характеристики D_{OC} , процесс измерения сводится к тому, что

ПНР облучается ЗС, при этом параметры Π_{3C} , α_{3C} , β_{3C} , θ_{3C} выбираются такими, чтобы обеспечить достаточно высокий уровень ОС, после чего взаимное положение излучающей антенны поисковой установки и ПНР фиксируется, а положение приемной антенны ПУ относительно ПНР меняется так, чтобы изменялся один из параметров α_{OC} , β_{OC} , θ_{OC} .

Технически измерения $D_{OC}(\theta_{OC})$ наиболее просто осуществить, изменяя плоскость поляризации или угол визирования приемной антенны ПУ. Зависимости $D_{OC}(\alpha_{OC})$, $D_{OC}(\beta_{OC})$ измерить существенно сложнее, так как формально это связано с перемещением приемной антенны ПУ относительно ПНР либо по кругу в азимутальной плоскости, либо по углу места.

[72]. Наиболее просто ЭТОГО добиться если излучающую антенну измерительной установки совместить с вращающимся столом, а ПНР расположить вращающемся диэлектрической на ЭТОМ столе на колонне С малой диэлектрической проницаемостью (например, пенопласта). При ИЗ ЭТОМ необходимо, чтобы ось вращения стола совпала с центром исследуемой антенны ПНР, а дополнительных требований к расположению излучающей антенны измерительной установки, кроме ее неподвижного расположения относительно ПНР, не предъявляется.



Схема измерительной установки представлена на рисунке 1.10.

Рисунок 1.10. Измерительная установка.

 $D_{3C}(\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C})$ всегда определяется косвенным методом, так как мы можем использовать результаты измерений, зафиксированные только на частоте ОС. Из (1.2.6) следует, что

 $\Pi_{\text{OC}}(\Pi_{3\text{C}},\alpha_{3\text{C}},\beta_{3\text{C}},\alpha_{0\text{C}},\beta_{0\text{C}},\theta_{0\text{C}})/D_{\text{OC}}(\alpha_{0\text{C}},\beta_{0\text{C}},\theta_{0\text{C}}) = \mathcal{F}(\Pi_{3\text{C}}D_{3\text{C}}(\alpha_{3\text{C}},\beta_{3\text{C}},\theta_{3\text{C}})). \quad (1.2.21)$

Если зафиксировать взаимное расположение ПНР и приемной антенны измерительной установки так, что $\alpha_{OC}=\beta_{OC}=\theta_{OC}=0$ и $D_{OC}(\alpha_{OC},\beta_{OC},\theta_{OC})=1$, то (1.2.21) можно упростить:

$$\Pi_{\rm OC}(\Pi_{\rm 3C}, \alpha_{\rm 3C}, \beta_{\rm 3C}, \theta_{\rm 3C}) = \mathscr{F}(\Pi_{\rm 3C}D_{\rm 3C}(\alpha_{\rm 3C}, \beta_{\rm 3C}, \theta_{\rm 3C})), \tag{1.2.22}$$

Соответственно:

$$D_{3C}(\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C}) = \mathcal{F}^{1}(\Pi_{OC}(\Pi_{3C},\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C}))/\Pi_{3C}, \qquad (1.2.23)$$

где **Г**¹ – функция, обратная АХ.

Из (1.2.23) следует, что успех выполнения указанных косвенных изменений целиком зависит от вида \mathcal{F}^{-1} . К этой функции предъявляется требование монотонности, тогда даже при ее неоднозначном виде (если в АХ для нескольких значений уровня 3С одно и то же значение уровня ОС) возможно восстановление искомых зависимостей $D_{3C}(\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C})$. При измерениях можно использовать описанные выше методы измерения D_{OC} . Наиболее просто измерения проходят при определении поляризационных диаграмм.

На рисунках 1.11 – 1.13 представлен процесс определения поляризационных диаграмм $D_{3C}(\theta_{3C})$ и $D_{OC}(\theta_{OC})$ для ПНР в виде S - образного нелинейного рассеивателя, нагруженного на обращенный диод.

На рисунке 1.11 представлены экспериментально измеренные поляризационные диаграммы при вращении приемной антенны (кривая 1) и излучающей антенны (кривая 2). На рисунке 1.12 представлены определенные по указанной выше методике искомые нормированные диаграммы антенн ПНР на частотах 3С и ОС. Диаграмма $D_{OC}(\theta_{OC})$ на рисунке 1.12 (кривая 1) определена как результат нормировки на максимальное значение. Диаграмма $D_{3C}(\theta_{3C})$ (кривая 2), вычислена по результатам измерений зависимости уровня ОС от угла поляризации

излучающей антенны ИУ (кривая 1 на рисунке 1.11) и АХ, представленной на рисунке 1.13. Как видно из рисунке 1.12, неоднозначный характер АХ (см. рисунок 1.13) не помешал определить искомые характеристики.



Рисунок 1.13. Амплитудная характеристика S - образного нелинейного рассеивателя.

Более трудная проблема при измерениях $D_{3C}(\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C})$ возникает, если динамический диапазон изменений уровня ОС в АХ ограничен. Например, для ПНР - параметрических рассеивателей во многих случаях наблюдается «столообразный» характер АХ. Пример экспериментально измеренной АХ параметрического рассеивателя представлен на рисунке 1.14. Очевидно, что диапазон измерений $D_{3C}(\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C})$ не может превышать диапазон изменений

уровня ОС в АХ. В частности, для АХ на рисунке 1.14 это изменение - не более 8 дБ.



Рисунок 1.14. Амплитудная характеристика параметрического рассеивателя (зависимость плотности потока ощности волны ОС на расстоянии 1 м от параметрического рассеивателя от плотности потока мощности волны запросного сигнала (сигнала накачки), падающего на параметрический рассеиватель), f_{3C}=600 МГц, f_{OC}=300 МГц.

Указанная проблема может быть решена путем применения при измерениях метода особой точки [82], [83], [84]. Метод основан на том, что в особых точках АХ как бы «заморожены» значения уровней ЗС и ОС. Для АХ, представленной на рисунке 1.14, такими точками являются моменты возбуждения и срыва ОС, а также слабовыраженная точка максимума, в АХ на рисунке 1.13 можно выделить локальные максимум и минимум. Естественно, что на рисунке 1.14 лучше использовать особую точку, соответствующую моменту возбуждения ОС (отмечена крестом).

Суть метода в том, что при фиксированном расположении приемной антенны измерительной установки и ПНР (о технической реализации такой фиксации говорилось выше) для каждого значения параметров α_{3C} , β_{3C} , θ_{3C} (для определенности будем считать, что исследуется зависимость от α_{3C}) в зависимости

 $D_{3C}(\alpha_{3C})$ путем изменения уровня мощности излучаемого 3С и фиксации момента появления особой на индикаторе ОС (в нашем случае - момент возбуждения ПР) определяется зависимость $P_{3C}^{*}(\alpha_{3C})$. По ней тривиально может быть определена искомая зависимость $D_{3C}(\alpha_{3C}) = P_{3C}^{*}_{MAX}/P_{3C}^{*}(\alpha_{3C})$, где $P_{3C}^{*}_{MAX}$ – максимальное значение мощности 3С, зафиксированное в зависимости $P_{3C}^{*}(\alpha_{3C})$.

Отметим, что указанный метод легко поддается автоматизации [83], [84].

Введение характеристик ПНР, которые, с одной стороны, достаточно полно характеризуют свойства ПНР, а, с другой стороны, обладают физическим смыслом, могут быть рассчитаны и измерены, снимают серьезную проблему при конструировании новых пассивных нелинейных радиоответчиков. Опираясь на предложенные выше зависимости задачу конструирования ПНР следует ставить как задачу достижения объективных, измеряемых и не зависящих от внешних факторов зависимостей. Такой подход позволит разработчикам оборудования организовать контроль достижимости конкретных показателей при конструировании и избежать субъективных и случайных факторов при оценке результатов работы.

1.3. Выводы по первой главе

В первой главе получены следующие научные результаты:

- 1. Выполнен анализ известных публикаций по исследованию пассивных нелинейных радиоответчиков в виде нелинейных и параметрических рассеивателей.
- 2. Разработана процессная модель пассивного нелинейного радиоответчика позволившая:
- 2.1. описывать и рассчитывать внутренние процессы, происходящие в нелинейном радиоответчике, и отклик нелинейного радиоответчика на внешнее воздействие в виде облучения запросным сигналом на основе ее анализа;
- 2.2. показать, что для описания пассивного нелинейного радиоответчика достаточно определить три характеристики: амплитудной характеристики и нормированных диаграмм направленности его приемной и передающей антенн;
- 2.3. показать, что предварительно измеренные или рассчитанные зависимости: амплитудная характеристика и нормированные диаграммы направленности приемной и передающей антенн пассивного нелинейного радиоответчика позволяют корректно решать задачи:
- 2.3.1. показать, что основное уравнение поисковой системы может быть определено на основе преобразования(трансформации) амплитудной характеристики пассивного нелинейного радиоответчика;
- 2.3.2. определять уровень ответного сигнала для фиксированных параметров запросного сигнала и приемо-передающей аппаратуры поисковой установки;
- 2.3.3. определения вида диаграммы обратного нелинейного рассеяния при любом расположении излучающей и приемной антенн поисковой установки радиомаркеров - пассивных нелинейных радиоответчиков и дальности до радиомаркера;

52

- 2.3.4. учета влияния подстилающей поверхности на уровень ответного сигнала;
- 2.3.5. пересчета результатов нелинейного рассеяния, полученных для определенной дальности в результаты для другой дальности до пассивного нелинейного радиоответчика;
- 2.3.6. определять зависимости, характеризующие эффективность применения поисковой установки основе преобразования измеренных или рассчитанных амплитудных характеристик пассивных нелинейных радиоответчиков;
- 2.4. разработать методику измерения параметров пассивных нелинейных радиоответчиков: амплитудной характеристики и нормированных диаграмм направленности его приемной и передающей антенн;
- 2.5. корректно формулировать задания на конструирование новых пассивных нелинейных радиоответчиков, как достижение объективных, измеряемых и не зависящих от внешних факторов зависимостей;
- 2.6. определить, что наиболее эффективная конструкция пассивных нелинейных радиоответчиков должна состоять из трех элементов: антенны, принимающей сигнал, нелинейного элемента, преобразующего принятый сигнал и излучающей антенны, так как данная конструкция позволяет выполнять независимую настройку элементов на частотах облучающего запросного сигнала и ответного сигнала;
- 2.7. определить связь процессной модели и эквивалентной схемы пассивного нелинейного радиоответчика, что позволило корректно вычислять его амплитудную характеристику.
- 3. Введено уточненное определение амплитудной характеристики пассивного нелинейного радиоответчика как зависимости уровня волны ответного сигнала, под которым понимается информативная составляющая в спектре рассеянного сигнала, от величины интенсивности волны запросного сигнала, облучающей пассивный нелинейный радиоответчик, определенной на фиксированном расстоянии от него.
- 4. На основе взаимодействия процессной модели и анализа эквивалентной схемы пассивного нелинейного радиоответчика предложена методология

математического моделирования, с помощью которой может быть осуществлено численное моделирование реакции пассивных нелинейных радиоответчиков разных типов.

2. Исследование радиоответчиков - нелинейных рассеивателей

2.1. Методы описания и моделирования свойств нелинейных расеивателей

Следует отметить, что благодаря задачам, поставленным нелинейной радиолокацией по выявлению механизмов формирования ОС на целях нелинейной радиолокации, сегодня достаточно много теоретических работ в данной области. Практически все они относятся к задачам описания нелинейных процессов, происходящих в простейших антенных структурах, нагруженных на простейший вид нелинейности.

К настоящему времени сформировалось четыре подхода к теоретическому описанию или моделированию процессов нелинейного рассеяния на модельных структурах: 1) на основе эквивалентной схемы НР с последующим решением нелинейных уравнений Кирхгофа; 2) на основе решения системы нелинейных электродинамических уравнений; 3) на основе рассмотрения совокупности невзаимодействующих элементов; 3) на основе процессной модели НР.

2.1.1.Описание нелинейных рассеивателей на основе эквивалентной схемы

Метод описания свойств нелинейных рассеивателей на основе эквивалентной схемы является первым из упоминаемых в литературе. Он был разработан для антенн с нелинейной нагрузкой [80], то есть для простейшей антенной структуры, нагруженной на нелинейный элемент, вольт-амперная характеристика которого аппроксимируется аналитической функцией. Как уже отмечалось, простейшими антеннами с нелинейной нагрузкой являются диполь или рамка, нагруженные на полупроводниковый диод [35] или нелинейный контакт [7].

Представление антенны с нелинейной нагрузкой в виде эквивалентной схемы приведено на рисунке 2.1.



Рисунок 2.1. Эквивалентная схема дипольного нелинейного рассеивателя, нагруженного на полупроводниковый диод.

 $\mathcal{E}_{3C}(t) = E_{3C}\cos(\omega_{3C}t + \phi_{3C}) - ЭДС,$ вызванная запросным сигналом.

 Z_A – сопротивление излучения антенны HP на частоте 3С.

 $U_{H \to}(t)$ – напряжение на нелинейном элементе.

i(t) – ток в нелинейном рассеивателе.

Для решения задач по анализу эквивалентной схемы антенны с нелинейной нагрузкой применяется целый ряд аналитических и численных методов, достаточно подробно представленных в обзоре [41], где выделено 4 основных метода решения. Как правило, рассматриваемая антенна с нелинейной нагрузкой представляется нелинейной цепью второго или первого порядка [41], для решения в основном применяются численные методы.

<u>Квазилинейный метод</u> [85], [6] развит для гармонического 3С и предполагает, что вольт-амперная характеристика задана в виде аналитической функции. В уравнение нелинейной цепи подставляется ожидаемый вид напряжения на нелинейном элементе в виде гармонического ряда с неизвестными коэффициентами. После выполнения нелинейного преобразования и группировки

членов с одинаковыми частотами ищутся величины неизвестных амплитуд гармоник напряжения на нелинейном элементе. Для решения могут быть использованы численные методы, хотя для простейших аппроксимаций вольтамперной характеристики нелинейного элемента быть может получен аналитический вид решения. В частности, анализ диполя, нагруженного на идеальный нелинейный контакт, вольт-амперная характеристика которого аппроксимирована кубичной параболой, выполнен данным методом [6], [7], [9], [10]. Отметим, что во многих работах, в частности в [6], [7], не показан переход от напряженности электрического поля 3С вблизи антенны с нелинейной нагрузкой $E_{3C}cos(\omega t)$ к ЭДС запросного сигнала в электрической схеме $e_{3C}cos(\omega t)$, а также переход к результатам в виде величины тока OC $i_{OC}\cos(2\omega t + \phi)$ или напряжения OC на нелинейном элементе $U_{OC}\cos(2\omega t + \varphi)$. Дело в том, что указанные величины быть связаны не постоянным коэффициентом, а функциональной могут зависимостью.

<u>Метод частотного анализа эквивалентной схемы</u> Нортона предполагает решение численными методами уравнения для напряжения на нелинейном элементе $U_{\rm HЭ}$ и протекающего через неё тока $I_{\rm HЭ}$ в виде:

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{H}\mathcal{B}}(j\omega) = \boldsymbol{I}_{\mathrm{K}\mathcal{B}}(j\omega) - \boldsymbol{Y}_{\mathcal{B}\Gamma}(j\omega) \cdot \boldsymbol{U}_{\mathrm{H}\mathcal{B}}(j\omega), \qquad (2.1.1)$$

где $I_{K3}(j\omega)$ - ток короткого замыкания эквивалентного генератора, $Y_{\Im\Gamma}(j\omega)$ - его входной адмитанс.

Метод позволяет рассматривать и негармонические воздействия [85], но сходимость решения обеспечивается только в приближении слабой нелинейности.

<u>Метод функциональных рядов Вольтерра</u> предполагает проведение анализа уравнения эквивалентной схемы антенны с нелинейной нагрузкой в виде:

$$\boldsymbol{u}_{g}(t) = d\boldsymbol{u}_{g}(\tau) + \int Z(\tau t)F(d\boldsymbol{u}_{g}(\tau))dt. \qquad (2.1.2)$$

где $u_g(t)$ - напряжение холостого хода эквивалентного генератора, $Z(\tau-t)$ отклик линейной части на единичный импульс тока.

Решая это уравнение методами вычислительной математики, например, [86], методом итераций или подстановочным методом или методом квазистационарного интегрирования последовательными шагами [87], можно определить отклик антенны с нелинейной нагрузкой на частотах гармоник ЗС. Большой прогресс В решении уравнений достигнут данных методом компонентных уравнений [88].

<u>Метод кусочно-непрерывного баланса гармоник</u> предполагает [89], [90] использование гармонического ЗС. При этом решается уравнение для полного тока через эквивалентную цепь антенны с нелинейной нагрузкой:

$$i_{g}(t) = i_{1}(t) + i_{n}(t)$$
, (2.1.3)

$$+\infty$$

$$i_1(t) = du_g(\tau) \int Z(t-\tau) u_d(\tau) d\tau , \quad i_n(t) = \mathbf{F}(u_d(t))$$

$$-\infty$$

Для $i_{g}(t) = I_{g} cos(\omega_{3C}t)$ напряжение на нелинейном элементе можно представить в виде суммы гармонических колебаний:

$$\boldsymbol{u}_{d}(t) = U_{d0} + U_{d1} \cos(\omega_{3C} t + \gamma_{1}) + U_{d2} \cos(2\omega_{3C} t + \gamma_{2}) + \dots$$

Решение ищется на основе минимизации среднеквадратической ошибки:

$$E^{2} = \int [i_{g}(t) - i_{1}(t) - i_{n}(t)]^{2} d\tau \quad .$$
(2.1.4)

2.1.2. Описание свойств антенн с нелинейной нагрузкой на основе анализа нелинейных электродинамических уравнений

Описанные выше методы основаны на представлении антенн с нелинейной нагрузкой в виде эквивалентной схемы и не позволяют проанализировать их пространственные и поляризационные свойства. Очевидно, что эти свойства определяются распределениями токов ЗС и ОС по излучающей части антенны с нелинейной нагрузкой. В ряде работ [28], [32], [43], [44], [45], [46], [91] эти свойства анализируются при помощи решения системы нелинейных электродинамических уравнений. В литературе наибольшее распространение который состоит получил метод моментов, В том, что записывается (падающего переотраженного) тангенциальная составляющая полного И электромагнитного поля на поверхности антенны с нелинейной нагрузкой (проекции на продольную ось z) в виде:

$$E_{Z}(z,t) = E_{Z1}(z,t) - \frac{\partial A_{Z}}{\partial t} - \frac{\partial \varphi}{\partial t} , \qquad (2.1.5)$$

где E₁(z,t) – падающее поле, а векторный потенциал **A** и скалярный потенциал ф определяются ларцовой калибровкой:

$$-\nabla \mathbf{A} = \partial \phi / \partial t \quad .$$

Для проволочной антенны E_Z(z,t) является нелинейным функционалом тока I(z,t):

$$E_{Z}(z,t) = F(I(z,t)) ,$$

а А и ф связаны уравнением непрерывности:

$$\frac{\partial I(z,t)}{\partial z} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \qquad . \qquad (2.1.6)$$

Эти уравнения могут быть преобразованы в две связанные системы разложения с неизвестными коэффициентами разложения, решаемые известными методами. Данный метод достаточно продуктивно используется для анализа эффектов нелинейного рассеяния различных структур. В [28] данным методом рассмотрена задача нелинейного рассеяния от распределенного нелинейного рассеивателя в виде плоскости, содержащей большое количество контактных нелинейных рассеивателей.

В [46] исследованы нелинейные явления в СВЧ резонаторах с распределенной нелинейной нагрузкой. В [44] данным методом изучаются нелинейные эффекты в волноводных трактах.

В [43], [32], [91], [92] данный метод применен для задачи зондирования через границу раздела сред воздух-грунт нелинейно-нагруженных рамки и диполя, находящихся в среде (без учета потерь в диэлектрике).

2.1.3. Описание нелинейного рассеяния от совокупности невзаимодействующих элементов

Данный подход предполагает, что рассматривается система одинаковых невзаимодействующих нелинейных рассеивателей. Как правило, это дипольные антенны с нелинейной нагрузкой. В [48] рассмотрена статистическая система из HP, расположенных дипольных хаотично на некоторой плоскости И ориентированных перпендикулярно плоскости. При облучении такой системы одночастотным сигналом, вектор Пойтинга которого совпадает с плоскостью, найдены распределения, которым подчиняются уровни ответного сигнала на частотах второй и третьей гармоник от числа элементов в системе. В [47], [93] рассмотрены поляризационные свойства двухвибраторной модели, состоящей из пары ортогональных диполей, нагруженных на нелинейный элемент.

2.1.4. Описание нелинейного рассеяния на основе процессной модели

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в [71], [73], [74], [72], [75].

Как уже отмечалось, описанные выше методы разработаны для использования в задачах нелинейной радиолокации и ориентированы на нахождение величин и характеристик, использующихся в радиолокации.

Данный подход плохо подходит для задачи, рассматриваемой в данной работе, поэтому был разработан новый подход (см. параграф 1.2) на основе использования процессной модели [71], [73], [74], [72], [75].

Следует отметить, что такой подход в задачах маркировки объектов пассивными нелинейными радиоответчиками возможен потому, что отсутствует априорная неопределенность о свойствах объекта поиска, которая присуща целям нелинейной радиолокации.

Общий подход к описанию результатов воздействия 3С на пассивные нелинейные радиоответчики при помощи процессной модели представлен в параграфе 1.2. Ниже рассмотрим некоторые задачи, специфичные для нелинейного рассеяния на частотах гармоник.

2.1.4.1. Нахождение нормированной диаграммы обратного нелинейного рассеяния для режима слабого взаимодействия

В некоторых задачах нелинейного рассеяния необходимо определить диаграмму нелинейного рассеяния, причем известно, что АХ может быть описана аналитическим выражением (так называемый режим слабого взаимодействия [14], [40]):

$$\Pi_{\rm OC} = \sigma_h \Pi_{\rm 3C}^{\ n} / 4\pi \ , \tag{2.1.7}$$

где *б_h* – коэффициент, называемый псевдопоперечником нелинейного рассеяния, а n - номер гармоники.

Воспользуемся процессной моделью для данного случая [71].

Исходя из (6), уравнение ДОНР (1.2.5) можно записать как:

$$\Pi_{PC}(\Pi_{3C},\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C},\alpha_{PC},\beta_{PC},\theta_{PC}) = \sigma_h \Pi_{3C} f_{PC}(\alpha_{PC},\beta_{PC},\theta_{PC}) (f_{3C}(\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C}))^n / 4\pi = (2.1.8)$$

= $\sigma_h \prod_{3C^n} D(\alpha_{3C}, \beta_{3C}, \alpha_{PC}, \beta_{PC}, \theta_{PC})/4\pi$.

Зависимость

 $D(\alpha_{3C},\beta_{3C},\alpha_{PC},\beta_{PC},\theta_{PC}) = f_{PC}(\alpha_{PC},\beta_{PC},\theta_{PC})(f_{3C}(\alpha_{3C},\beta_{3C},\theta_{3C}))^{n}$ (2.1.9)

можно назвать нормированной диаграммой обратного нелинейного рассеяния. Именно эта величина является искомой во многих задачах.

Нетрудно убедиться, что в этом случае задача определения нормированной ДОНР может свестись к использованию хорошо известных формул. Например, пусть НР является диполем. Для дипольных антенн хорошо известна формула нормированной диаграммы направленности:

$$f(\alpha) = (\cos(k \log \alpha) - \cos(k l) / \sin \alpha, \qquad (2.1.10)$$

где α - угол, относительно направления на антенну; *k* – волновое число; 2*l* – длина диполя. Соответственно, для частоты 2-й гармоники легко найти выражение для нормированной ДОНР:

$$D(\alpha, \Delta \alpha) = \frac{(\cos(kl\cos\alpha) - \cos kl) \cdot (\cos(2kl\cos(\alpha + \Delta \alpha)) - \cos 2kl)^2}{(\sin\alpha) \cdot (\sin(\alpha + \Delta \alpha))^2} , \qquad (2.1.11)$$

где α - угол, относительно направления на излучающую антенну ПУ; $\Delta \alpha$ угол между направлениями на излучающую и приемную антенны ПУ. На рисунке 2.2 представлены измеренный экспериментально (кривая1) и рассчитанный по формуле (2.1.11) графики нормированной ДОНР нагруженного на полупроводниковый диод диполя длиной $2l = 1,25\lambda_{3C}$ для частоты 2-й гармоники и $\Delta \alpha = 33,5^{\circ}$ [71].

Заметим, что с нахождением нормированной ДОНР связана задача корректировки значений *б_h* нелинейного рассеяния эталонного НР [94] при калибровке ПУ.



Рисунок 2.2.

Нормированная ДОНР диполя, нагруженного на полупроводниковый диод.

1- эксперимент, 2 – расчет по формуле (8).

Как правило, эталонным НР является короткий диполь, а его $\sigma_{h \ 3m}$ известна для случая $\Delta \alpha = 0$ (совмещенные излучающая и приемная антенны ПУ). Если $\Delta \alpha \neq 0$, то есть калибруемая ПУ - с разнесенными приемной и передающей антеннами, то значение $\sigma_{h \ 3m}$ * может быть скорректировано исходя из (2.1.11):

$$\sigma_{h \ \text{sm}}^{*} = \frac{\sigma_{h \ \text{sm}} \left(\cos(nkl\cos\Delta\alpha) - \cosh kl \right)^{n}}{\left(\sin(\Delta\alpha)\right)^{n}} \qquad (2.1.12)$$

Выражение (2.1.12) позволяет использовать эталонные HP, «не привязанные» к конкретной ПУ.

2.1.4.2. Моделирование амплитудной характеристики дипольного нелинейного рассеивателя

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в [95].

В параграфе 1.2 описана методика определения АХ ПНР на основе процессной модели и анализа эквивалентной схемы. Рассмотрим, как может быть применена данная методика для конкретного НР, в частности, диполя, нагружённого на полупроводниковый диод. Переход от дипольного НР к его эквивалентной схеме проиллюстрирован на рисунке 2.1.

Воспользуемся хорошо известной эквивалентной схемой полупроводникового диода [96], представленной на рисунке 2.3.



Рисунок 2.3. Эквивалентная схема полупроводникового диода.

 $R_{\rm S}$ – омическое сопротивление тела базы и эмиттера;

 $R_{\rm d}$ – нелинейное сопротивление p-n перехода;

С - ёмкость р-п перехода;

 C_{K} – межэлектродная ёмкость выводов.

Ёмкость выводов диода достаточно мала по сравнению с ёмкостью перехода, поэтому ею можно пренебречь. В результате эквивалентная схема HP на рисунке 2.1 преобразуется к виду на рисунке 2.4.



Рисунок 2.4. Эквивалентная схема нелинейного рассеивателя.

Нелинейные свойства диода будем описывать с помощью вольт-амперной характеристики (ВАХ). Типичная ВАХ полупроводникового диода представлена на рисунке 2.5.



Рисунок 2.5. Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода.

В интересующей нас области достаточно малых сигналов величина тока проводимости через полупроводниковый диод хорошо описывается экспоненциальной зависимостью [96]:

$$I_d = I_s * \left(\exp\left(\frac{e * (U_{\mathrm{H}\Im} - I * R_s)}{k * T}\right) - 1 \right)$$
(2.1.13)

Здесь:

*I*_d – ток проводимости через диод, А;

I_s – ток насыщения, величина постоянная для конкретного диода, А;

 $U_{\rm H3}$ – приложенное к диоду напряжение, В;

e – заряд электрона 1,60217657 * 10^{-19} Кл;

k – постоянная Больцмана 1,3806488 * 10⁻²³ $\frac{Д_{\#}}{K}$;

T – температура р-п перехода.

Множитель $\frac{k*T}{e}$ называют температурным коэффициентом V_t , для нормальной температуры 300К (27°) :

$$V_t = \frac{k * T}{e} = \frac{1,3806488 * 10^{-23} \frac{\#}{K} * (27^0 + 273^0)}{1,60217657 * 10^{-19} \text{ K}\pi} = 0,025875B$$

В результате (2.1.13) преобразуется к виду:

$$I_d = I_s * \left(\exp\left(\frac{U_d}{V_t}\right) - 1 \right) , \qquad (2.1.14)$$

где U_d – напряжение на нелинейном сопротивлении p-n перехода R_d .

Выражение (2.1.14) называется ВАХ идеального выпрямительного диода [96]. Для описания ВАХ реального диода в (2.1.14) вводят корректирующий коэффициент η , названный коэффициентом эмиссии. Тогда ВАХ реального диода может быть описана как [96]:

$$I_d = I_s * \left(\exp\left(\frac{U_d}{\eta * V_t}\right) - 1 \right) . \tag{2.1.15}$$

Учтем, что ток, протекающий через диод, складывается из тока проводимости *I_d* и тока смещения через ёмкость p-n перехода *C*.

$$i = i_d + i_c$$

Ток смещения через ёмкость p-n перехода С найдем как:

$$i_c = C * \frac{dU_d}{dt}.$$

Тогда ток в цепи НР окажется равным:

$$i = i_d + i_c = I_s * \left(\exp\left(\frac{U_d}{\eta * V_t}\right) - 1 \right) + C * \frac{dU_d}{dt}$$

Воспользовавшись законом Кирхгофа, получим дифференциальное уравнение для эквивалентной схемы НР:

$$\frac{dU_d}{dt} = \frac{\frac{E_{3C} * \cos(\omega t) - U_d}{(Z_A + R_s)} - I_s * \left(\exp\left(\frac{U_d}{\eta * V_t}\right) - 1\right)}{C}$$
(2.1.16)

Полученное выражение (2.1.16) позволяет выполнить математическое моделирование [97] процессов, протекающих в эквивалентной схеме HP.

В соответствии с выводами, сделанными в параграфе 1.2.1.2 для нахождения амплитудной характеристики, при анализе эквивалентной схемы НР необходимо определить зависимость величины напряжения на нелинейном элементе или тока в цепи на частоте ОС от величины ЭДС, наведенной ЗС; и зависимость сопротивления нелинейного элемента на частоте ЗС от величины ЭДС, наведенной ЗС.

Наиболее просто указанные сопротивления можно найти как отношения соответствующих значений напряжения и тока на частотах 3С и ОС.

Указанные характеристики (рисунки 2.6 - 2.9) были вычислены [95] при помощи модели (2.1.16) в программной среде National Instruments Labview 2012 для дипольного HP с диодом 1N4534 в нагрузке, облучаемого 3C с частотой, равной 300 МГц и переиздлучающего ОС на частоте 2-й гармоники ЗС (600 МГц соответственно).





напряжения на диоде на частоте ЗС от амплитуды ЭДС.

Рисунок 2.6. Зависимость амплитуды Рисунок 2.7. Зависимость амплитуды HP 3C тока В на частоте OT амплитуды ЭДС.

OC

ОТ



Рисунок 2.8. Зависимость амплитуды Рисунок 2.9. Зависимость амплитуды напряжения на диоде на частоте ОС тока в HP на частоте от амплитуды ЭДС. амплитуды ЭДС.

В результате обработки можно получить зависимости сопротивления диода на частотах ЗС и ОС от величины ЭДС (рисунки 2.10 - 2.11).



Рисунок 2.10. Зависимость величины сопротивления нелинейного элемента на частоте 3С от амплитуды ЭДС.

Рисунок 2.11. Зависимость величины сопротивления нелинейного элемента на частоте ОС от амплитуды ЭДС.

Следует отметить, что зафиксированное постоянное значение сопротивления соответствует ситуации, когда для исследуемой простейшей схемы HP :

$$Z_{\rm A \ OC} I_{\rm OC} = U_{\rm OC} \,.$$
 (2.1.17)

Зависимости на (рисунках 2.6 - 2.11) в соответствии с описанной выше методикой могут быть преобразованы в АХ данного НР.

Удобство данного подхода заключается в том, что обратная задача определения величины интенсивности волны 3С, облучающей НР, по известным величинам ЭДС и коэффициенту отражения, связанному с величиной импеданса нелинейного элемента на частоте 3С, намного проще прямой задачи определения ЭДС по величине интенсивности волны 3С, облучающей НР, требующей привлечения итерационных процедур.

В соответствии с процессной моделью (см. параграф 1.2.1.2), интенсивность волны ЗС, облучающей НР, связана с ЭДС как:

$$\Pi_{3C} = E_{3C}^{2} / (Z_{A 3C} S_{3C} (1 - \Gamma_{3C}^{2})), \qquad (2.1.18)$$

где S_{3C} - площадь приемной антенны HP, Г_{3C} - коэффициент отражения в тракте запросного сигнала, равный:

$$\Gamma_{3C} = (\mathbb{Z}_{A 3C} - \mathbb{R}_{H \ni 3C}) / (\mathbb{Z}_{A 3C} + \mathbb{R}_{H \ni 3C}) .$$

68

Для полуволнового диполя S_{3C} может быть оценена как $S_{3C} = 0,13\lambda_{3C}^2$, где λ_{3C} - длина волны 3C; для использованного в численном эксперименте 3C с частотой 300 МГц длина волны составляет 1 м.

Интенсивность Пос волны ОС можно охарактеризовать как:

$$\Pi_{\rm OC} = Z_{\rm A \, OC} \, I_{\rm OC}^2 G_{\rm OC} / 4\pi \,. \tag{2.1.19}$$

Выражения (2.1.18) и (2.1.19) позволяют пересчитать вычисленные с помощью модели зависимости в АХ, представленной на рисунке 2.12.





Следует отметить хорошее качественное и удовлетворительное количественное совпадение результатов моделирования отклика HP с результатами эксперимента [40].

Следует отметить, что в общем случае все указанные выше величины, являются комплексными, что необходимо учитывать при выполняющихся вычислениях.

2.2. Нелинейные рассеиватели - четырехполюсники

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в [76], [75], [77].

Применение достаточно хорошо исследованных дипольных или рамочных нелинейных рассеивателей [35], [30], [98] для маркировки различных объектов с целью их дальнейшего обнаружения на больших расстояниях (сотни метров) малопродуктивно, так как они не приспособлены к указанной задаче. Это связано с HP дипольные конструктивно предназначены тем, что ДЛЯ работы и, соответственно, размещения в свободном пространстве. Кроме того, совмещение в одной антение процессов приема ЗС и излучения ОС приводит к значительным трудностям в ее настройке. В результате антенна настраивается на ЗС, а задача эффективного излучения появившейся гармоники ЗС в виде ОС игнорируется. В параграфе 2.2.3.1. сделан вывод о целесообразности создания конструкции ПНР в виде четырехполюсника, для обеспечения возможности развязки (пусть и не полной) антенн ЗС и ОС.

Тривиальный путь организации такой конструкции за счет включения в конструкцию ПНР диплексера между антенной и нелинейным элементом – двухполюсником, как это сделано например в [99], не дает эффективной развязки. По сути, формируется антенна с двумя рабочими частотными полосами. Известны трудности настройки таких антенн [100], когда их рабочие частоты кратны.

Исходя из процессной модели пассивных нелинейных радиоответчиков, к которым относятся нелинейные рассеиватели, задача синтеза маркеров решалась в следующей последовательности:

- 1) выбор нелинейного элемента;
- определение его активного и реактивного сопротивлений на частотах ЗС и рабочей гармоники;
- 3) поиск конструкции антенной части маркера;
- 4) настройка маркера.

Выбор нелинейного образцов элемента состоит поиске В полупроводниковых приборов с наилучшими коэффициентами преобразования на частоте ЗС и схемы их включения. На основании результатов проведенного сравнительного анализа имевшихся в нашем распоряжении диодов предпочтительнее оказались детекторный импульсный диод Д311 и туннельный обращенный диод ГИ401А. Наиболее эффективной схемой включения диодов представляется схема удвоителя напряжения в виде диодного моста, который кроме высокой эффективности преобразования обеспечивает хорошую развязку входа и выхода нелинейного элемента, что облегчает в дальнейшем настройку маркеров. С этой же целью необходимо добиваться равенства входного (на частоте ЗС) и выходного (на частоте гармоники) импедансов нелинейного элемента с импедансами соответствующих антенн маркеров. Однако из-за того, что СВЧпараметры нелинейного элемента зависят от напряжения ЗС на нем, это равенство возможно лишь для некоторого интервала значений потоков 3С, падающих на маркер. На рисунке 2.13 приведены для частоты 820 МГц графики зависимостей активной x и реактивной y составляющих сопротивлений диода Д311 от амплитуды напряжения U на нем.



Рисунок 2.13.

Зависимости активной *X* и реактивной *У* составляющих сопротивления диода Д311 от амплитуды напряжения U на нем. Частота 3C 820 МГц.

При выборе конструкции антенн маркеров следует принимать во внимание следующее. Их диаграммы направленности определяют диаграмму обратного

71

нелинейного рассеяния маркера. Из-за зависимости входного сопротивления на частоте 3С и выходного сопротивления на частоте гармоники от интенсивности сигнала 3С в конструкции антенн маркеров необходимо предусмотреть элементы настройки. При этом настройка на максимум рассеянного сигнала может быть произведена только для некоторого диапазона значений потока мощности 3С.

Данный подход привел к созданию нелинейных рассеивателей — маркеров двух типов [75], [77], [76]. Первый, получивший наименование "Штырь", представляет собой два вертикально расположенных полуволновых диполя, которые используются как антенны зондирующего и рассеянного сигналов. Настройка осуществляется путем подбора длин плеч диполей и длины шлейфа, 3C. антенне Вся система диполей подключенного к помещалась В трубку. Характерная диэлектрическую особенность такого маркера всенаправленность его диаграммы обратного нелинейного рассеяния В горизонтальной плоскости. Вид этой диаграммы искажается при приближении данного маркера к линейным отражателям (земля, деревья, преграды, тело человека и т.п.), поэтому можно рекомендовать нелинейный рассеиватель типа "Штырь" в качестве отдельно расположенного маркера.

На рисунке 2.14 представлен эскиз изготовленного рефлекторного HP – маркера, антенны которого в виде двойных петлевых излучателей [100] были реализованы в виде двухсторонней печатной платы из фольгированного стеклотекстолита толщиной 0,5 мм.



Рисунок 2.14. Эскиз приемной и переизлучающей антенн рефлекторного НР

72
– маркера, реализованных в виде двухсторонней печатной платы.

Второй, названный "Карточка", имеет диаграмму обратного нелинейного рассеяния с определенной направленностью. Поэтому он практически не чувствителен к приближению одной из его сторон к линейным отражателям. Как показали исследования, в качестве такой системы можно использовать полосковые антенные системы в виде двойного петлевого излучателя с рефлекторами на частотах ЗС и рабочей гармоники соответственно, что, с учетом относительно низкого значения входного сопротивления выбранного нелинейного элемента, позволяет получить достаточно компактную плоскую структуру. Ее можно изготавливать методом фотолитографии на двухстороннем фольгированном стеклотекстолите. Для уменьшения связи антенны ЗС и второй гармоники ЗС расположены ортогонально, а настройка осуществляется изменением расстояния между антенной и рефлектором. Для настройки может служить и подключаемый к одной из антенн шлейф. Измерения показали, что изменение длины шлейфа приводит к изменению уровня сигнала до 14 дБ.

Изменения АХ синтезированных радиомаркеров проводились на частоте 3С, равной 820 МГц, а также в натурных условиях при помощи макета аппаратуры поиска нелинейных маркеров. Результаты измерений амплитудных характеристик разработанных маркеров представлены на рисунке 2.15 где кривая 1 относится к маркеру типа "Карточка", 2 — к датчику типа "Штырь".



Рисунок 2.15. Амплитудные характеристики маркеров «Карточка» (кривая 1)

и «Штырь» (кривая 2).

Из представленных графиков видно, что в зависимости от величины плотности потока мощности ЗС имеют место различные режимы работы нелинейного рассеивателя: режим слабого взаимодействия (П_{PC} с растет с ростом Π_{3C} сильнее, чем линейная функция), линейный режим ($\Pi_{PC} \sim \Pi_{3C}$) и режим прекращения роста Π_{PC} при увеличении Π_{3C} [40]. Последний режим имеет важный практический смысл. Действительно, повышение уровня плотности потока мощности ЗС больше величины $\Pi_{3C} \approx -20 \ \partial E \ Bm/m^2$ для маркера типа "Штырь" и $\Pi_{3C} \approx -20 \ \partial E \ Bm/m^2$ для датчика типа "Карточка", не приводит к увеличению рассеянного потока, а следовательно, дальнейшее увеличение мощности ЗС эффективной нецелесообразно. Наиболее работа системы генератор нелинейный маркер — приемник будет при линейном режиме. Для маркера типа "Штырь" он соответствует уровням Π_{3C} в - диапазоне -30...-24 $\partial E Bm/M^2$, для маркера типа "Карточка" — в диапазоне -17...-12 *дБ Вт/м²*. Следовательно, соответствующим образом нужно перераспределять потенциал системы. В частности, при использовании разработанных маркеров в одних и тех же условиях целесообразнее иметь большую пиковую мощность ЗС для "Карточки" и большую чувствительность для "Штыря". Таким образом, эффективность нелинейных рассеивателей можно сравнивать только при определенном значении Пзс. Можно утверждать, что для значений Π_{3C} менее -20 $\partial E Bm/m^2$ эффективнее маркер "Штырь", для Π_{3C} больше, чем -20 $\partial B Bm/m^2$ — "Карточка".

В качестве пространственных характеристик измерялись диаграммы обратного нелинейного рассеяния на частоте второй гармоники. Плотность потока мощности ЗС $\Pi_{3C} = 0,072 \ Bm/m^2$. При этом оказалось, что диаграмма обратного нелинейного рассеяния для "Карточки" практически однолепестковая (задний лепесток меньше основного на 25 ∂E , а разница между максимальным и минимальным значениями составляет около 40 ∂E) и практически равномерная для "Штыря" (неравномерность менее $0,2 \ \partial E$).

Натурные испытания проводились на открытой и слабопересеченной

местности при скорости движения носителя с макетом поисковой аппаратуры, не превышающей 10 км/ч, по заранее размеченной трассе. Макет поисковой аппаратуры имел в своем составе генератор 3С с импульсной мощностью 1 кВт и чувствительностью приемник частоты второй гармоники ЗС *-140 дБ Вт.* Излучающая и приемная антенны аппаратуры с коэффициентами усиления 8 дБ и круговыми поляризациями располагались на высоте 2,3м от поверхности земли. Основное внимание было уделено определению максимальной дальности обнаружения разработанных маркеров, а также оценке влияния на дальность обнаружения маскирующих факторов. При испытаниях маркер устанавливался на различной высоте Н от поверхности земли в горизонтальном или вертикальном положении (относительно его антенны 3С). Направление движения носителя было перпендикулярно плоскости маркера. Результаты определения максимальной дальности R_{MAX} в зависимости от H для "Карточки" и "Штыря" при их горизонтальном и вертикальном положениях приведены в таблице.

Таблица 2.1

Высота над землей Н, см,		150	80	20	0
Тип	Положение	Значение R _{MAX} , м			
«Карточка»	Вертикальное	250	165	170	90
«Карточка»	Горизонтальное	270	185	150	65
«Штырь»	Вертикальное	280	240	190	105
«Штырь»	Горизонтальное	290	225	177	30

Из таблицы видно, что граница раздела земля — воздух существенно влияет на распространение ЗС и рассеянного на гармонике ЗС сигналов. Данные результаты хорошо согласуются с известными особенностями приземного распространения электромагнитных волн [101]. Это позволяет утверждать, что дальности обнаружения могут существенно возрасти при размещении аппаратуры обнаружения нелинейных маркеров на воздушных носителях.

На слабопересеченной местности (оператор с маркером не виден с носителя) максимальная дальность обнаружения маркера "Карточка" при размещении его в

75

руке оператора на высоте *150 см* составляет *200 м*, что в 1,35 раза меньше, чем для случая открытой местности. Максимальная дальность обнаружения маркера типа "Карточка" в преимущественно хвойном лесу была в среднем в 2-3 раза меньше, чем на открытой местности.

При использовании маркеров вполне вероятна ситуация, когда объект поиска засыпан грунтом. Объектом измерений служил маркер типа "Штырь", помещаемый на различную глубину в сухой песчаный грунт с ε =5 в плоскости, параллельной границе раздела сред. На рисунке 2.16 изображены зависимости мощности принимаемого сигнала $P_{\Pi P}$ от глубины h погружения маркера в грунт при различных расстояниях до маркера.





Из рисунка 2.16 видно, что зависимости $P_{\Pi P}(h)$ носят квазипериодический характер, причем прослеживается тенденция нарастания размаха колебаний с увеличением дистанции обнаружения. Обращает на себя внимание тот факт, что изменение уровня сигнала может достигать значительных величин при небольших изменениях глубины *h*. Так, при R = 20 *м* изменение *h* всего на 2,5*см* приводит к изменению рассеянного сигнала на 14 *дБ*. Приведенные результаты согласуются с полученными ранее для других типов рассеивателей [40].

2.3. Исследование систем из нелинейных рассеивателей

2.3.1. Формирование отражательной решетки из нелинейных рассеивателей

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные в [78], [73].

Анализ свойств нелинейных отражательных решеток, то есть решёток из HPмаркеров, наиболее просто проводить на основе процессной модели HP [71], [72], описанной в параграфе 1.2.1. Этот анализ, выполненный в [73], [71], [72], показал, что:

- пространственные и поляризационные свойства HP маркера на частоте 3C определяются параметрами его приемной антенны 3C;
- пространственные и поляризационные свойства НР маркера на частоте ОС определяются параметрами его излучающей антенны ОС;
- амплитудные свойства HP маркера определяются параметрами нелинейного элемента и его согласованием с приемной и излучающей антеннами.

Пространственные свойства антенн, принимающей 3С и переизлучающей OC, характеризуются их диаграммами направленности по мощности, которые обозначим: $f_{3C}(\theta)$, $f_{OC}(\theta)$, где θ - угол визирования. Амплитудные свойства HP описываются его амплитудной характеристикой (AX) в виде [40]:

$$\Pi_{\rm OC} \mid_{\rm R = 1M} = \boldsymbol{g}(\Pi_{\rm 3C}) , \qquad (2.3.1)$$

где $\Pi_{OC}|_{R = 1_M}$ - плотность потока мощности OC, приведенная к расстоянию R = 1 м (в дальнейшем будем обозначать Π_{OC}), а Π_{3C} - плотность потока мощности 3C, падающего на HP. Как правило, амплитудная характеристика - монотонная функция, которую для ограниченного диапазона значений Π_{3C} можно аппроксимировать параболой вида

$$\Pi_{\rm OC} = \sigma_{\rm h} \cdot \Pi_{\rm 3C}^{\alpha}$$

где σ_h , α - константы.

По значению α определяют режим работы НР [40]. Для α =1 - линейный режим, для α >1 - режим слабого взаимодействия, для α <1 - режим насыщения.

Амплитудная характеристика специально синтезированного рефлекторного НР - маркера [75], описанного в параграфе 2.2.3, представлена на рисунке 2.17, кривая 1.



Рисунок 2.17. Амплитудные характеристики. 1- исходного нелинейного рассеивателя рефлекторного типа, 2 - нелинейной отражательной решетки первого типа, 3 - нелинейной отражательной решетки второго типа.

Если зондирование и прием ведутся с одного направления, то диаграмму обратного нелинейного рассеяния [71] можно записать через АХ как:

$$\Pi_{\rm OC}(\theta) = f_{\rm OC}(\theta) \, \boldsymbol{g}(\Pi_{\rm 3C} f_{\rm 3C}(\theta)) \quad . \tag{2.3.2}$$

При этом предполагается, что амплитудная характеристика (2.3.1) измерена для наиболее благоприятного положения HP, максимумы диаграмм антенн 3С и OC совпадают, θ - угол отклонения угла визирования от максимума диаграмм.

Фазовые свойства HP - маркера различаются для частот четных и нечетных гармоник [71]. Исходя из процессной модели HP, фаза ОС на частоте нечетной

гармоники определяется соотношением:

$$\phi_{\rm OC} = n (\phi_{\rm 3C} + \Delta \phi_{\rm 3C} + j_{\rm 3C} \pi) + i_n \pi + \Delta \phi_{\rm OC} + j_{\rm OC} \pi + \phi_n , \qquad (2.3.3)$$

где n - номер гармоники; φ_{3C} - начальная фаза 3C; Δφ_{3C} - набег фазы в фидере 3С – 2; ϕ_n - фазовая задержка, связанная с инерционными свойствами нелинейного элемента; $\Delta \phi_{OC}$ - набег фазы в фидере OC – 4; i_n , j_{3C} , j_{OC} - величины, принимающие значение 0 или 1; i_n зависит от вида вольт-амперной характеристики нелинейного элемента и положения на ней рабочей точки. Практически всегда in можно определить как знаковую функцию соответствующего коэффициента разложения вольтамперной характеристики нелинейного элемента в ряд Тейлора, ізс, іос определяются полярностью подключения антенн 3С и РС к нелинейному элементу и фазой лепестка диаграммы направленности соответствующей антенны НР. Поскольку начальное значение фазы произвольно, то можно говорить только в том, когда параметры i_n, j_{3C}, j_{OC} будут менять свой знак. Например, i_n будет разным для контактов с кубичной и интегральной вольтамперными характеристиками [6], ізс, јос изменятся, если произвести переполюсовку соответствующих антенн. Если диаграммы направленности антенн ЗС и ОС многолепестковые, то даже небольшое изменение пространственного положения НР-маркера может привести к инверсии фазы ОС.

Для частот четных гармоник выражение (2.3.3) упрощается, так как величина п $j_{3C}\pi$ всегда кратна 2π и этот член можно опустить.

$$\varphi_{OC} = n \left(\varphi_{3C} + \Delta \varphi_{3C}\right) + i_n \pi + \Delta \varphi_{OC} + j_{OC} \pi + \varphi_n$$
(2.3.4)

Рассмотренные фазовые свойства НР-маркера позволяют при конструировании нелинейных отражательных решеток из таких НР легко инвертировать фазу ОС от ее элементов как на частоте третьей, так и на частоте второй гармоники. Это достигается либо изменением пространственного положения НР-маркера, либо переполюсовкой одной из антенн НР-маркера. Наличие в выражениях (2.3.3), (2.3.4) членов $\Delta \phi_{OC}$, $\Delta \phi_{3C}$ показывает, что, в принципе, возможно формировать НР-маркер любыми заданными значениями

фазовой задержки между ЗС и ОС. Это свойство так же может быть использовано при формировании отражательных решеток из НР-маркеров.

Есть, по крайней мере, два пути построения отражательной решетки из HP [73], [78]:

- антенны ЗС и ОС выполнить в виде антенных решеток, состоящих из т элементов, нагруженных на один нелинейный элемент, в дальнейшем такую нелинейную отражательную решетку будем обозначать HOP1;
- 2) сформировать решетку из отдельных НР-маркеров, в дальнейшем такую нелинейную отражательную решетку будем обозначать НОР2.

Рассмотрим возможности и особенности реализации каждого из этих путей. Для сравнения необходимо сделать некоторые априорные предположения:

- 1. Площади, занимаемые решетками, одинаковы.
- 2. Используются одинаковые нелинейные элементы.
- 3. НОР2 выполнена из идентичных НР.
- 4. Взаимное влияние элементов решеток друг на друга отсутствует.
- 5. Увеличение площади происходит в одно число раз на частоте ЗС и ОС.
- 6. Площадь антенн пропорциональна коэффициенту усиления по мощности.
- 7. В качестве исходного берется НР, для которого известна амплитудная характеристика и диаграммы направленностей антенны, принимающей ЗС, и антенны, излучающей ОС.

Рассмотрим свойства HOP1. HOP1 является HP-маркером, площади антенн ЗС и ОС которого увеличиваются по сравнению с исходным HP в m раз. Это эквивалентно тому, что в m раз увеличились коэффициенты усиления антенн ЗС и ОС. Выражение (1) для HOP1 приобретет вид:

$$\Pi_{\rm OC} = \mathbf{m} \, \boldsymbol{g}(\mathbf{m} \, \Pi_{\rm 3C}) \tag{2.3.5}$$

Из (2.3.5) видно, что максимально возможный ОС (при насыщении) возрастет в m paз, а максимальная нелинейная эффективная поверхность рассеяния $\sigma_{\rm H}$ возрастет в m² paз и будет достигнута при значениях $\Pi_{\rm 3C}$ в m paз меньших по сравнению с исходным HP-маркером рефлекторного типа. На рисунке 2.17 (кривая 2) представлена рассчитанная амплитудная характеристика HOP1 для m = 4 и исходного HP-маркера рефлекторного типа.

Изменения произойдут не только в амплитудных, но и в пространственных свойствах. Из теории антенных решеток известно [102], ЧТО диаграмму направленности решетки можно записать как произведение диаграммы направленности элемента решетки $f(\theta)$ и решетчатого множителя $F(\theta)$, т.е. диаграммы направленности антенной решетки, состоящей из элементов с изотропными диаграммами. Максимально возможное значение $F(\theta)$, когда все элементы синфазные, равно т. Соответственно, диаграмма обратного нелинейного рассеяния НОР1 будет иметь вид:

$$\Pi_{\rm OC}(\theta) = f_{\rm OC}(\theta) F_{\rm OC1}(\theta) \boldsymbol{g} \left(\Pi_{\rm 3C} f_{\rm 3C}(\theta) F_{\rm 3C}(\theta) \right).$$
(2.3.6)

Из (2.3.6) следует, что НОР1 должна быть построена так, чтобы главные максимумы диаграмм антенн ЗС и ОС совпадали, при этом возможно существенное сужение главного лепестка индикатрисы. Заметим, что ширина лепестка индикатрисы HOP1 будет зависеть от величины П_{3C}. Одновременно для НОР1 уменьшается ширина главных лепестков диаграмм антенн 3С и ОС, которая определяется, в основном, $F_{OC1}(\theta)$ и $F_{3C}(\theta)$. Сужение главных лепестков диаграмм антенн ЗС и ОС позволит "оторвать" их от земли, если зондирование производится с воздушного носителя. Это, в свою очередь, позволит существенно увеличить дальность обнаружения, так как она станет определяться условиями свободного мощности пространства, где плотность потока распространяющейся электромагнитной волны П зависит от дальности R [101] как П~1/R², в отличие от приземного распространения, где: $\Pi \sim 1/R^4$.

Рассмотрим амплитудные и пространственные свойства HOP2. Пусть на каждый из m простых HP, входящих в HOP2, одновременно падает плоская волна 3С. В результате мы получаем m синфазных когерентных источников на частоте OC, и суммарная мощность OC возрастет в m² раз. Амплитудная характеристика HOP2 будет иметь вид:

$$\Pi_{\rm OC} = m^2 g(\Pi_{\rm 3C}) . \tag{2.3.7}$$

Из (2.3.7) видно, что максимально возможное значение ОС возросло в m^2 раз, максимальная нелинейная поверхность рассеяния σ_H тоже возрастет в m^2 раз при том же значении, что и для исходного HP.

На рисунке 2.17 (кривая 3) изображена амплитудная характеристика НОР2 для m=4 и исходного НР-маркера рефлекторного типа.

Рассмотрим пространственные свойства НОР2. Будем считать, что НОР2 повернута к фронту волны ЗС под углом θ. Тогда разность фаз ЗС Δφ_{3C}, облучающего два НР, находящихся на расстоянии d, равна:

$$\Delta \phi_{3C} = 2\pi dsin(\theta) / \lambda_{3C}$$
,

где λ_{3C} - длина волны ЗС. Считая фазу первого НР равной нулю, фазу ОС от второго НР ϕ_{OC} в соответствии с (3) можно записать как:

$\Delta \phi_{OC} = 2\pi dsin(\theta) / \lambda_{OC} + j\pi$,

где λ_{OC} - длина волны OC, j=0, если в конструкции HOP2 не предусматривалась инверсия фазы и j=1, если предусматривалась. Так как мы интересуемся распространением волны в направлении угла θ , то разность фаз от двух соседних HP в этом направлении можно записать как:

$$\Delta \phi_{\rm OC} = 4\pi d\sin(\theta) / \lambda_{\rm OC} + j\pi . \qquad (2.3.8)$$

Пользуясь выражениями, полученными для излучателей в решетке с разными фазами [102]. на основе (2.3.8) легко получить выражение для решетчатого множителя НОР2. Очевидно, что вид $F_{OC2}(\theta)$ такой же, как для линейной отражательной решетки, облучаемой волной на частоте ОС. Вид индикатрисы можно определить из:

$$\Pi_{\rm OC}(\theta) = f_{\rm OC}(\theta) F_{\rm OC2}(\theta) \, \boldsymbol{g} \left(\Pi_{\rm 3C} f_{\rm 3C}(\theta) \right) \,. \tag{2.3.9}$$

При этом при одинаковом расположении элементов HOP1 и HOP2 и неиспользовании переполюсовок:

$$F_{\text{OC2}}(\theta) = (F_{\text{OC1}}(\theta))^2$$

Из (2.3.9) следует, что ширина главного лепестка в основном определяется $F_{OC2}(\theta)$ и практически не зависит от уровня Π_{3C} , максимальное значение $F_{OC2}(\theta)$ при синфазности ее элементов равно m². Для HOP2 диаграмма по 3C

совпадает с диаграммой антенны ЗС одного НР. Это может быть существенным при решении задачи уменьшения влияния отражений ЗС от границы раздела сред и окружающих предметов на НОР2.

Сравнение амплитудных характеристик НОР1 и НОР2 рисунке 2.17 и выражений (2.3.5) и (2.3.7) показывает, что для малых значений П_{3C} интенсивность ОС от НОР1 выше, при некотором значении П_{3C} ОС сравниваются, а далее интенсивность ОС от НОР2 больше. Максимально возможный ОС для НОР2 выше, чем для НОР1. Вопрос предпочтения НОР1 или НОР2 зависит от выбранного критерия. Если в качестве критерия выбрать дальность, при которой для фиксированной мощности ЗС достигается максимальная дальность, в выигрыше будет НОР1. Если в качестве критерия выбирается максимально возможная дальность обнаружения НР при фиксированной чувствительности приемника поисковой установки, то, полагая, что на мощность ЗС нет ограничений, в выигрыше окажется НОР2. Другим критерием может быть дальность обнаружения при фиксированном потенциале поисковой установки S (отношение чувствительности приемника к мощности ЗС). Нетрудно убедиться, что в этом случае НОР1 и НОР2 эквивалентны. В частности, для свободного пространства:

$R^4 \sim S$.

Таким образом, сравнение гармонических HOP1 и HOP2 неоднозначно. В то же время можно сделать определенные выводы. Если исходный HP был оптимизирован с поисковой установкой (в смысле распределения потенциала для достижения максимальной $\sigma_{\rm H}$), то для увеличения дальности его обнаружения при неизменности этой аппаратуры необходимо использовать HOP1. Если предполагается увеличивать мощность 3С, то необходимо использовать HOP2. При этом HOP2 из m исходных HP потребует увеличения мощности 3С в m² раз.

Следует отметить, что при обоих типах нелинейных решеток достигается одно и то же значение максимальной $\sigma_{\rm H}$. Это позволяет сделать заключение, что максимальная $\sigma_{\rm H}$ будет такой же при комбинированном способе формирования решетки, когда отдельные элементы HOP2 будут представлять собой подрешетки

в виде HOP1. Этот вывод имеет существенное значение, если учесть, что создание антенной системы с большим числом объединяемых элементов представляет собой определенную техническую проблему (требуется обеспечить хорошее согласование большого числа элементов между собой, появляются потери на распространение сигналов по линиям передачи). Создание HOP2 с большим числом элементов сопряжено с трудностью подбора большого числа нелинейных элементов с близкими характеристиками на частотах 3С и PC.

Сравним пространственные свойства НОР1 и НОР2. Ширина главного лепестка индикатрисы, как следует из (2.3.6) и (2.3.9), для них примерно одинакова. При этом, исходя из (2.3.8), для НОР2 следует ожидать большего числа лепестков в индикатрисе, чем для НОР1 при той же геометрии расположения элементов. Следует отметить, что выражения (2.3.6) и (2.3.9) и выводы сделаны без предположения об эквидистантности элементов решеток. Для НОР1 существуют большие возможности для уменьшения влияния отражений от земли, что очень существенно для увеличения дальности. В то же время, и для НОР1, и для НОР2 определенной проблемой может оказаться многолепестковость. Эта проблема в существенной степени может быть устранена в комбинированной нелинейной решетке, за счет несовпадения решетчатых множителей решетки и подрешеток или применения подрешеток с разными диаграммами.

2.3.2. О приеме полезного сигнала от динамического нелинейного рассеивателя на фоне помех от других нелинейных рассеивателей

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в [74].

Как отмечалось в параграфе 1.2.1.5, для целей диагностики внешней среды или работоспособности труднодоступного оборудования могут применяться динамические нелинейные рассиватели (ДНР). Использование ДНР в качестве

84

датчиков среды предполагает, что их конструкция содержит определенный элемент, чувствительный к измеряемому параметру или параметрам среды. В зависимости от конструкции датчика и принципа передачи информации, возможно, что информационным параметром будет либо уровень нелинейного рассеяния, либо какая-то временная характеристика, например, длительность импульса, рассеянного на частоте нелинейного продукта 3С, либо спектральная характеристика, например, частота автогенератора, в цепи которого находится указанный чувствительный нелинейный элемент. Заметим, что в условиях, когда коэффициент распространения на пути HP - приемная антенна установки нелинейного зондирования неизвестен, преимущественном В положении оказывается использование характеристик, изменяющихся со временем, так как на их основе возможно применение косвенных методов измерений, не требующих знания величины указанного коэффициента распространения.

Если в зоне облучения помимо нелинейного датчика окажется работающая или выключенная радиоэлектронная аппаратура или оборудование, на процесс измерения окажут свое воздействие содержащиеся в ней помеховые HP, которые могут оказаться как стабильными HP, так и ДНР. В результате возникает задача выделения ОС от полезного ДНР (на частоте рабочего нелинейного продукта) на фоне нелинейного рассеяния от помеховых HP. Принципиальным отличием данной задачи от случая нелинейной технической диагностики [14], [16], [103] является то, что параметры работы, конструкция, а во многих случаях и расположение нелинейного датчика – ДНР известно априори, в то время как указанные параметры полезного ДНР при технической диагностике часто неизвестны.

Следует отметить, что указанной проблематике посвящен ряд работ, в частности, в [104] показано, что могут быть применены методы приема слабомодулированного сигнала, основанные на частотной селекции. Действительно, задача устранения помехового влияния стабильных НР сводится к задаче фильтрации ОС на определенной спектральной составляющей вблизи гармоники ЗС или компенсации спектральной составляющей на частоте гармоники

85

или комбинационного нелинейного продукта 3С [105]. Те же методы могут быть применены в случае, если помеховым является ДНР, но спектральные составляющие его ОС не перекрываются со спектральными составляющими, принадлежащими полезному ДНР.

Для случая, когда помеховым является ДНР, при этом спектральные компоненты его нелинейного рассеяния совпадают или в значительной степени перекрываются со спектральными компонентами нелинейного рассеяния от полезного ДНР, применение методов частотной фильтрации и компенсации должно быть дополнено методами пространственной и поляризационной селекции. Однако применение указанных методов должно быть основано на изучении пространственных и поляризационных свойств ДНР, которое может быть выполнено на основе феноменологической модели НР, совпадающей и для стабильных, и для динамических НР.

Проиллюстрируем схематично на рисунке 2.18 процесс нелинейной диагностики динамического нелинейного рассеивателя, здесь 1 - установка нелинейной диагностики (УНД); 2 - динамический нелинейный рассеиватель (ДНР); 3 – блок управления и анализа; 4 - генератор излучаемого сигнала; 5 - излучающая антенна (ИА); 6 - приемная антенна (ПА); 7 – приемник; 8 - облучаемая антенна (ОА) - антенна ДНР, принимающая облучающий сигнал; 10 – нелинейный элемент (НЭ); 9 - тракт облучающего сигнала ОА – НЭ; 12 - рассеивающая антенна (РА) – антенна ДНР, излучающая рассеянный сигнал; 11-тракт рассеиваемого сигнала НЭ-РА.



Рисунок 2.18. Процесс нелинейной диагностики.

Элементы 8 ÷ 12 на рисунке 2.18 соответствуют элементам процессной модели ДНР, которую предлагается формировать аналогично случаю стабильных НР [71].

В соответствии с процессной моделью, при облучении ДНР 3С принимается линейной частью ДНР, которая образует некоторую облучаемую антенну (OA) - 8, то есть выполняет функцию антенны ДНР, принимающей 3С. Далее 3С должен канализироваться по некоторому эквивалентному тракту облучающего сигнала - 9 к нелинейному элементу - 10. На нелинейном элементе (НЭ) - 10 происходит нелинейное преобразование 3С, в результате которого вблизи гармоник 3С появляются новые спектральные составляющие, являющиеся результатом нелинейного взаимодействия 3С и токов, протекающих через нелинейный элемент. Одна из данных спектральных составляющих содержит информационо об интересующем процессе и в этом смысле является информационной. Эта информационная спектральная канализируется по собственному тракту - 11 рассеиваемого сигнала к рассеивающей антенне (PA) – 12, где ОС переизлучается в пространство.

Данная модель отражает то, что нелинейное преобразование происходит на сосредоточенном НЭ, который "принимает" ЗС и "генерирует" ОС - то есть информационную спектральную составляющую около одной из гармоник ЗС. Линейная часть ДНР является некоторой линейной средой, по которой происходит распространение ЗС и информационной части ОС, причем путь каждого из них определяется его частотой. Поэтому амплитудные свойства ДНР будут определяться свойствами НЭ и режимом, в котором он находится. Этот режим, в свою очередь, зависит как от внутренних свойств НЭ (смещение, величина протекающих информационных токов, накопление заряда, режим по постоянному току и т.п.), так и от внешних (согласования НЭ с линейной частью). Согласование линейной части и НЭ зависит от напряжения ЗС на НЭ и частоты ЗС f_{3C}. Из представленного краткого описания феноменологической модели следует, что процессы взаимодействия ДНР с ЗС и процесс переизлучения ОС сосредоточены в элементах 8 – ОА и 12 – РА. То есть пространственные и поляризационные свойства

87

ДНР будут определяться пространственными диаграммами направленности и поляризационными параметрами ОА - 8 и РА - 12.

Принципиальным отличием ДНР от стабильного НР является то, что ОС от него нестабилен, то есть один или несколько параметров ОС изменяются во времени, в результате ОС является модулированным колебанием.

В данной модуляции будут участвовать три процесса: 1)изменение согласования приемной антенны ЗС и НЭ; 2)изменение согласования НЭ с антенной, излучающей ОС; 3)изменение параметров НЭ. Аналогичные процессы протекают и в СВЧ модуляторах, что позволяет воспользоваться их теорией.

Заметим, что при исследовании ДНР, в задачах технической диагностики при неразрушающем контроле [16], [104], как правило, стоит задача выделения внутреннего закона изменения параметров НЭ из ОС на частоте одной из гармоник, для ДНР - датчиков среды возможно использование всех трех механизмов. Так как НЭ у ДНР - это радиоэлектронные компоненты, то в качестве информационного сигнала следует использовать спектральные составляющие ОС в области второй гармоники ЗС.

Для анализа необходимо расширить понятие амплитудной характеристики HP, введенное в [40] как зависимость измененной на расстоянии 1 м от HP интенсивности волны сигнала, рассеянного на определенной гармонике 3С, от интенсивности волны 3С, падающей на HP. В откорректированном определении будем считать *амплитудной характеристикой* зависимость интенсивности волны OC – то есть информационной спектральной компоненты рассеянного сигнала П_{OC}, измененной на расстоянии 1 м от HP, от интенсивности волны облучающего сигнала П_{3C}, падающей на HP.

$$\Pi_{\rm OC_{\sim}} = f_{\sim}(\Pi_{\rm 3C}) \quad . \tag{2.3.10}$$

Заметим, что данная формулировка применима для всех пассивных нелинейных радиоответчиков. Кроме НР, это параметрические рассеиватели [56] и транспондеры [106].

АХ измеряется при определенном положении ДНР. Аналогично случаю стабильного НР [71]. Откорректированная формулировка АХ позволяет связать

параметры, описывающие свойства как амплитудные (энергетические) свойства ДНР, описываемые АХ, так и пространственно-поляризационные свойства ДНР, описываемые нормированными поляризационными диаграммами и нормированными диаграммами направленности. Данные характеристики имеют конкретный физический смысл и могут быть как вычислены теоретически на основе методов теории линейных антенн, так и непосредственно измерены на специализированной УНД.

Покажем это на примере поляризационных диаграмм. Пусть 3С линейно поляризован. Будем считать, что АХ изменена при определенных углах плоскостей поляризации антенн установки нелинейной диагностики (УНД, для излучающей антенны (ИА) - θ_{3C0} , для приемной антенны (ПА) - θ_{0C0}). Соответственно, (2.3.10) можно переписать как:

$$\Pi(\theta_{\rm OC0})_{\rm OC_{\sim}} = f_{\sim}(\Pi_{\rm 3C}, \theta_{\rm 3C0}) \quad , \tag{2.3.11}$$

θ_{3C0}, θ_{OC0} удобно использовать как начало отсчета при изменении уровня нелинейного рассеяния на соответствующей спектральной составляющей ОС и занулить.

Изменим плоскость поляризации 3С на некоторый угол θ_{3C}^* . Чтобы мощность полезного принимаемого сигнала P_{OC} осталась неизменной, необходимо мощность 3С изменить на величину $K_{3C}^* = K_{3C}(\theta_{3C}^*)$. Полученная таким образом зависимость $K_{3C}(\theta_{3C})$ является нормированной поляризационной диаграммой облучаемой антенны ДНР, принимающей 3С.

Нормированная поляризационная диаграмма рассеивающей антенны ДНР, излучающей ОС, определится как нормированная поляризационная диаграмма, измеренная путем вращения плоскости поляризации приемной антенны УНД при произвольных фиксированных значениях П_{3C} и θ_{3C} :

$$K_{OC}(\Theta_{OC}) = P_{OC_{\sim}}(\Theta_{OC})/P_{OC_{\sim}}(\Theta_{OC}).$$

Таким образом, уточненное определение амплитудной характеристики ДНР при изменении плоскостей поляризации УНД для ИА на угол θ_{3C} и для ПА на угол θ_{0C} может быть записана как:

$$\Pi_{OC\sim} (\theta_{3C}, \theta_{OC}) = K_{OC} (\theta_{OC}) f_{\sim} (K_{3C}(\theta_{3C}) \Pi_{3C}),$$

где θ_{3C}, θ_{OC} - углы отклонения плоскостей поляризаций антенн УНД от положения, при котором была измерена АХ.

Аналогичные процедура может быть проделана для изменения углов зондирования и приема ϕ_{3c}, ϕ_{pc} .

Аналогично могут быть введены нормированные диаграммы антенн ДНР по приему и передаче: К_{3C}(ϕ_{3C}), К_{OC}(ϕ_{OC}).

Соответственно, изменение и поляризации и углов визирования можно характеризовать как:

$$\Pi_{\text{OC}} (\theta_{3\text{C}}, \varphi_{3\text{C}}, \theta_{\text{OC}}, \varphi_{\text{OC}}) = K_{\text{OC}} (\theta_{\text{OC}}, \varphi_{\text{OC}}) f_{\sim} (K_{3\text{C}}(\theta_{3\text{C}}, \varphi_{3\text{C}}, \Pi_{3\text{C}}).$$
(2.3.12)

Естественно, что при зондировании с одного направления $\phi_{3C} = \phi_{OC}$.

Введение нормированных поляризационных диаграмм и диаграмм направленности антенн ДНР ничем не отличается от аналогичных характеристик линейных антенн. Это обстоятельство позволяет использовать для расчетов данных характеристик теорию линейных антенн и использовать свойства линейных антенн при анализе свойств ДНР.

В частности, из выражения (2.3.10) следует, что:

- 1. Существуют наилучшие поляризации и направления облучения антенн УНД, соответствующие наибольшему уровню ОС при наименьшем уровне ЗС. Эти поляризации и направления облучения соответствуют главным поляризациям и максимумам диаграмм направленности ОА и РА исследуемого ДНР.
- 2. Всегда есть поляризация ЗС, при которой ОС отсутствует, соответствующая поляризации нулевого сигнала ОА исследуемого ДНР.
- 3. Всегда есть поляризация ПА, при которой ОС не фиксируется, соответствующая поляризации нулевого сигнала РА исследуемого ДНР.
- Изменение поляризаций антенн УНД, направлений облучения ЗС и приема ОС, пространственного положения простого ДНР сказывается как преобразование масштаба АХ и не приводит к изменению ее качественного вида.

Если известны условия распространения, дальность и коэффициенты усиления антенн УНД, легко преобразовать АХ в уравнение, связывающее мощность ЗС Р_{3С} и мощность принимаемого полезного сигнала Р_{ОС~} аналогично описанному в [71].

2.3.3. Применение пространственной и поляризационной селекции при выделении сигнала от полезного динамичесмкого нелинейного рассеивателя на фоне сигналов от помеховых динамических нелинейных рассеивателей

Как уже отмечалось при постановке задачи, необходимо выделение полезного ОС от полезного ДНР на фоне не только сильной постоянной спектральной составляющей на частоте второй гармоники ЗС, но и мешающих переменных составляющих от помеховых ДНР. Моделью такого сложного ДНР будет совокупность из нескольких простых ДНР, у которых разные параметры антенн и нелинейных элементов, в которых протекают разные переменные токи.

Рассмотрим задачу выделения переменного полезного сигнала из ОС сложного ДНР.

1) <u>Пусть сложный ДНР состоит из 2-х простых ДНР, при этом полезный</u> <u>сигнал рассеивается только одним ДНР</u>, второй ДНР является помеховым. Задача устранения в ОС помеховой спектральной компоненты от мешающего ДНР может быть решена на УНД подбором поляризации ИА или ПА. При этом существеннен уровень априорных знаний о полезном и помеховом ДНР.

a) Пространственное положение и поляризационные параметры антенн помехового и полезного ДНР известны.

Решение данной задачи очевидно. Для полного исключения влияния помехового ДНР поляризация приемной или передающей антенн УНД должна быть ортогональна поляризации соответствующей антенны

помехового ДНР. Поляризация второй антенны УНД должна совпадать с поляризацией соответствующей антенны полезного ДНР. Из двух разных вариантов при измерениях необходимо выбрать наиболее эффективный с точки зрения величины принимаемого сигнала.

b) Пространственное положение и поляризационные параметры антенн полезного ДНР известны, а помехового ДНР - нет.

Для экспериментальное данного случая возможно определение пространственно - поляризационных параметров антенны помехового ДНР, после чего задача сводится к предыдущей. Методика измерения заключается в предварительном исключении влияния полезного ДНР и измерении параметров помехового ДНР. Первоначально устанавливают поляризацию излучаемого сигнала ортогональной к поляризации ОА у полезного ДНР. параметры поляризации РА помехового Затем определяют ДНР. В простейшем случае линейной поляризации такое определение сводится к изменению поляризационной диаграммы.

Затем поляризация приемной антенны УНД устанавливается PA ДHP. ортогональной К поляризации полезного И исследуются поляризационные параметры ОА помехового ДНР. Собственно говоря, в обоих случаях изменения сводятся к определению нулевых поляризаций ОА и РА у помехового ДНР.

с) Пространственное положение и поляризационные параметры антенн помехового ДНР известны, а полезного ДНР - нет.

Очевидно, что для данного случая действия аналогичны описанным в п. (b), за исключением того, что целью изменений является определение главных поляризаций ОА и РА полезного ДНР.

d) Пространственное положение и поляризационные параметры антенн полезного и помехового ДНР неизвестны.

В этом случае возникает задача анализа поляризационных параметров системы из полезного и помехового ДНР. Для этого необходимо исследовать поляризационный и спектральный состав ОС при обзоре всех возможных

поляризаций ИС. Другими словами, поляризационная модуляция ИС должна быть такой, чтобы годограф ИС (вектор, характеризующий поляризацию ИС на сфере Пуанкаре) прочертил траекторию на этой сфере, последовательно проходящую все точки ее поверхности [107]. Наиболее просто реализовать такую поляризационную модуляцию ИС при помощи двухканальной турникетной излучающей антенны УНД, представляющей собой два линейных излучателя с собственными ортогональными поляризациями. Если на ортогональные излучатели такой ИА подать два синфазных балансномодулированных колебания, модулирующие сигналы которых находятся в квадратурах:

1) $\cos \Omega t \times \cos \omega t$;

2) sin $\Omega t \times \cos \omega t$; $\Omega << \omega$,

то ИС будет представлять собой линейно-поляризованный гармонический сигнал с частотой ω , плоскость поляризации которого вращается по окружности с частотой Ω . Если на излучатели будут подаваться не синфазные колебания, то ИС будет эллиптически – поляризованным. Если разность фаз несущих первого и второго колебаний будет меняться во времени, то наряду с вращением плоскости поляризации будет меняться и коэффициент эллиптичности ИС.

Пусть фаза одной из компонент меняется по пилообразному периодическому закону в пределах 2π и со скоростью γ, тогда колебания, подаваемые на линейные излучатели с собственными ортогональными поляризациями ИА, можно записать как:

1)
$$\cos \Omega t \times \cos \omega t$$
; (4)

2) sin
$$\Omega t \times \cos(\omega t + \gamma t)$$
; $2\pi/\gamma << \Omega << \omega$.

Структурная схема УНД, излучающей ИС вида (4), может иметь вид, представленный на рисунке 2.19, где: 1 - блок управления и анализа; 2 – формирователь сигналов; 3 и 4 – балансные модуляторы (балансно - модулированных колебаний); 5 - фазовый модулятор; 6 и 7 – усилители; 8 –

турникетная излучающая антенна; 9 – ДНР; 10 – турникетная приемная антенна; 11 и 12 – приемники.



Рисунок 2.19. Структурная схема УНД с излучением поляризационі модулированного сигнала.

Анализ ПС предполагает поиск поляризации приемной антенны, то есть коэффициентов усиления приемных каналов, образованных приемниками 11 и 12, и разности фаз ортогональных поляризационных компонент в ПС от антенны 10, максимизирующих соотношение сигнал/помеха для каждой из возможных поляризаций ИС.

2) <u>Пусть сложный ДНР состоит из 3-х простых ДНР, при этом полезный</u> сигнал рассеивается только одним <u>ДНР</u>.

а) Пространственное положение и поляризационные параметры антенн помеховых ДНР известны. Задача устранения в ОС помеховых спектральных компонент от 1-го и 2-го мещающих ДНР может быть решена подбором поляризации ЗС (для устранения ОС от первого мещающего ДНР) и поляризации приемной антенны УНД (для исключения приема ОС от второго мешающего ДНР).

b) Пространственное положение и поляризационные параметры антенн полезного ДНР известны, а помеховых ДНР - нет.

В этом случае имеется возможность исследовать поляризационные параметры поля нелинейного рассеяния от помеховых ДНР. Полезный ДНР исключается при данных исследованиях (аналогично предыдущему случаю) за счет предварительной установки или приемной антенны УНД, или передающей антенны УНД с поляризацией, ортогональной соответствующей поляризации антенны полезного УНД. В результате может быть установлена поляризация, наиболее благоприятная для анализа полезного ДНР.

c) Пространственное положение и поляризационные параметры антенн полезного ДНР и помеховых ДНР неизвестны. В этом случае необходим полный анализ ОС при всех возможных поляризациях ИС, который может быть выполнен на УНД.

3) <u>Пусть сложный ДНР состоит из 4-х простых ДНР, при этом полезный</u> сигнал рассеивается только одним <u>ДНР</u>.

В случае полной априорной определенности положения антенн помеховых и полезного ДНР задача исключения влияния помеховых ДНР может быть решена за счет подбора напаравления облучения и поляризации ЗС и приемной антенны УНД. В этом случае необходимо выбрать направление зондирования так, чтобы оно совпадало с нулем диаграммы приемной или излучающей антенн одного из помеховых ДНР. После этого задача устранения в ОС помеховых спектральных компонент от 2-го и 3-го мешающих ДНР может быть решена подбором поляризации ЗС и поляризации приемной антенны УНД.

В противном случае, необходим анализ помеховой ситуации при помощи ДНУ, представленной на рисунке 2.19.

4) <u>Пусть сложный ДНР состоит из N (N>4) простых ДНР, при этом</u> полезный сигнал рассеивается только одним <u>ДНР</u>.

В этом случае мешающую спектральную компоненту полностью устранить невозможно. ОС от такого ДНР может быть записан как:

$$\Pi_{\text{OC}} = K_{\text{OC1}}(\Theta_{\text{OC}}, \varphi) f_{\sim 1}(K_{3\text{C1}}(\Theta_{3\text{C}}, \varphi, \Pi_{3\text{C}}) + \sum_{i=2} B_i K_{\text{OCi}}(\Theta_{\text{OC}}, \varphi) f_{\sim i}(K_{3\text{Ci}}(\Theta_{3\text{C}}, \varphi, \Pi_{3\text{C}}),$$

где, B_i – коэффициент подавления мешающей переменной составляющей фильтром, выделяющим полезную переменную составляющую (соответственно, считаем, что B₁ =1).

Ν

Сигнал на входе приемника УНД можно записать как:

$$P_{OC} = C_{OC}K_{OC1}(\theta_{OC}, \varphi)f_{-1}(K_{3C1}(\theta_{3C}, \varphi, C_{3C}P_{3C}) + n + \sum_{i=2}^{N} C_{OC}B_iK_{OCi}(\theta_{OC}, \varphi)f_{-i}(K_{3Ci}(\theta_{3C}, \varphi, C_{3C}P_{3C}),$$

где С_{ос}, С_{3с} – коэффициенты, связывающие P_{OC} с Π_{OC} и P_{3C} с Π_{3C} , n – мощность собственных шумов приемника УНД. Задача выделения полезной компоненты из (2.3.12) сводится к нахождению максимума соотношения полезный сигнал / помеха + шум приемника при варьировании направления облучения, поляризаций излучающей и приемной антенн УНД, например, при помощи УНД, представленной на рисунке 2.19.

MAX
$$C_{OC}K_{OC1}(\theta_{OC},\phi)f_{\sim 1}(K_{3C1}(\theta_{3C},\phi, C_{3C}P_{3C}) +$$

+n+ $\sum_{i=2}^{N} C_{OC}B_{i}K_{OCi}(\theta_{OC},\phi)f_{\sim i}(K_{3Ci}(\theta_{3C},\phi, C_{3C}P_{3C}),$ при (P_{3C}, θ_{OC} , θ_{3C},ϕ) var

Максимум может быть найден при известных коэффициентах, заданных видах АХ и диаграмм антенн ДНР.

Таким образом, при выделении полезного сигнала из спектра ОС от ДНР наряду с выбором частоты и фильтрацией полезного сигнала в приемнике УНД целесообразно использовать варьирование мощности зондирующего сигнала, направления облучения и поляризаций облучающей и приемной антенн УНД.

Ν

2.4. О возможности использования боковых волн для поиска нелинейных рассеивателей

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в [108].

При дистанционном зондировании плоской электромагнитной волной помещенных в грунт НР одним из основных факторов, снижающих дальность обнаружения, является существенный рост величины коэффициента прохождения Френеля с уменьшением угла зондирования [109]. В частности, как показали эксперименты, при погружении объекта в грунт типично уменьшение уровня рассеянного на гармонике сигнала на величину порядка 20 дБ по сравнению с расположением объекта над границей раздела сред. При полном погружении НР в водную среду рассеянный сигнал просто не фиксируется. В то же время в случае наличия границы раздела двух сред и расположения объекта в электрически более плотной среде существует возможность возбуждения ЭМВ непосредственно в среде. При этом волна распространяется вдоль границы раздела воздух-среда в виде боковой волны. В боковой волне, наряду с продольными, содержится и радиальная компонента электрического поля [110], направленная вдоль оси излучающей антенны, тогда как в плоской ЭМВ радиальная компонента отсутствует. При этом указанная компонента поля подвергается наименьшему ослаблению.

Рассмотрим принципиальную возможность нелинейного зондирования заглубленных в грунт объектов с использованием боковых волн. При этом должны быть рассмотрены процессы взаимодействия заглубленного НР с боковой волной. В соответствии с процессной моделью НР [71], отличительными по сравнению со случаем взаимодействия НР с плоской волной являются процессы приема НР боковой волны и процесс излучения НР боковой волны на частоте гармоники.

97

Баньосом [111] были получены простые приближенные выражения для излучающего горизонтального диполя в земле вблизи границы двух сред, справедливые для условий:

- отношения волновых чисел | k₂²/k₁² | >>1, где k₁, k₂ волновые числа свободного пространства и среды;
- $>>h_1+h_2$, k_1 (h_1+h_2), где h_1+h_2 сумма глубин диполя и приемной антенны.

При выполнении этих условий ρ-я компонента поля (в цилиндрической системе координат (ρ, θ, z) записывается в виде:

ближнее поле

$$E_{\rho} \approx \frac{i \omega \mu_{o} \cos(\theta)}{2 \pi k_{2}^{2} \rho^{3}} exp\{ i [k_{1} \rho + k_{2} ((h_{1} + h_{2})]\}, \qquad (2.4.1)$$

промежуточное поле

$$E_{\rho} \approx -\frac{i \omega \mu_{o} k_{1}^{2} cos(\theta)}{2 \pi k_{2}^{2} \rho} [1 + i k_{1} (I \pi k_{1} \rho/2)^{0.5} / k_{2} exp\{ i [k_{1} \rho + k_{2} ((h_{1} + h_{2})]\}, (2.4.2)$$

асимптотическое поле

$$E_{\rho} \approx \frac{\omega \mu_{o} \cos(\theta)}{2 \pi k_{1} \rho^{2}} \exp\{ i [k_{1} \rho + k_{2} ((h_{1} + h_{2})]\} .$$
(2.4.3)

Из представленных выражений видно, что кроме убывания по экспоненциальному закону, амплитуда E_{ρ} убывает как ρ^{-3} в ближней зоне, как ρ^{-1} в промежуточной зоне и как ρ^{-2} в дальней зоне. Область промежуточного поля ограничена рамками неравенства

$$\left| \frac{k_1^2}{k_2^2} k_1 \rho \right| < 1 < k_1 \rho .$$
(2.4.4)

Из (2.4.1) - (2.4.4) следует, что для частот, типичных для практических применений нелинейного зондирования (100÷1000 МГц [14]) и распространения

ЭМВ вдоль границы раздела сред воздух – земля ($\epsilon \approx 4 \div 10$), преимущество боковой волны в убывании амплитуды по закону ρ^{-1} практически не реализуется.

У боковой волны специфический характер распространения (см. рисунок 2.20).



Рисунок 2.20. Характер распространения боковой волны.

На первом участке распространяется плоская волна от источника, расположенного в материальной среде на глубине h_1 , вверх по направлению к границе раздела с воздухом с фазовой постоянной среды β_2 и экспоненциальным затуханием среды с коэффициентом α_2 , затем радиально по направлению ρ вдоль границы раздела сред с фазовой постоянной воздуха β_1 и экспоненциальным затуханием воздуха с коэффициентом α_1 (т.е. практически без экспоненциального затухания, так как $\alpha_1 \approx 0$) и, наконец, вертикально вниз к точке приемной антенны на глубину h_2 с фазовой постоянной β_2 и экспоненциальным затуханием с с коэффициентом α_2 (110).

Рассмотренные особенности распространения боковых волн вблизи плоских границ раздела сред указывают на возможность их использования для целей нелинейного зондирования объектов, заглубленных в среду.

При нелинейном зондировании помещенных в грунт НР боковая волна способна возбудить в нем и рассеянные боковые волны на частотах гармоник 3С, которые могут быть приняты соответствующей антенной, размещенной в среде. Использование боковых волн наиболее перспективно для решения задач обнаружения минно-взрывных устройств с электронными взрывателями [112], [113], [19], [114] ввиду того обстоятельства, что, как показывают проведенные исследования, дальности обнаружения указанных НР невелики и составляют единицы, реже десятки метров. При этом возникает задача создания излучающей и приемной антенн боковых волн.

Указанную выше задачу можно рассматривать и применительно к задаче получения данных от датчиков среды – нелинейных пассивных радиоответчиков, размещенных в приповерхностном слое. Например, размещение таких датчиков может быть выполнено не в грунте, а в воде. Тогда опрос этих датчиков при помощи боковой волны может уже рассматриваться как перспективное техническое решение, так как получение отклика на частотах нелинейных продуктов от объектов, полностью погруженных в воду, маловероятно [109].

Как показано в [110], в эффективной антенне боковых волн должен быть осуществлен режим бегущей волны, то есть режим, когда ЭМВ, излучаемые всеми элементами антенны, как бы складываются вдоль границы раздела сред в фазе. Бегущая волна должна распространяться с фазовой скоростью, равной фазовой скорости распространения ЭМВ в воздухе вдоль границы раздела, что может быть реализовано при использовании в качестве излучателя изолированной проволочной антенны, изолятором которой служит воздух, при этом длина антенны должна быть достаточно большой, а толщина изолятора - достаточно малой.

В [110] рассмотрена подобная антенна, являющаяся модификацией антенны Бевериджа. Для укорочения общей длины здесь использована резистивная оконечная нагрузка, длиной, близкой к λ_L/4, где λ_L – длина распространяющейся вдоль антенны ЭМВ.

Именно такие антенны были использованы в качестве излучающей и приемной антенн в эксперименте по проверке возможности нелинейного зондирования с применением боковых волн. Схема этой антенны представлена на рисунке 2.20. Горизонтальный несимметричный проволочный диполь длиной $l = l_1 + l_2$ помещен в тонкостенную пластмассовую трубку, заполненную воздухом. В точке x_0 включена ЭДС запитки, на концах диполя подключены сосредоточенные резистивные нагрузки R_1 и R_2 , к другим концам которых подключены отрезки $l_3 = \lambda_L/4$. Соответствующим подбором параметров R_1 , R_2 , l_3 можно добиться режима бегущей волны на основной части антенны.

В конкретной реализации приемная и передающие антенны представляли собой проволочные диполи (диаметр проволоки 5 мм), размещенные осесимметрично внутри трубки из поливинила (внешний диаметр 22 мм, толщина стенки 3 мм). Изолятором служил пенопласт ($\varepsilon \approx 1,1$), то есть практически воздух. Питание к антенне подводилось по коаксиальному кабелю. Параметры антенн подбирались таким образом, чтобы при помещении антенн в грунт их входное сопротивление было равным 50 Ом. Частота запросного сигнала была равна $f_{3C} = 330 \text{ MF}$ ц, принимался ОС на частоте второй гармоники 3C на частоте $f_{OC} = 660 \text{ MF}$ ц.



Схема экспериментальной установки представлена на рисунке 2.21.

Рисунок 2.21. Схема экспериментальной установки.

В экспериментальной установке были реализованы два канала формирования 3С: первый - на основе излучения плоской ЭМВ и второй - на основе формирования в грунте боковой ЭМВ. Частота 3С равна $f_{3C} = 330$ МГц, принимаемый ОС на частоте 2-й гармоники 3С $f_{OC} = 660$ МГц. Каналы формирования 3С подключаются к передатчику и приемнику при помощи СВЧ переключателей К1 и К2.

В качестве антенн первого канала формирования ЗС использовались синфазные решетки из 4-х излучателей типа "двойной квадрат" [115] (G=12дБ).

Высоты передающей и приемной антенн были равны 2 м, расстояние между ними было равно 1 м. Антенны боковой волны размещались на глубине 8 см (передающая) и 5 см (приемная) в сухом песчаном грунте, соответственно под передающей и приемной антеннами плоской ЭМВ. НР представлял собой неизолированный диполь, нагруженный на полупроводниковый диод Д311, размещенный на глубине 2 см.

Напряжение 3С на входе антенны 3С соответствовало 20 В. Дальность расположения НР от антенн было равно 4 м. Поляризация антенн - горизонтальная. Взаимная ориентация антенн плоской ЭМВ и НР была выбрана такой, что в направлении на приемную антенну диаграмма обратного нелинейного рассеяния имела нуль, и при облучении НР ОС на входе приемника не фиксировался. В то же время при подключении приемной и передающей антенн боковой волны уровень ОС превышал уровень шумов на 15,4 дБ. Приведенный результат интересен тем, что, как показали исследования, диаграммы обратного нелинейного рассеяния реальных заглубленных объектов имеют многолепестковый характер [18].

При нелинейном рассеянии не выполняется принцип суперпозиции, поэтому при наличии двух каналов распространения как 3С, так и ОС вероятно ожидать комбинированные эффекты. Например, наиболее интенсивный ОС от приемной антенны боковой волны может иметь место при облучении НР антенной плоской электромагнитной волны, либо наоборот. Для проверки данного предположения при той же геометрии расположения антенн стенда был проведен эксперимент, подтвердивший наличие подобного рода эффектов. В качестве НР использовалась система из двух гальванически не связанных диполей, нагруженных на полупроводниковые диоды Д311 (см. рисунок 2.21). При этом полярность диодов в диполях была противоположной. Диполи располагались в грунте на одинаковой глубине 2 см на расстоянии 15 см между центрами, а угол между осями диполей составлял 7,5 градусов. В результате проведенного эксперимента выяснилось, что при облучении НР зондирующим сигналом от антенны плоской электромагнитной волны и приеме ОС на частоте 2-й гармоники на антенну боковой волны, а также при облучении НР и приеме ОС антеннами боковых волн уровень ОС был ниже чувствительности приемника. При излучении 3С и приеме ОС антеннами плоской электромагнитной волны уровень ОС был всего на 1,2 дБ выше шумов, тогда как при облучении НР при помощи антенны боковой волны и приеме ОС антенной плоской электромагнитной волны уровень ОС оказался на 10 дБ выше шумов приемника.

Таким образом, проведенные предварительные исследования свидетельствует о потенциальных возможностях использования боковых волн для целей обнаружения HP, размещенных в материальных средах с затуханием. Конструктивно это может быть реализовано путем реализации излучающей антенны - антенны 3С и антенны приемного канала ОС в виде антенн боковой волны, размещаемых в грунте.

2.5. Взаимодействие с маркерами - узкополосными нелинейными рассеивателями

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в [116], [117].

Применение HP – маркеров предполагает не только создание поисковой установки и самого HP – маркера, но и выполнение организационных мероприятий, среди которых одним из самых важных является получение необходимого частотного ресурса. Сегодня задача выделения частотных ресурсов достаточно сложна из-за загруженности радиоэфира различными связными и телекоммуникационными системами. В результате достаточно трудно получить два частотных канала, центральные частоты которых отличаются в два раза.

Таким образом, появляется актуальная задача организации взаимодействия с маркерами - узкополосными нелинейными рассеивателями.

Традиционный подход плохо применим для решения данной задачи, так как априори предполагается, что с HP - маркером будет взаимодействовать 3С, а ОС будет переизлучаться на его второй (иногда третьей) гармонике. Очевидно, что стандартная поисковая аппаратура, построенная на прием таких ОС, не может быть применена.

B [118] предложено использовать обнаружения ДЛЯ узкополосных нелинейных объектов установку нелинейного зондирования, излучающую двухчастотный ЗС с близкими частотами $f_1 \approx f_2$, а в качестве принимаемого ОС нелинейный продукт третьего порядка с частотой $2f_1 - f_2$ или $2f_2 - f_1$, которые близки к частотам f_1 и f_2 . Такой вариант позволяет решить проблему обнаружения нелинейных объектов с узкой частотной полосой, однако возникает две технические проблемы из-за того, что $f_1 \approx f_2$, и частотные составляющие 3С не могут быть взаимно отфильтрованы выходными фильтрами генераторов ЗС: 1) генераторы ЗС становятся источниками помех на частотах полезных сигналов [119]; 2) входные цепи приемника, являясь нелинейным элементом, также становятся источниками помех на частоте принимаемого сигнала, кроме того, входные цепи приемника подвержены помехам из-за эффекта блокирования [119].

В то же время возможно техническое решение указанной проблемы при изменении традиционной конструкции поисковой установки [116], [117].

Для того чтобы одновременно с 3С не излучался помеховый нелинейный продукт, каждая из частотных компонент 3С f_1 и f_2 должны генерироваться в собственных генераторах и излучаться через собственные антенны, при этом выход генератора частотной компоненты f_1 необходимо защитить от попадания частотной компоненты f_2 , и наоборот. Для этого в конструкции излучающих антенн вводятся ферритовые вентили, которые не будут позволять второму зондирующему сигналу поступать на вход генератора первого зондирующего сигнала, и, наоборот, первому зондирующему сигналу поступать на вход генератора второго зондирующего сигнала. В результате выходные каскады генераторов зондирующего сигнала $2f_1 - f_2$; $2f_2 - f_1$.

Для устранения появления нелинейных помех на частотах $2f_1 - f_2$; $2f_2 - f_1$ на входных цепях приемника ОС предлагается ввести в конструкцию поисковой

установки компенсатор одного из 3С, например, второго 3С, на входе приемника ОС.

Для этого часть мощности второго 3С отбирается при помощи направленного ответвителя и подается на вход приемника. На вход приемника всегда поступает сигнал на частоте второго зондирующего сигнала, появляющийся в результате переотражений от окружающих предметов. Этот сигнал должен компенсироваться противофазным и равным по амплитуде сигналом, поступающим от компенсатора. Амплитуда и фаза компенсирующего сигнала подбираются при помощи переменного аттенюатора и переменного фазовращателя.

На рисунке 2.22 представлена структурная схема поисковой установки для обнаружения узкополосных маркеров - нелинейных рассеивателей: здесь 1 – узкополосный маркер - нелинейный рассеиватель, 2 - генератор 3C на частоту f_1 , 3 –полосовой фильтр на частоту f_1 , 4 – излучающая антенна на частоту f_1 , состоящая из ферритового вентиля 5 и излучателя 6, 7 - генератор 3C на частоту f_2 , 8 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 9 – излучающая антенна на частоту f_2 , 8 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 9 – излучающая антенна на частоту f_2 , 8 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 9 – излучающая антенна на частоту f_2 , 8 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 9 – излучающая антенна на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 9 – излучающая антенна на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 9 – излучающая антенна на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 9 – излучающая антенна на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 9 – излучающая антенна на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_3 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_4 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_1 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_1 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_1 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 60 – полосовой фильтр 3C на частоту f_2 , 70 – полосовой f_2 , 60 – полосовой f_2 , 60 – полосовой f_2 , 60 – полосовой 4C – полосовой 4C – полосовой 4C – полосовой f_2 , 60 – полосовой 4C – полосовой f_2 , 60 – полосовой 4C – полосовой f_2 , 60 – полосовой 4C – полосовой f_1 , 60 – полосовой f_2 , 60 – полосовой 4C – полосовой f_2 , 60 – полосовой f_3 , 60 – полосовой f_1 , 60 – полосовой f_2 , 60 – полосовой f_2 , 60 – полосовой f_2 , 60 – полосовой f_3 , 60 – полосовой f_2 , 60 – полосово

Устранение второго зондирующего сигнала на входе приемника позволяет реализовать еще один новый режим обнаружения объектов, содержащих нелинейные элементы, который основан на использовании эффекта блокирования. В данном случае используется свойство нелинейного элемента изменять под действием протекающего по нему тока свой импеданс. В результате под действием спектральной компоненты ЗС на частоте f_2 , которая амплитудно модулирована с частотой *F*, эффективная поверхность рассеяния объекта, содержащего нелинейный элемент, становится тоже переменной с той же частотой *F* [35]. Сигнал обратного рассеяния на частоте f_1 от такого объекта будет промодулирована

с частотой *F*. Полоса частот, которая требуется для такого способа зондирования, равна величине $f_1 - f_2 + 2F$.



Рисунок 2.22. Структурная схема поисковой установки для обнаружения узкополосных маркеров - нелинейных рассеивателей.

Отметим, что эффект блокирования является одним из нелинейных эффектов в электронных средствах, которые предлагается применять для нелинейнопараметрической или просто параметрической радиолокации, развивающейся в настоящее время [120], [121], [122], [123].

2.6. Выводы по второй главе

- Рассмотрены теоретические методы анализа нелинейных рассеивателей.
 Отмечено, что все известные методы ориентированы на нахождение характеристик нелинейных рассеивателей как радиолокационных целей.
- Выполнено моделирование процесса нелинейного рассеяния на основе использования процессной модели и анализа эквивалентной схемы дипольного нелинейного рассеивателя, рассчитанная амплитудная характеристика оказалась в хорошем соответствии с экспериментальными данными.
- 3. Предложена конструкция пассивного нелинейного радиоответчика нелинейного рассеивателя у которого приемная и передающая антенны подключены к входу и выходу нелинейного элемента в виде мостовой схемы выпрямителя, состоящей из 4-х диодов. Данная конструкция позволяет выполнять независимую настройку элементов на частотах облучающего сигнала и ответного сигнала.
- 4. Показано, что максимальная величина эффективной поверхности нелинейного рассеяния одинакова для двух возможных типов конструкций нелинейных отражательных решеток из нелинейных рассеивателей, однако влияние границы раздела сред будет более существенно для решетки в виде совокупности отдельных нелинейных рассеивателей.
- 5. Показано, что при выделении полезного сигнала из спектра рассеянного сигнала от пассивного радиомаркера - динамического нелинейного рассеивателя в условиях наличия одного или нескольких помеховых динамических или нелинейных рассеивателей стабильных наряду С выбором частоты И фильтрацией полезного сигнала приемнике установки нелиненйной В целесообразно использовать диагностики варьирование мошности зондирующего сигнала, направления облучения и поляризаций облучающей и приемной антенн установки нелиненйной диагностики.

- 6. Показано, что процессная модель пассивных нелинейных радиомаркеров и датчиков среды позволяет корректно их описывать амплитудные, пространственные и поляризационные свойства как в статическом, так и в динамическом режимах.
- 7. Для нелинейных рассеивателей характеристики динамических введено уточненное определение амплитудной характеристики пассивного нелинейного радиоответчика как зависимости, определенной на фиксированном расстоянии сигнала под него, уровня волны ответного которым понимается OT информативная составляющая в спектре рассеянного сигнала от величины интенсивности волны запросного сигнала, облучающего пассивный нелинейный радиоответчик.
- 8. Экспериментально показано, что одновременное использование методов зондирования заглубленных пассивных радиоответчиков в виде нелинейных рассеивателей при помощи антенн, излучающих как плоские, так и боковые волны позволяет добиться лучших характеристик обнаружения за счет проявления комбинированных эффектов.
- Предложен способ поиска пассивного нелинейного радиоответчика нелинейного рассеивателя, использующего одну относительно узкую частотную полосу для запросного и ответного сигналов. Способ защищен патентом.
3. Исследование радиоответчиков - параметрических рассеивателй

3.1. Свойства параметрических расеивателей, которые необходимо учитывать в задачах поиска нелинейных радиоответчиков

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в [124], [125], [126].

В параграфах 1.1.2, 3.3 были описаны амплитудные, частотные и фазовые свойства параметрических рассеивателей (ПР), при этом в основном исследовались дипольные ПР (рисунок 3.1.).



Рисунок 3.1. Дипольный параметрический рассеиватель

Некоторые из свойств ПР существенны при решении задач их дистанционного поиска. Так, при использовании ПР в целях маркировки существенно, что АХ имеет ограниченный диапазон. Пример АХ ПР, представлены на рисунке 1.14. Для исследованных ПР, этот диапазон может быть менее 10 дБ.

Если учесть, что при приземном распространении интенсивность электромагнитной волны пропорциональна R^4 , то указанный диапазон изменений интенсивности ЗС соответствует изменению дальности на 5-6 дБ, то есть до 4 раз. Соответственно, зона обнаружения ПР при постоянном уровне интенсивности излучаемого ЗС ограничена.

Кроме того, практически все АХ исследованных ПР при больших значениях уровня ЗС имеют значительный участок насыщения, где, рост уровня

OC, начиная с некоторого значения уровня 3С, прекращается, несмотря на дальнейшее увеличение уровня 3С.

Поэтому в целом увеличение мощности 3С, нельзя рассматривать как возможный путь увеличения уровня ОС и, соотвественно увеличения дальности обнаружения ПР.

Для учета ограниченности динамического диапазона существования ОС в ПР было предложено [57] применять импульсный ЗС, состоящий из посылок, внутри которых интенсивность радиоимпульсов ЗС меняется от импульса к импульсу на некоторую величину. Естественно, максимально возможная разница радиоимпульсов интенсивности соседних определяется В динамическим AX $\Pi P.$ Условная используемого осциллограмма диапазоном 3C последовательности радиоимпульсов с изменяющейся амплитудой представлена на рисунке 3.2.



Рисунок 3.2. Условная осциллограмма последовательности радиоимпульсов ЗС с изменяющейся амплитудой.

Предложенное в [57] техническое решение решает поставленную задачу, но обладает существенными недостатками. Прежде всего, это связано с техническими трудностями формирования последовательности радиоимпульсов, у которой от импульса к импульсу меняется уровень излучаемого сигнала. Вторым недостатком является то, что соответствующая последовательность ОС может содержать от 1 до N радиоимпульсов при исходной последовательности 3С в N радиоимпульсов, что делает очень сложным алгоритм обработки таких сигналов в приемнике поисковой установки. По сути, такой приемник должен иметь N каналов. В результате использовать ЗС с большим количеством радиоимпульсов, например, 1000, практически нереально.

С точки зрения частотных свойств ПР существенно, что генерация ответного сигнала на частоте половинной субгармоники сигнала накачки происходит лишь в узкой полосе частот (8-10%), зависящей от уровня запросного сигнала (см. рисунок 1.3).

Соответственно возникает проблема, связанная с тем, что ПР должен сохранять свою работоспособность в различных условиях эксплуатации, в частности в широком диапазоне температур. Изменение температуры окружающей среды влияет на величину емкости диода и, как следствие, при изменении температуры частота сигнала накачки может «выйти» из полосы генерации. Так же не ясно возможно или нет применение широкополосных СН.

Поэтому необходимо: 1) исследование зависимости частотных параметров ПР от температуры окружающей среды и 2) поиск технических решений по расширению полосы генерации у ПР.

Как уже отмечалось в параграфе 1.1.2, ПР обладают специфическими фазовыми свойствами. Это связано с тем, что фаза сигнала, возбуждаемого в параметрическом генераторе на частоте половинной субгармоники СН, является бинарной случайной величиной с дискретностью, равной π [55]. Соответственно, фаза ОС, рассеиваемого ПР на частоте субгармоники ЗС, также является дискретной бинарной случайной величиной.

$$\phi_{OC} = 0, 5 \cdot \phi_{3C}$$
 (3.4.1)
или $\phi_{OC} = \pi + 0, 5 \cdot \phi_{3C}$. (3.4.2)

Экспериментально это впервые показано в [54], где зафиксировано, что для совокупности ПР наблюдается «трепещущая» диаграмма обратного рассеяния на частоте субгармоники ЗС. Это связано с тем, что, ввиду случайного характера фазы ОС, возможно N(N-1)/2 вариантов распределения поля ОС, т.е. видов диаграмм обратного нелинейного рассеяния.

При использовании ЗС в виде радиоимпульсов этот эффект будет проявляться в том, что даже при когерентном характере последовательности

111

радиоимпульсов ЗС будет наблюдаться ОС в виде последовательности радиоимпульсов со случайной фазой, распределенной по бинарному закону. Это обстоятельство может затруднить реализацию когерентного накопления в приемнике системы поиска.

В [57] предлагается для устранения указанного негативного эффекта использовать явление синхронизации ОС внешним сигналом. Для этого ЗС формируется в виде сложного сигнала, состоящего из СН и синхронизирующего сигнала (СС), частота которого совпадет с частотой ОС. В [57] отмечается, что для синхронизации радиоимпульса ОС радиоимпульс СС может быть существенно короче, чем радиоимпульс СН; важно, чтобы СС уже существовал при формировании ОС. Другими словами, необходимо, чтобы передний фронт радиоимпульса СС или совпадал с передним фронтом радиоимпульса СН, или несколько его опережал.

В [57] одновременно отмечается, что радиоимпульсы СС будут являться когерентной помехой приему, поэтому СС необходимо компенсировать при приеме. Для этого в [57] предлагается использовать СС в виде двух следующих сразу друг за другом коротких противофазных радиоимпульсов на частоте ОС. При этом утверждается, что данные парные радиоимпульсы СС взаимокомпенсируются на выходе оптимального приемника, настроенного на прием радиоимульса ОС с существенно большей длительностью.

Однако, как показал наш анализ [124], [127], полной взаимокомпенсации не происходит. Проиллюстрируем это утверждение условными осциллограммами (рисунок 3.3):

На условной осциллограмме (а) представлен ОС с большой длительностью ~т. Условная осциллограмма (б) иллюстрирует результат прохождения ОС через согласованный с ним оптимальный фильтр. На условной осциллограмме (в) представлен короткий синхронизирующий радиоимпульс с малой длительностью т₁. На условной осциллограмме (г) представлен результат успешного прохождения через этот же фильтр этого синхронизирующего радиоимпульса. На условной осциллограмме (г) хорошо видно, что данный синхроимпульс с малой длительностью τ₁ является источником помехи с большой длительностью ~τ на выходе оптимального фильтра.



Рисунок 3.3. Результаты прохождения ответного сигнала и синхронизирующего сигнала через фильтр, согласованный с ответным сигналом.

Для компенсации помехового влияния синхроимпульса в [57] предлагается сразу за синхронизирующим радиоимпульсом излучать компенсирующий радиоимпульс с теми же амплитудой и длительностью τ_1 , но с противоположной фазой высокочастотного заполнения (см. условную осциллограмму (д) на рисунке 3.3). В приемном устройстве, содержащем в своем составе оптимальный фильтр, настроенный на радиоимпульс ОС, длительность которого $\tau >> 2\tau_1$, синхронизирующий и компенсирующий импульсы частично взаимокомпенсируются, и на его выходе появятся два коротких треугольных радиоимпульса с длительностью $2\tau_1$ (см. условную осциллограмму (е) на рисунке 3.3).

Из рисунка 3.3 хорошо видно, что предложенный в [57] механизм компенсации явно недостаточен. Это связано с тем, что появляющиеся на выходе оптимального фильтра короткие радиоимпульсы необходимо будет устранять при последетекторной обработке на основе временной селекции, однако следует иметь в виду, что такая, пусть и частичная, взаимокомпенсация синхронизирующего и компенсирующего радиоимпульсов возможна при их полной идентичности, что достаточно проблематично из-за того, что они возбуждаются и принимаются при разных условиях. Хотя интенсивность этой помехи будет незначительной, она будет накапливаться в приемнике так же, как полезный ОС. В результате излучение длительных последовательностей ЗС с большим числом импульсов становится нецелесообразным.

Кроме того, из соотношений (3.1.1), (3.1.2) следует, что если:

 $\varphi_{\rm OC} - \varphi_{\rm CC} \approx 0.5 \pi$ или 0.5 $\varphi_{\rm CH} - \varphi_{\rm CC} \approx 0.5 \pi$, (3.1.3)

то возникновение в параметрическом генераторе ОС с фазой в соответствии с соотношениями (3.1.1) или (3.1.2) равновероятно. Другими словами, при выполнении соотношения (3.1.3) синхронизации не будет происходить, и последовательность радиоимпульсов ОС станет бинарной случайной последовательностью. Такая ситуация, когда СС и ОС находятся в квадратурах, вполне возможна, так как частоты СС и СН различны и различными могут быть длины их путей от излучаемой антенны до ПР. Соответственно, в определенных точках пространства может выполняться соотношение (3.1.3).

Проведенный анализ позволяет сформулировать основные требования к ЗС и методам приема при решении задачи обнаружения ПР на больших расстояниях [124].

- 1) Так возбуждение как параметрического генератора происходит при определенном значении напряжения накачки, необходимо начальном использование импульсного СН для обеспечения минимально необходимого уровня интенсивности волны СН при одновременном соблюдении санитарных норм на излучение.
- Так как диапазон значений уровня интенсивности волны СН, при которых обеспечивается возбуждение ПР, ограничен, при излучении необходимо варьировать СН по уровню.
- 3) Так как уровень интенсивности волны ОС ограничен некоторым предельным значением, необходимо использование приемника с высокой

чувствительностью, что возможно на основе применения методов оптимального приема и когерентного накопления.

- 4) При возбуждении ПР, наряду с радиоимпульсами СН, необходимо излучать синхроимпульсы, позволяющие создавать условия в ПР для формирования ОС в виде последовательности с детерминированным законом изменения фазы от импульса к импульсу, при этом синхроимпульс должен быть полностью скомпенсирован или селектирован в приемнике поисковой установки.
- 5) Используемые методы формирования запросного сигнала и обработки ответного сигнала в приемнике не должны ограничивать число импульсов в последовательностях радиоимпульсов СН и ОС.

Исходя из приведённого выше анализа, решение задач повышения эффективности поисковых систем, использующих ПР, ограничено двумя направлениями: 1) увеличение чувствительности приемника поисковой установки и 2) поиск конструкций ПР с увеличенным уровнем ОС.

Первое направление связано с необходимостью организации когерентного накопления импульсов ОС от ПР. Здесь необходимо преодолеть две особенности свойств ПР, упомянутые выше: 1) случайность фазы ответного сигнала при облучении ПР когерентной последовательностью СН и 2) слабый уровень ответного сигнала.

Второе направление связано с поиском новых видов и типов ПР, отличных от единственного исследованного в литературе ПР в виде диполя, нагруженного параметрический контур с диодом нелинейной В виде емкости. на Перспективными направлениями здесь является синтез конструкций ПР в виде четырехполюсников (трудностью является отсутствие математической модели ПР на которой можно апробировать и «отработать» новые конструкции) и формирование группового ПР в виде некоторой упорядоченной структуры (здесь наличие «глубоких нулей» и случайность трудностями являются вила диаграммы обратного нелинейного рассеяния).

3.2. Конструкции параметрических расеивателей

В параграфе представлены описания конструкций ПР, известные как по публикациям других авторов [53], [56], [63], [65], так и по публикациям автора [128], [129], [130], [131], [132],

Как уже отмечалось в параграфе 1.2, первые описания конструкций ПР приведены в патенте [53]. Практически описаны нагрузки дипольных ПР в виде параметрического контура и параметрического контура с цепью автомодуляции. Также приведена схема, в отношении которой утверждается, что она является двухконтурным параметрическим генератором, что не соответствует действительности.

В [56] указанные конструкции дипольных ПР (см. рисунок 1.2) изучены экспериментально. При этом все типы ПР являлись субгармоническими ПР, переизлучающими сигнал на частоте половинной субгармоники СН.

В статьях [65] представлен новый тип ПР – двухполюсника в виде рамки, периметр которой равен длине волны СН, нагруженной на параметрический контур (см. рисунок 1.7).

В патенте [63] предлагается конструкция ПР – двухполюсника, у которого индуктивность выполнена в виде закрытого или полузакрытого резонатора. Такая конструкция ПР позволяет, применив полосковую или рефлекторную антенну, устранить влияние тела человека на процесс рассеяния ОС. В [63] описаны конструкции ПР, у которого нагрузкой является СВЧ коаксиальный резонатор с электрической длиной, несколько меньше четверти длины волны ОС, и нелинейной емкостью в виде диода – вариатора. Кроме того, указана конструкция двухрезонаторного параметрического генератора в виде двух СВЧ коаксиальных резонаторов, параллельно которым подключен диод – варактор. Отметим, что в [63] не проводилась экспериментальная апробация предложенных ПР – двухполюсников.

Таким образом, к началу исследований автора работы был хорошо апробирован субгармонический ПР – двухполюсник, при этом известны его конструкции с цепью автосмещения.

Работы по созданию конструкций ПР были продолжены.

Первые идеи были связаны с дальнейшим развитием конструкций, исследованных в [56]. В основном предложения по созданию новых конструкций ПР носят эвристический характер, поэтому в дальнейшем они были апробированы при помощи натурных экспериментов и математического моделирования.

В [128] исследованы свойства известных дипольных и рамочных ПР. Кроме того, автором [128] предложен новый тип ПР, нагрузкой которого являются два последовательно соединённых параметрических контура, струтурная схема которого представлена на рисунке 3.4.



Рисунок 3.4. Двухгенераторный дипольный параметрический рассеиватель.

В [128] были исследованы свойства указанного ПР, в частности, показано, что при определенной расстройке параметрических контуров расширяется полоса частот ЗС, в которой возможна параметрическая генерация субгармонического ОС. Данный тип ПР будет рассмотрен далее.

В [129] автором предложен дипольный ПР (см. рисунок 3.5), у которого в цепь автосмещения введено сопротивление, величина которого зависит от параметра внешней среды, например, термосопротивление или тензосопротивление. В результате частота автомодуляции становится зависимой от определенного параметра внешней среды, что открывает возможность измерения этого параметра.

Дальнейшее развитие конструкций связано с идеей перехода к конструкции ПР в виде четырехполюсника. Преимущества такой конструкции ПР очевидны:

появляется возможность подключить к полюсам данного ПР независимые антенны 3С и ОС.



Рисунок 3.5. Параметрический рассеиватель с цепью автосмещения

Автором предложена конструкция ПР – четырехполюсника [130] в виде четырехполюсника, нагрузкой которого является мостовая схема из 4-х параметрических генераторов (см. рисунок 3.6).



Рисунок 3.6. Структурная схема мостового параметрического рассеивателя

Следует отметить, что схема мостового ПР, представленная на рисунке 3.6, плохо подходит для применения полосковых антенн 3С и ОС, так как эта конструкция предусматривает никак не связанные антенны 3С и ОС, в то время как очевидно, что при полосковой конструкции антенн 3С и ОС они должны иметь общий рефлектор – подложку и, соответственно, становятся гальванически связанными.

Автором предложена конструкция ПР – четырехполюсника [131] на основе последовательного соединения в нагрузке двух параметрических генераторов (см. рисунок 3.7). Данная схема может быть реализована для исполнения антенн ЗС и ОС в виде конструкций, имеющих гальванически связанные рефлекторы, в частности, такими могут быть полосковые антенны.

Заметим, что число параметрических генераторов в нагрузке ПР может быть более чем два, например, три или четыре, при этом очевидно, что антенна 3С должна быть нагружена на все эти последовательно соединенные параметрические генераторы, а антенна ОС – на число от одного до N-1, где N – число параметрических генераторов в нагрузке антенны 3С.



Рисунок 3.7. Структурная схема двухгенераторного параметрического рассеивателя

Аналогичное техническое решение в виде ПР – четырехполюсника предложено автором для двухконтурного ПР [132] (см. рисунок 3.8).



Рисунок 3.8. Структурная схема двухконтурного параметрического рассеивателя

Как и для предыдущего ПР, предполагается использование полосковых конструкций антенн ЗС и ПР.

3.3. Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей

В параграфе представлены описания экспериментальных исследований параметрических рассеивателей выполненных под руководством и при участии автора и опубликованные в [128], [133], [134].

3.3.1. Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей в диапазоне сигнала накачки 600 МГц

B параграфе ланном приведены результаты экспериментальных радиофизических $\Pi P.$ исследований свойств некоторых конструкций руководством участии автора [128], проведенных под И при описан экспериментальный стенд, методика эксперимента, конструкции ПР.

Перед исследованиями была поставлена задача продолжить исследования, начатые в [56].

ΠP. Предпосылками исследований стали следующие свойства исследованных [56]: В узкая полоса частот, В которой происходит параметрическая генерация ОС на частоте половинной субгармоники СН. Так как всем полупроводниковым приборам свойственна зависимость их параметров от температуры, то изменение температуры окружающей среды из-за смещения рабочей точки на вольт-фарадной характеристике диода может привести к рассогласованию контура с линейной частью ПР и, как следствие, к срыву генерации ОС.

Кроме того, необходимыми являются исследования свойств ПР с "закрытым" резонатором (и, в частности, рамочных), известных по [63].

Таким образом, цели экспериментального исследования были определены как:

- исследование зависимости параметров ПР от температуры окружающей среды;
- исследование возможности создания широкополосных ПР;
- сравнительные экспериментальные исследования амплитудных и частотных свойств ПР с открытым и закрытым резонаторами.

Объекты исследований

В качестве объектов исследования были выбраны ПР – двухполюсники: ранее предложенные в [53] и исследованные в [56], [66] дипольный одногенераторный ПР (рисунок 3.9 – а), рамочный одногенераторный ПР (рисунок 3.9 – б), так и новые объекты: рамочный ПР с индуктивностью параметрического контура в виде отрезка коаксиального кабеля (рисунок 3.9 – в); дипольный ПР с двумя параметрическими контурами, настроенными на разные частоты (рисунок 3.9 – г).



Рисунок 3.9 Исследованные ПР: а) дипольный ПР, б) рамочный ПР; в) рамочный ПР с индуктивностью параметрического контура в виде отрезка коаксиального кабеля; г) дипольный ПР с двумя параметрическими контурами, настроенными на разные частоты.

Антенная часть и индуктивность открытого контура ПР изготавливались из целого куска латунной проволоки диаметром 1,5 мм, аналогично [56]; закрытый резонатор выполнялся в виде куска СВЧ кабеля P50-4-21, в качестве переменной

емкости параметрического контура использовался диод Д 311; антенная часть настраивались на частоту СН 600 МГц, параметрический контур ПР настраивался на частоту ОС, равную частоте половинной субгармоники СН (300 МГц).

Описание экспериментальной установки и методики измерений

Измерения проводились на экспериментальном стенде, структурная схема которого представлена на рисунке 3.10.



Рисунок 3.10.

Структурная схема стенда для исследования параметрических рассеивателей:

1- генератор СН; 2- блок измерения частоты СН; 3- блок контроля выходной мощности; 4 – фильтр СН; 5- антенна СН; 6 – параметрический рассеиватель; 7 – антенна, принимающая ОС; 8 – полосовой фильтр на частоту ОС; 9 – измерительный приемник.

В качестве 3С использовался непрерывный СН в диапазоне частот СН 450 – 750 МГц. Полоса, в которой принимался ОС, составляла 200 – 400 МГц. Чувствительность приемника была не хуже 5.10⁻¹⁵ Вт в полосе 120 кГц. Принималась половинная субгармоника СН. Исследуемый ПР располагался на колонне из пенопласта. Поляризация приемной и передающей антенн экспериментальной установки - вертикальная.

В качестве генератора 1, формирующего СН, использовался генератор Г4-128. В качестве блока 2 измерения частоты СН использовался частотомер Ч3-64. В качестве блока 3 контроля выходной мощности использовался цифровой милливольтметр B3-52/1. В качестве приемника 9 использовался селективный микровольтметр SMV 8.5 или анализаторы спектра C4-60, CK4-61. В качестве антенны 5, излучающей CH, и антенны 7, принимающей OC, использовались стандартные измерительные антенны П6-33. Полосовые фильтры 7 и 8 изготовливались по [135]. Измерения проводились при температуре 20°C, кроме исследования на температурную зависимость.

Калибровка измерительного стенда проводилась методом косвенного эталона [136], [94], [33], в соответствии с которым в месте расположения исследуемого ПР помещается эталонная антенна с известной эффективной площадью S на частоте CH и коэффициентом усиления G на частоте OC. После этого измерялись коэффициенты потерь K₁ на частоте CH (в тракте CH на пути «генератор CH – вход эталонной антенны») и K₂ на частоте принимаемого OC (в тракте принимаемого сигнала на пути «выход эталонной антенны – вход приемника»). Плотность потока мощности CH в месте расположения ПР – Π_{CH} и плотность потока мощности OC в месте расположения антенны, принимающей OC, – Π_{OC} вычисляются по соответствующим формулам:

 $\Pi_{\rm CH} = P_{\rm CH} [дБ BT] - K_1 [дБ] - S[дБ M²],$ $\Pi_{\rm OC}|_{R=1M} = P_{\rm OC} [дБ BT] + K_2 [дБ] - G[дБ] - 10,99 [дБ].$

В качестве калибровочной антенны использовалась измерительная дипольная антенна DP3 из комплекта измерителя электромагнитных помех FSM 8.5.

Для использовавшегося в измерении приемника абсолютная ошибка не превышала 1 дБ при относительной ошибке, не превышающей 0,1 дБ. Генератор СН обеспечивал на своем выходе интенсивность сигнала с абсолютной ошибкой, не превышающей 1 дБ, при относительной ошибке, не превышающей 0,1 дБ. Для калибровки использовались та же экспериментальная установка, что и для измерений. Относительная ошибка при калибровке составила 0,1 дБ. Результирующая относительная ошибка составила 0,3 дБ, а суммарная абсолютная ошибка - около 2 дБ.

Результаты экспериментальных исследований

- 1. Величина ОС от рамочных ПР (рисунок 3.9 б) по сравнению с дипольными ПР (рисунок 3.9 а) оказалась выше на 2-3 дБ.
- 2. Вид измеренных характеристик позволяет сказать, что радиофизические свойства ПР с "закрытым" и "открытым" резонаторами качественно не отличаются. Как показали исследования, уровень ОС от ПР с индуктивностью в виде отрезка коаксиального кабеля с электрической длиной несколько меньше четверти длины волны ОС оказался ниже на ~ 5 дБ, что можно объяснить достаточно низкой добротностью коаксиального кабеля. Отметим, что подобный параметрический контур можно использовать и для дипольного ПР, однако его плечи станут несколько больше четверти длины волны, что еще больше снизит его эффективность.
- 3. Исследовались частотные характеристики ПР. Как и в [56], они представляли собой столообразные кривые с плавными краями. С ростом П_{CH}, падающей на ПР, его полоса возбуждения увеличивалась (см. таблицу 3.3.1), однако для больших значений П_{CH} этот рост замедлялся, а с некоторого значения практически прекращался. Таким образом, можно говорить о некоторой предельной полосе возбуждения ПР. Для рассмотренных ПР предельная полоса генерации оказалась ~30%, что шире, чем для ПР, описанных в [56]. Это можно объяснить тем, что добротность антенной части и параметрического контура ПР, исследованных в [56], была меньше, так как частота CH была ниже в 2 раза.

Плотность потока мощности	Полоса параметрической	Максимальная плотность
волны СН, падающей на ПР	генерации	потока мощности волны ОС
-12дБ Вт/м ²	30,5 %	-43 дБ Вт/м ²
-17 дБ Вт/м ²	30 %	-43 дБ Вт/м ²
-22 дБ Вт/м ²	24 %	-43 дБ Вт/м ²
-27 дБ Вт/м ²	18 %	-48 дБ Вт/м ²
-29 дБ Вт/м ²	8 %	-52 дБ Вт/м ²

Таблица 3.3.1

4. Исследовалась зависимость ширины полосы возбуждения ПР от температуры внешней среды. Результаты исследований представлены в таблице 3.3.2.

Из таблицы 3.3.2 следует, что с понижением температуры сужалась полоса частот возбуждения параметрической генерации, однако центральная частота практически не изменялась. Так, при Π_{CH} = -26,6 дБ Вт/м² и нормальной температуре (20 C⁰) полоса генерации составляла 18%. При низкой температуре (-14 C⁰) полоса генерации уменьшилась до 0,8 %, а уровень ОС уменьшился на 4 дБ. Данный результат имеет важное практическое значение, так как открывает возможность использования ПР при различных значениях температуры окружающей среды.

Исследования амплитудных характеристик ПР (зависимости П_{OC} от П_{CH}) при различных температурах показало, что порог возбуждения увеличивается со снижением температуры.

Таблица 3.3.2

Температура среды, окружающей параметрический рассеиватель	Полоса параметрической генерации, П _{CH} = - 27дБ Вт/м ²	Максимальная плотность потока мощности волны ОС
20 C^0	18 %	-48 дБ Вт/м ²
10 C ⁰	18 %	-48 дБ Вт/м ²
$0 C^0$	10 %	-49 дБ Вт/м ²
-10 C^{0}	5 %	-50 дБ Вт/м ²
-14 C ⁰	0,8 %	-52 дБ Вт/м ²

5. Ввиду того, что возбуждение параметрического контура происходит в ограниченной полосе частот СН [55], актуальной является задача расширения этого диапазона. С этой целью был рассмотрен ПР, у которого нагрузкой являлись два параметрических контура [128], соединенных последовательно (рисунок 3.9 - г). При этом полосы возбуждения каждого из параметрических генераторов в нагрузке данного ПР имели различные значения центральной частоты и примерно одинаковую ширину, но перекрывались. В эксперименте наблюдалось расширение полосы возбуждения двухконтурного ПР до 42% при

том, что исходные одноконтурные ПР имели полосы возбуждения ~30%. Измерения проводились при П_{CH}= - 17 дБ Вт/м². Отметим, что в области перекрытия полос, где должны возбуждаться оба параметрических контура, амплитуда генерируемой субгармоники была примерно такая же, как и в областях, где должен возбуждаться только один параметрический контур.

 Были исследованы частотные характеристики ПР (рисунок 3.9 – а) с различной длиной плеч и неизменным параметрическим контуром. Результаты представлены в таблице 3.3.3.

Длина плеч дипольного	Полоса параметрической	Максимали ная плотности
параметрического	генерации	
рассеивателя	Π_{CH} = -17 дБ Вт/м ²	потока мощности волны ОС
71 см	0 %	ответного сигнала нет
69 см	1 %	-91 дБ Вт/м ²
67 см	3 % ⁰	-89 дБ Вт/м ²
65 см	1 %	-90 дБ Вт/м ²
63 см	0 %	ответного сигнала нет
33 см	0 %	ответного сигнала нет
31 см	1 %	-81 дБ Вт/м ²
29 см	4 %	-67 дБ Вт/м ²
25 см	30 %	-43 дБ Вт/м ²
21 см	26 %	-45 дБ Вт/м ²
19 см	5 %	-62 дБ Вт/м ²
17 см	0 %	ответного сигнала нет

Таблица 3.3.3

Из таблицы 3.3.3 следует:

- 1) существует оптимальная, с точки зрения максимального уровня ОС, длина плеч вибраторного ПР;
- в достаточно большом диапазоне изменений длины плеч диполя ПР возбуждаются параметрические колебания с уменьшением уровня ОС до 10дБ и уменьшением полосы возбуждения;

- при существенном изменении параметров антенной части ПР возбуждения не происходит;
- при длине плеч диполя, близкой к длине волны СН, также наблюдался ОС, но с гораздо меньшим уровнем.

Таким образом, можно утверждать, что ПР достаточно "стоек" к внесению изменений в параметры его антенной части, в то же время следует конструировать его антенную систему так, чтобы влияние внешних линейных рассеивателей было минимально. Нахождение линейных отражателей на достаточно близком расстоянии от индуктивности параметрического контура существенно сказывается на его частотных свойствах и может привести к нарушению условий возбуждения параметрических колебаний.

- 7. Изучение амплитудных свойств ПР показало, что:
 - Для исследуемых ПР оказался очень малым (порядка 0,1 дБ) гистерезис, зафиксированный в [56]. Его удалось наблюдать только после тщательной фильтрации СН. В данном случае, проявлялся эффект возбуждения параметрического генератора внешним колебанием на частоте субгармоники [55] за счет существования внеполосных излучений генератора СН. Это говорит о том, что при обеспечении режима навязывания фазы при помощи внешнего синхронизирующего сигнала [57] необходимо обеспечить превышение уровня этого синхронизирующего сигнала над уровнем соответствующих побочных спектральных компонент СН.
 - 2) В соответствии с [54], [56] при превышении некоторого уровня СН происходит срыв субгармонических колебаний. Однако, было обнаружено, что при указанном превышении уровня СН исследованные ПР могли переходить в другой режим, а именно - генерации шумового сигнала. При этом ПР генерировался шумовой сигнал во всей предельной полосе частот, в которой ранее наблюдалось возбуждение субгармонического колебания. Суммарная энергия шумового сигнала оказалась примерно такой же, как и субгармонического, при меньшем уровне СН. При дальнейшем росте СН наблюдался срыв и шумовых колебаний.

АХ дипольного ПР представлена на рисунке 3.11, где наблюдаются области: 1- генерация субгармоники и 2 – генерация шумового сигнала. Спектры ОС для областей 1 и 2 представлены на рисунке 3.12.



Рисунок 3.11. АХ (зависимость плотности потока мощности волны ОС от плотности потока мощности волны СН), падающего на параметрический рассеиватель f_{CH} =600 МГц; Индекс 1 – область генерации гармонического ОС на частоте f_{OC} =300 МГц; индекс 2 – область генерации ОС в виде шумового колебания; $\Delta f_{\Pi Y}$ =1 МГц.

Естественно, что при приеме ОС от ПР в режиме генерации шумового колебания на вход узкополосного приемника попадает лишь малая часть энергии ОС, что и создает впечатление о полном отсутствии ОС, отмеченном в [56]. В частности, изменение полосы частот измерительного приемника с 1МГц до 12 кГц снижало принимаемый сигнал примерно на 20 дБ.





5дБВт/м², $\Delta f_{\Pi \Psi}$ =1МГц); f_{CH} =600МГц, $\Delta f_{\Pi \Psi}$ =1МГц.

Следует отметить, что процессы генерации шумовых или CH сосредоточенных спектру колебаний ПО вне полос или его гармонических или комбинационных составляющих, появляющихся как результат самовозбуждения электронных приборов и устройств при их облучении интенсивными сигналами, является информационным признаком нелинейной радиолокации для систем нового типа _ нелинейнопараметрической радиолокации [123], [120], [121].

3.3.2. Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей в диапазоне сигнала накачки 800 МГц

В данном параграфе приведены результаты экспериментальных исследований радиофизических свойств некоторых конструкций ПР, проведенных под руководством и при участии автора [133], [134].

129

В параграфе 3.2 была предложена новая конструкция ПР в виде четырехполюсника, переизлучающего ОС на частоте половинной субгармоники СН [130]. Конструкция ПР – четырехполюсника предложена исходя из анализа процессной модели ПНР (см. параграф 1.2) и как результат их успешного применения для НР-маркеров (см. параграф 2.2.3), использующих в качестве ОС вторую гармонику СН [75].

В то же время, конструкция ПР, предложенная в патенте [130], не проходила апробацию, хотя ее преимущества очевидны: появляется возможность независимо CH, подключать И настраивать антенну, принимающую И антенну, переизлучающую ОС. Поэтому экспериментальные исследования, начатые в параграфе 3.3.1. были продолжены. Из-за особенностей имеющегося измерительного оборудования измерения выполнялись для СН в диапазоне 800 МГц. Кроме того, представлялось интересным рассмотреть возможности дальнейшего увеличения полосы ПР, в которой происходит генерация ОС, начатого в параграфе 3.3.1. Для ЭТОГО были продолжены исследования дипольных двухгенераторных ПР и исследован дипольный трехгенераторный ПР.

Объекты исследования

В качестве объектов экспериментального исследования были выбраны диполь, нагруженный на одиночный параметрический контур, образованный полупроводниковым диодом и проволочной индуктивностью в виде дужки (см. фото на рисунке 3.13), и диполь, нагруженный на два последовательно включенных таких контура (см. фото на рисунке 3.14), при этом индуктивности были ориентированы в ортогональных плоскостях для уменьшения взаимного влияния.



Рисунок 3.13. Дипольный ПР.

130



Рисунок 3.14. ПР в виде диполя, нагруженного на два последовательно включенных параметрических контура, образованных полупроводниковым диодом и проволочной индуктивностью в виде дужки

Кроме того, было рассмотрено два новых объекта исследования. Первым из них был дипольный трехгенераторный ПР [134], структурная схема и фото которого представлены на рисунке 3.15. Индуктивности данного ПР были ориентированы в ортогональных плоскостях для уменьшения взаимного влияния.



Рисунок 3.15. Дипольный трехгенераторный параметрический рассеиватель

Вторым из новых экспериментально исследованных объектов является мостовой ПР [130], структурная схема которого представлена на рисунке 3.6. Било исследовано

две модели мостового ПР с дипольными антеннами СН и ОС (см. фото - на рисунке 3.16) и с антенной ОС в виде двойного петлевого вибратора (см. фото - на рисунке 3.17).



Рисунок 3.16. Мостовой параметрический рассеиватель с дипольными антеннами



Рисунок 3.17. Мостовой параметрический рассеиватель с антенной ответного сигнала в виде двойного петлевого вибратора

Мостовой ПР назван так условно, по аналогии с [75], и представляет собой четыре параметрических генератора, соединенных последовательно, причем выход четвертого параметрического генератора подключен ко входу первого параметрического генератора. Каждый параметрический генератор образован

параметрическим контуром параллельно соединенными полупроводниковым диодом и проволочной индуктивностью в виде душки. В качестве антенны СН использовался полуволновой диполь на частоте СН. Антенна ОС заменялась в одной реализации использовался так же полуволновой на частоте ОС диполь, во второй реализации диполь заменялся на двойной петлевой вибратор [137] с сопротивлением ≈700 Ом, что сиротствует наилучшему согласованию системы ПГ и антенны ОС в соответствии с моделью мостового ПР, рассмотренной в параграфе 3.5.3.1.

Для всех структур ПР, содержащих несколько параметрических генераторов, предполагается, что при возбуждении все параметрические контуры в системах самосинхронизируются, что обеспечит достаточно большой уровень ОС.

Описание экспериментальной установки и методики изменений и

калибровки

С целью экспериментальной апробации предложенных конструкций ПР был проведен ряд натурных экспериментов. СН выступал непрерывный сигнал в диапазоне частот 770 – 810 МГц, ОС принимался на частоте половинной субгармоники СН. На рисунке 3.18 представлена блок-схема измерительной установки.



Рисунок 3.18. Схема измерительной установки

В качестве генератора СН использовался генератор Г4-139, усилителем СН выступал внешний усилительный блок генератора Г4-128, антенны СН и ОС были изготовлены по конструкции «двойной квадрат» [115]. Поляризация антенны ОС была вертикальной, антенны СН – горизонтальной. Приемником ОС выступал спектр-анализатор R&S PR100.

Особенностью методики измерений являлось то, что одновременно фиксировались интенсивности и ОС, и СН на входе. СН попадал на вход спектранализатора R&S PR100 по побочному каналу через антенну ОС.

Калибровка измерительного стенда выполнялась методом замещения. Блоксхема измерительной установки при калибровке на частоте СН представлена на рисунке 3.19. Для калибровки на частоте СН в место размещения мостового ПР помещалась измерительная антенна R&S®HE300CE с антенным модулем 4067.6458.00, которая подключалась к приемнику ОС, на котором фиксировалось значение принимаемой мощности СН при включенном генераторе СН. Известные калибровочные характеристики калибровочной антенны позволили пересчитать это значение в величину интенсивности волны СН, падающей на калибровочную антенну П_{СН КАЛ}. Далее приемник отключался от калибровочной антенны и подключался к измерительной антенне ОС стенда. Приемник ОС настраивался на частоту СН и фиксировал значение СН на своем входе Р_{СН КАЛ}.



Рисунок 3.19. Схема установки для проведения калибровки на частоте СН

Кроме того, при калибровке проверялась линейность побочного канала на частоте СН. Для этого мощность СН уменьшалась на небольшую величину (3-4 дБ). Величина уменьшения сигнала, фиксированного на частоте СН и при помощи калибровочной антенны СН, и по побочному каналу, оказалась одинаковой, что говорит о линейности побочного измерительного канала и корректности примененного метода измерения уровня интенсивности волны СН, падающей на измеряемый ПР.

Результатом калибровки на частоте СН является получение соответствия величины П_{СН КАЛ} - интенсивности волны СН в месте предполагаемого расположения измеряемого ПР и величины Р_{СН КАЛ} - уровня мощности СН, фиксируемого на входе приемника по побочному измерительному каналу. Эти две величины позволяют вычислить калибровочный коэффициент на частоте СН как:

$$K_{\rm CH \, KAЛ} = \Pi_{\rm CH \, KAЛ} - P_{\rm CH \, KAЛ}$$
 (3.3.1)

При измерениях искомая величина П_{CH} интенсивности волны CH, падающей на измеряемый ПР, определяется по измеренному значению величины P_{CH} - уровня мощности CH, зафиксированного на входе приемника по побочному измерительному каналу.

$$\Pi_{\rm CH} = P_{\rm CH} + K_{\rm CH \, KA\pi} \quad . \tag{3.3.2}$$

Блок-схема измерительной установки при калибровке на частоте ОС представлена на рисунке 3.20.

Ha OC ΠР частоте В место размещения мостового помещалась измерительная антенна R&S®HE300CE с антенным модулем 4067.6606.00, вспомогательный измерительный которая нагружалась на генератор R&S®SMJ100A, излучающий калибровочный сигнал на частоте ОС, который принимался антенной ОС и фиксировался приемником ОС.



Рисунок 3.20. Схема установки для калибровки на частоте ОС Задачей калибровки является вычисление величины П_{ОС КАЛ} - интенсивности волны на частоте ОС, которую калибровочная антенна формирует на расстоянии 1 м в направлении измерительной антенны ОС. Эта величина определяется как:

 $\prod_{OC \; \text{KAJ}} = P_{OC \; \text{FEH}} \, G_{OC \; \text{KAJ}} / 4 \pi$,

где Р_{ОС ГЕН} – величина мощности на частоте ОС, которую вспомогательный генератор формирует на входе калибровочной антенны, G_{ОС КАЛ} – величина коэффициента усиления по мощности калибровочной антенны на частоте ОС.

Кроме того, на входе приемника измерительного стенда фиксируется значение мощности Р_{ОС КАЛ} на частоте ОС, принимаемой антенной ОС стенда.

Результатом калибровки на частоте ОС является получение соответствия величины $\Pi_{OC \ KAЛ}$ - интенсивности волны на частоте ОС, которую калибровочная антенна формирует на расстоянии 1 м в направлении измерительной антенны ОС стенда, и величины $P_{OC \ KAЛ}$ - уровня мощности ОС, фиксируемого на входе приемника на частоте ОС. Эти две величины позволяют вычислить калибровочный коэффициент на частоте ОС как:

$$K_{\rm OC \ KAЛ} = \Pi_{\rm OC \ KAЛ} - P_{\rm OC \ KAЛ}$$
 (3.3.3)

При измерениях искомая величина П_{ос} - интенсивности волны ОС, которую исследуемый ПР формирует на расстоянии 1 м в направлении измерительной

136

антенны ОС стенда, определяется по измеренному значению величины P_{OC} уровня мощности ОС, зафиксированного на входе приемника.

$$\Pi_{\rm OC} = P_{\rm OC} + K_{\rm OC \ KA\pi} \quad . \tag{3.3.4}$$

Результаты измерений

В процессе исследования было получено, что одноконтурный ПР может генерировать ОС в полосе ~8.1%, двухконтурный - в полосе порядка 18%. При исследовании трехгенераторной модели ПР удалось установить полосу генерации ОС до 34%. Хорошо зарекомендовала себя мостовая схема, на ней удалось установить полосу генерации ОС до 35%. Опираясь на проведенный эксперимент, можно сказать, что увеличение числа ПГ в нагрузке ПР можно рассматривать как путь расширения полосы генерации ОС, например, для использования СН с линейной частотной модуляцией.

На рисунках 3.21, 3.22 представлены графики экспериментально измеренных АХ для исследованных ПР.



Самым эффективным как по максимальному уровню ОС, так и по уровню СН, при котором происходит возбуждение ПР, оказался мостовой ПР. Динамический диапазон, в котором наблюдалась генерация у мостового ПР, составил примерно 7 дБ, максимальный уровень ОС на 5 дБ превысил такой уровень у дипольного ПР, нагруженного на один ПГ. При этом на последнем участке уровень ОС пришел в насыщение. Мостовой ПР с двойным петлевым вибратором в качестве антенны ОС, имеющим сопротивление излучения примерно 700 Ом, оказался еще лучше мостового ПР с дипольными антеннами СН и ОС по уровню максимального излучения на 5,4 дБ и на 32,2 дБ по уровню возбуждения.

Сравнивая дипольные ПР, можно отметить тенденцию, что увеличение числа ПГ в нагрузке приводит к увеличению минимального уровня СН, необходимого для возбуждения ПР, и одновременно к увеличению уровня максимального ОС, что может быть использовано для формирования ПР с заданной АХ. Срыв генерации ПР для дипольных ПР не наблюдался, так как возможности измерительной установки были ограничены уровнем СН примерно -17,7 дБ Вт/м², при котором генерация ОС еще наблюдалась для всех исследованных дипольных ПР.

3.4. Учет амплитудных и фазовых свойств параметрических расеивателей в задачах поиска нелинейных радиоответчиков

В параграфе представлены результаты исследований, выполненных под руководством и при участии автора и опубликованные в [124], [138], [126].

3.4.1. Учет амплитудных свойств параметрических расеивателей в задачах поиска нелинейных радиоответчиков

Учет амплитудных свойств ПР связан с реализаций требований 1, 2 и 5, выдвинутых в параграфе 3.1., и может быть выполнен на основе формирования 3С в виде серий с большим числом радиоимпульсов одинаковой интенсивности, при этом интенсивность импульсов СН меняется от серии к серии или от пачки серий к пачке серий (см. рисунок 3.23).



Рисунок 3.23. Условная временная зависимость серии радиоимпульсов СН

Предложенная структура последовательностей серий радиоимпульсов СН позволяет реализовать максимально возможный шаг изменений амплитуды, соответствующий динамическому диапазону существования ОС в используемом ПР.

3.4.2. Учет фазовых свойств параметрических расеивателей в задачах поиска нелинейных радиоответчиков (теория синхронизации параметрических расеивателей)

В параграфе представлены результаты исследований, выполненных под руководством и при участии автора и опубликованные в статьях [139], [73], [124], [127], [140], [141] [79], [142] монографиях [126], [138] патентах [143], [144], [145], [146], [147], [148], [149], [150], [151] трудах и тезисах конференций [152], [153], [154], [155], [156], [157], [158].

3.4.2.1. Синхронизация одиночных параметрических расеивателей

Использование узкополосных сигнала накачки и синхросигнала на частоте субгармоники сигнала накачки

Выше был сделан вывод о необходимости использования в составе 3С серий последовательностей радиоимпульсов СН.

Выполнение требований 3, 4 и 5, выдвинутых в параграфе 3.1, эквивалентно задаче создания оптимального приемника, принимающего длинную последовательность радиоимпульсов ОС с известным законом кодирования. При этом, как уже отмечалось выше, необходимо обеспечить полную компенсацию синхронизирующего импульса. Для ее решения можно использовать несколько механизмов. Рассмотрим их.

Прежде всего, предложенный в [57] механизм компенсации СС может быть несколько улучшен, если противофазные синхронизирующий и компенсирующий радиоимпульсы излучать через некоторый малый промежуток времени τ_2 . Это, с одной стороны, позволит излучать оба импульса в одинаковых условиях и лучше обеспечить их идентичность, а с другой стороны, сохраняет предложенный механизм

компенсации: на выходе оптимального фильтра появляются два коротких трапециевидных радиоимпульса с длительностью $2\tau_1+\tau_2$. Поясним сказанное при помощи условных осциллограмм на рисунках 3.24 и 3.25, где, соответственно, представлены условные осциллограммы синхронизирующего сигнала и результат его обработки в оптимальном приемнике для CC, предложенного в [57] и предлагаемого нового CC. Появление участка с амплитудой ΔV связано с неидентичностью радиоимпульсов, так как второй радиоимпульс CC излучается в условиях уже работающего генератора, соответственно, значительно различаются переходные процессы. На рисунках 3.26 и 3.27, представлены условные осциллограммы синхронизирующего сигнала и результат его обработки в оптимальном приемнике для предлагаемого сС. Хорошо видно, что из-за того, что можно обеспечить идентичность первого и второго радиоимпульсов CC, на выходе согласованного фильтра исчезает участок между выходными радиоимпульсами.



Рисунок 3.24. Вид синхронизирующего сигнала, предложенного в [57]



Рисунок 3.26. Вид предлагаемого синхронизирующего сигнала



Рисунок 3.25. Результат обработки СС, предложенного в [57], в оптимальном приемнике, настроенном на ОС.



Рисунок 3.26. Результат обработки предлагаемого СС в оптимальном приемнике, настроенном на ОС

Для выполнения требования 4, выдвинутого в параграфе 3.1, необходимо одновременно создать механизмы обеспечения полной компенсации синхроимпульсов и механизм, препятствующий оптимальному накоплению импульсной последовательности синхронизирующих И компенсирующих радиоимпульсов (их нескомпенсированных остатков), при ЭТОМ последовательность радиоимпульсов ОС должна одновременно когерентно накапливаться в этом же приемнике.

Другими словами, необходимо обеспечить, чтобы фазы радиочастотного заполнения последовательности из *n* радиоимпульсов OC, например, подчинялись бинарному закону G(t) и принимали значения «1» и «-1» на временных отрезках равной протяженности, а фазы первых импульсов радиочастотного заполнения последовательности СС подчинялись синхронному к нему аналогичному бинарному закону D(t). Приемник должен быть настроен на оптимальный когерентный прием радиоимпульсов ОС, фаза радиочастотного заполнения которых изменяется в соответствии с бинарным законом G(t). Бинарный закон D(t)должен быть ИЗ всех возможных таким, чтобы результат прохождения соответствующей последовательности через тот же оптимальный приемник был бы наихудшим ИЗ всех возможных видов синхронных бинарных последовательностей той же длительности.

Основная идея В решении данной задачи связана С тем, что синхронизирующий и компенсирующий радиоимпульсы практически идентичны, и роль синхронизирующего может принимать на себя не только первый, но и этом первый второй радиоимпульс, при И второй импульсы данного синхронизирующего сигнала всегда противофазные. Учитывая, что выполняется условие $2\tau_1 + \tau_2 \ll \tau$, можно без существенных потерь нарушить требование синхронизма для радиоимпульсов CH на величину не более $2\tau_1 + \tau_2$.

Возможность выполнять синхронизацию то от первого, то от второго из пары радиоимпульсов СС позволяет формировать на ПР последовательность радиоимпульсов ОС, закодированную по закону G(t), синхронизируемую,

142

излученной по закону D(t) последовательности синхронизирующих и компенсирующих радиоимпульсов, на основе следующего алгоритма.

- 1) В пространство излучается СС в виде синхронной последовательности пар синхронизирующих и компенсирующих радиоимпульсов, при этом первые импульсы в каждой паре закодированы по закону D(t). Эта синхронная последовательность СС наихудшим образом накапливается в приемнике, настроенном на последовательность G(t).
- 2) Если текущие символы законов G(t) и D(t) совпадают, то радиоимпульс CH излучается одновременно с первым радиоимпульсом CC, если нет, то радиоимпульс CH излучается одновременно со вторым радиоимпульсом CC. В результате на ПР формируется последовательность радиоимпульсов OC, закодированная по закону G(t), которая, несмотря на некоторую несинхронность, будет оптимально накапливаться в приемнике, настроенном на последовательность G(t).

То, что синхронизирующим может быть как первый, так и второй радиоимпульс СС, позволяет в данной задаче реализовать еще один метод компенсации.

Он CH сериями заключается В TOM, что излучается ИЗ пар последовательностей. При этом если для первой последовательности 3C радиоимпульсы OC кодируются по закону G(t), а радиоимпульсы CC – по закону D(t), то для второй последовательности радиоимпульсов CC кодируется по закону D(t), при том же законе кодирования G(t) для последовательности радиоимпульсов ОС.

Такое построение 3С позволяет при обработке ОС теоретически полностью компенсировать СС путем сложения принятых реализаций ОС первой и второй последовательности из пары, так как в них радиоимпульсы СС противофазны и синхронны. Следует отметить, что в результате сложения первой и второй реализаций последовательности радиоимпульсов ОС сложатся в фазе со сдвигом на величину $\tau_1 + \tau_2$, причем исчезает принятая ранее несинхронность ОС.

143

Описанный режимы работы обнаружителя ПР иллюстрируется условными осциллограммами серий из пар последовательностей, состоящих из трех импульсов, представленными на рисунке 3.28.



Рисунок 3.28. Условные осциллограммы формирования в ПР и обработке в приемнике 3С (СН и СС) и ОС в виде серий из пар последовательностей, состоящих из трех импульсов.

На рисунке 3.28 представлены условные осциллограммы: а – закон D(t) кодирования СС; б – закон G(t) кодирования ОС; в – СС в первой последовательности из пары, закодированный по закону D(t); г – СН первой последовательности из пары (моменты возникновения радиоимпульсов СН
соответствуют закону G(t); д – результат генерации ОС в первой последовательности из пары, закодированный по закону G(t); е – СС во второй последовательности из пары, закодированный по закону -D(t); ж – СН второй последовательности из пары (моменты возникновения радиоимпульсов СН соответствуют закону G(t)); з – результат генерации ОС во второй последовательности из пары (он закодирован по закону G(t)); и – результат сложения ОС первой и второй реализаций парных последовательностей.

На рисунке 3.28 хорошо видно, что реализации СС (условная осциллограмма (в и условная осциллограмма (е)) синхронны и противофазны и должны полностью взаимно компенсироваться при сложении. Результирующий ОС тоже синхронный, закодирован по закону G(t) и имеет вид радиоимпульса с пирамидальной формой, который в аналитическом виде может быть записан как:

$$U_{OC}(t) = (G(t) + G(t + \tau_1 + \tau_2)) \cdot A(t, \tau) \cdot \cos \omega t , \qquad (3.4.4)$$

где $A(t, \tau)$ – периодическая функция прямоугольных видеоимпульсов с длительностью τ . Для такой функции легко синтезируется оптимальный фильтр. В то же время оптимальный фильтр, соответствующий прямоугольному радиоимпульсу с длительностью $\tau + \tau_1 + \tau_2$, будет близок к оптимальному фильтру, согласованному с сигналом вида (3.4.4).

Следует отметить, что ступенчатость результирующих радиоимпульсов можно уменьшить, если ограничить на величину $\tau_1 + \tau_2$ длительность радиоимпульсов СН во второй серии.

Возвращаясь к выполнению требования 4 о создании условий в ПР для синхронизации ОС, следует предусмотреть меры по устранению ситуации, при которой в ПР будет выполняться соотношение (3.4.3).

Для устранения этого негативного эффекта предлагается излучать 3С в виде циклов из парных серий. При этом, если для одной из серий радиоимпульсов 3С в силу определенного пространственного расположения поисковой установки и ПР будет выполняться соотношение (3.4.3), то для другой из парных серий соотношение (3.4.3) гарантированно не выполняется. Это достигается тем, что данные серии излучаются при противофазных значениях фазы сигнала накачки, что просто реализовать конструктивно. Действительно, пусть для первой серии цикла

$$0,5\cdot\phi_{CH1}-\phi_{CC}\approx 0,5\cdot\pi$$
,

тогда, для второй серии цикла:

$$0.5 \cdot \varphi_{CH2} - \varphi_{CC} = 0.5 \ (\varphi_{CH1} - \pi) - \varphi_{CC} \approx 0 \neq 0.5 \cdot \pi$$
. (3.4.5)

Из (3.4.5) следует, что условия для синхронизации ОС от СС выполняются. Таким образом, ОС в виде когерентной последовательности радиоимпульсов всегда будет переизлучаться хотя бы для одной из последовательностей в парном цикле. Проиллюстрируем указанный механизм на примере излучения цикла из парных серий последовательностей ЗС, состоящих из 2-х радиоимпульсов, представленных на рисунке 3.29.



Рисунок 3.29. Условные осциллограммы ЗС в виде циклов из парных серий.

На рисунке 3.29 представлены условные осциллограммы: а – парный цикл из 2-х последовательностей радиоимпульсов СН (фазы радиоимпульсов для 1-й и 2-й последовательностей отличаются на π); б – последовательности радиоимпульсов СС; в – последовательности радиоимпульсов СС, сдвинутые в приемнике на

период следования Т; г – результат когерентного сложения радиоимпульсов СС в приемнике (накопления не происходит); д – результат преобразования радиоимпульсов СН в ПР (для первой последовательности радиоимпульсов синхронизации не происходит из-за того, что СС и ОС - в квадратурах, для второй последовательности наблюдается синхронизация); е – последовательности радиоимпульсов ОС, сдвинутые в приемнике на период следования Т; ж – результат когерентного сложения радиоимпульсов ОС в приемнике (для первой последовательности накопления не происходит, для второй наблюдается).

Таким образом, на основе реализации описанных выше механизмов компенсации и синхронизации возможно осуществление когерентного накопления ОС в приемнике обнаружителя ПР.

Использование в качестве сигналов накачки ЛЧМ радиоимпульсов

Одним из методов повышения чувствительности поисковых радарных установок является применение линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) радиоимпульсов, которые могут быть существенно сжаты при обработке в приемнике поисковой установки.

Возникает вопрос: может ли данная технология быть применена для увеличения дальности обнаружения ПР. Есть основания ответить на данный вопрос положительно [124], [153], [159], [157]. В [128] экспериментально установлено, что ПР могут генерировать ОС в полосе ~30%. Там же предложена конструкция ПР с расширенной до ~40% полосой частот генерации (см. параграф 3.2.1, рисунок 3.9-г).

Считая, что ОС переизлучается в диапазоне 300 Мгц, и задавая длительность ЛЧМ радиоимпульса от 1÷10 мкс, можно прийти к заключению, что база этого ЛЧМ радиоимпульса будет в районе 100÷1000, что соответствует потенциальному увеличению чувствительности 20÷30 дБ. Другими словами, применение технологии ЛЧМ радиоимпульса перспективно только в комплексе с уже описанными выше методами обработки принимаемых последовательностей радиоимпульсов ОС. Соответственно, для этого потребуется излучение вместе с сигналом накачки синхронизирующих радиоимпульсов с их последующей компенсацией при приеме ОС или, по крайней мере, ослаблением [147]. Так как

последовательность радиоимпульсов СН несинхронная, парные синхронизирующие радиоимпульсы будут неидентичными.

Синхронизация ОС происходит в очень короткий момент времени. Именно в этот момент мгновенная частота синхронизирующего радиоимпульса должна совпадать с частотой возбуждаемого радиоимпульса ОС. В остальные моменты времени вид радиоимпульсов СС может отличаться от вида радиоимпульса ОС. Например, радиоимпульс ОС может иметь постоянную частоту или даже быль ЛЧМ радиоимпульсом с обратным законом изменения частоты по сравнению с радиоимпульсом ОС [151].





На рисунке 3.30 представлены осциллограммы результатов машинного эксперимента по прохождению через фильтр, согласованный с прямоугольным ЛЧМ радиоимпульсом длительностью 10 мкс и изменением частоты от 250 МГц до 300 МГц, коротких радиоимпульсов, имеющих длительность 1 мкс: первый импульс соответствует входному радиоимпульсу без частотной модуляции, имеющему частоту высокочастотного заполнения 255 МГц, второй импульс соответствует входному радиоимпульсу с изменением несущей частоты по линейному закону от 250 МГц до 255 МГц, третий импульс соответствует входном радиоимпульсу от 250 МГц, третий импульс соответствует входном радиоимпульсу от 250 МГц, третий импульс соответствует входном радиоимпульсу от 250 МГц до 255 МГц, третий импульс соответствует входном радиоимпульсу от 250 МГц до 255 МГц, третий импульс соответствует входном радиоимпульсу от 250 МГц до 255 МГц, третий импульс соответствует входном радиоимпульсу от 250 МГц до 255 МГц, третий импульс соответствует входном радиоимпульсу от 250 МГц до 255 МГц, третий импульс соответствует входном радиоимпульсу от 250 МГц до 255 МГц, третий импульс соответствует входном радиоимпульсу от 250 МГц до 255 МГц, третий импульс соответствует входном радиоимпульсу с изменением несущей частоты по линейном закон от

255 МГц до 250 МГц. Хорошо видно, что радиоимпульс с обратным законом изменения частоты хуже всего проходит через фильтр, согласованный с прямоугольным линейно-частотно-модулированным радиоимпульсом длительностью 10 мкс и изменением частоты от 250 МГц до 300 МГц, при этом наблюдается расплывание, но на величину меньше базы.

Таким образом, для нашего случая в качестве СС подходят короткие ЛЧМ радиоимпульсы с обратным законом изменения мгновенной частоты ПО отношению к радиоимпульсам ОС. Эти импульсы должны быть разнесены по времени как можно дальше, соответственно, приходим к структуре парных CC. прервый CC радиоимпульсов при этом радиоимпульс должен синхронизировать ОС своим задним фронтом, а второй – передним. Такое построение СС приводит к тому, что после прохождения через согласованный фильтр с радиоимпульсом ОС они только сомкнутся друг с другом. Отметим, что оба радиоимпульса СС одинаковые по форме, а их фазы определятся моментами синхронизации.

Результат машинного эксперимента по прохождению через фильтр, согласованный с ЛЧМ радиоимпульсом ОС с изменением частоты от 250 МГц до 300 МГц и имеющий длительность 10 мкс, сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов с длительностью 1 мкс и с линейным изменением частоты от 255 МГц до 250 МГц представлен на рисунке 3.31.



Рисунок 3.31 Результат машинного эксперимента по прохождению через фильтр, согласованный с ЛЧМ радиоимпульсом ОС. а) на входе

согласованного фильтра, б) на выходе согласованного фильтра.

Слева представлены сдвоенные вспомогательные радиоимпульсы, справа осциллограмма сигнала на выходе согласованного фильтра. Следует отметить, что сигналы в процессе прохождения через фильтр смыкаются, но не накладываются. В короткой области перекрытия существенно, что исходные импульсы противофазные, поэтому увеличения сигнала не наблюдается.

Естественно, что описанные выше механизмы учета амплитудных и фазовых свойств ПР и учета возможности срыва синхронизации из-за квадратурного соотношения между фазой СС и ОС необходимо использовать и в данном случае.

Использованием синхросигналов на частотах вне полосы приемника

Синхронизация при использовании двухконтурного параметрического рассеивателя

Излучение СС на частоте ОС является существенной проблемой развития систем обнаружения ПР на больших расстояниях. Хотя выше было предложено два механизма компенсации данной когерентной помехи, ее полное устранение невозможно, данная помеха будет определять И именно достижимую чувствительность приемника поисковой установки. Рассмотрим возможности формирования синхронизирующих сигналов вне полосы приемника поисковой установки. В [57] предлагается для этой цели использовать двухконтурный ПР с собственными частотами параметрических контуров f₁ и f₂. При облучении двухконтурного ПР ЗС с частотой $f = f_1 + f_2$ происходит параметрическая генерация и на частоте f_1 , и на частоте f_2 . Как правило, антенна ОС настраивается на одну из частот f_1 или f_2 , соответственно, другая частота называется «холодной», уровень излучения на данной частоте мал. Фазы частот f_1 и f_2 могут принимать любое значение от 0 до 2π , но связаны соотношением $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$, где φ – фаза 3С, φ_1 , φ_2 – соответственно фазы ОС на частотах f_1 и f_2 .

В [57] предлагается «задавать» фазу на частоте f_1 внешним СС, фаза которого должна изменяться по определенному закону. Фаза ОС на частоте

150

 f_2 будет изменяться по тому же закону, что и на частоте f_1 . ОС принимается на частоте f_2 , при этом СС не является когерентной помехой и может быть устранен при помощи частотной селекции.

При использовании данного метода синхронизации ОС могут возникнуть помехи от сторонних нелинейных рассеивателей. Механизм возникновения данных помех заключается в том, что на оказавшихся в зоне облучения ЗС нелинейных рассеивателях, например, полупроводниковых нелинейных элементах в радиоэлектронной аппаратуре, одновременно наводятся ЗС с частотой f и синхронизирующий сигнал с частотой f_1 . В результате взаимодействия данных сигналов на нелинейных элементах помеховых нелинейных рассеивателей в пространство рассеиваются помеховые сигналы на частоте f_2 , когерентные полезному ОС.

Указанную помеху можно компенсировать методами, описанными выше. Для этого необходимо дополнительно к синхронизирующему радиоимпульсу на частоте f_1 через промежуток времени больший, чем время переходных процессов генератора синхроимпульсов, излучать компенсирующий импульс тоже на частоте f_1 , но с инвертированной фазой [145]. В результате помеха будет иметь ту же структуру, что и СС, описанный выше, и для ее компенсации могут быть применены предложенные методы формирования ОС. Соответственно, синхронизация может производиться как от первого, так и от второго из импульсов пары путем вариации моментов излучения СН.

Формирование синхронизирующего сигнала путем нелинейного преобразования облучающих сигналов в одноконтурном параметрическом

рассеивателе

Использование двухчастотного ПР позволило применить СС на частоте, отличной от частоты ОС. В то же время, уровень полезного ОС от двухконтурного ПР ниже, чем от одноконтурного ПР, так как часть энергии сигнала накачки преобразуется в колебание на «холодной» частоте. Поэтому перспективным представляется рассмотреть возможность использования одноконтурного ПР, но с синхронизацией фазы ОС вне полосы рабочего ОС, то есть субгармоники СН. Такое техническое решение возможно, если СС будет формироваться в самом ПР или в непосредственной близости от него. Такой СС не будет являться помехой, так как ПР находится на достаточном удалении от приемного устройства и СС успеет затухнуть.

Методом формирования такого CC нелинейное может выступать преобразование одного или нескольких сигналов [146], [156] отличных по спектру от ОС. Назовем такие сигналы формирующими сигналами (ФС). Ограничимся условиями, что используемое нелинейное преобразование должно быть второго порядка, как дающее наибольший эффект на диодных системах, и тем, что число сигналов, формирующих синхроимпульс на дополнительных нелинейном элементе ПР, должно быть минимальным. Можно выделить три способа такого «нелинейного» формирования СС.

1. ФС излучается на частоте в два раза меньше частоты ОС, то есть в четыре раза меньше частоты СН. Вторая гармоника ФС является СС:

$$f_{\Phi C} = 0.5 f_{CC} = 0.5 f_{OC} = 0.25 f_{CH}$$
.

2. ФС излучается на двух частотах $f_{\Phi C1}$ и $f_{\Phi C2}$. СС является одна из их комбинационных частот, как правило, суммарная или разностная:

$$f_{\Phi C1} \pm f_{\Phi C2} = f_{CC} = f_{OC} = 0,5 f_{CH}$$
.

По-видимому, наиболее перспективным является использование разностной спектральной составляющей, например, частота

$$f_1 = 0,75 f$$
, a $f_2 = 1,25 f$.

3. ФС излучается на частоте, в полтора раза превышающей частоту СН, а СС формируется как разностная комбинационная частота ФС и СН:

$$f_{\Phi C} = 1,5 f_{CH}$$
 ,
 $f_{\Phi C} - f_{CH} = 1,5 f_{CH} - f_{CH} = 0,5 f_{CH} = f_{CC} = f_{OC}$.

Указанные нелинейные преобразования могут происходить на нелинейном элементе, входящем в состав параметрического генератора, являющегося нагрузкой ПР. Как правило, это полупроводниковый диод, выступающий в роли варактора. Однако, эксперименты показали, что при этом могут происходить и другие нежелательные нелинейные явления, такие как блокирование, срыв параметрической генерации и т.п. Поэтому более перспективным является техническое решение, в соответствии с которым в конструкцию ПР специально введен вспомогательный нелинейный рассеиватель [148], например, полупроводниковый диполь, нагруженный на диод (см. рисунок 3.32). В данной конструкции возможно предусмотреть применение в ПР полосовой антенны или полосового фильтра на частоты СН и ОС, обозначенного на рисунке 3.32 как ПФ.

Следует отметить, что при рассматриваемом «нелинейном» способе синхронизации ОС поисковая система, как и в описанном выше случае применения двухконтурного ПР, может подвергнуться помехам, образующимся на нелинейностях радиоэлектронной аппаратуры сторонних объектов, случайно оказавшихся в зоне облучения. Данные помехи могут оказаться достаточно интенсивными, так как ФС должен излучаться с уровнем, близким к уровню СН. В результате на помеховых нелинейных рассеивателях будут образовываться помехи, когерентные ОС.



Рисунок 3.32. Конструкция параметрического рассеивателя для нелинейного способа синхронизации

Как и для случая двухконтурного ПР, данную помеху можно скомпенсировать перечисленными выше методами [146]. Для этого формируется СС в виде парных коротких противофазных радиоимпульсов. При этом для первого способа нелинейного формирования СС фаза второго импульса ФС изменяется на $\pi/2$, что позволяет инвертировать второй импульс в СС. Для второго способа нелинейного формирования СС импертировать второй импульс в СС. Для второго способа нелинейного формирования СС импертировать второй импульс в СС. Для второго способа нелинейного формирования СС инвертируется фаза второго импульса ФС только на

одной из частот. Для третьего способа нелинейного формирования СС специфика заключается в том, что второй импульс ФС должен излучаться в противофазе, при этом его длительность равна времени перекрытия первого импульса ФС и импульса СН.

Для «нелинейного» способа формирования СС также необходимо использовать предложенные выше механизмы учета амплитудных свойств ПР и устранения возможности срыва синхронизации из-за квадратурного соотношения между фазой СС и ОС.

Таким образом, проведенный анализ позволяет утверждать, что возможно создание установки поиска и обнаружения параметрических рассеивателей, использующей принципы когерентного накопления ответного сигнала в приемнике и большое число импульсов в последовательностях сигналов накачки и ответных сигналов. Обязательным условием для этого является использование сложных зондирующих сигналов, в состав которых, наряду с радиоимпульсами сигнала в накачки, должны входить короткие радиоимпульсы синхронизирующих сигналов или радиоимпульсы сигналов, формирующих синхронизирующие сигналы путем нелинейного преобразования. При этом одновременно должна быть решена задача компенсации в приемнике синхронизирующих сигналов или нелинейных помех.

3.4.2.2. Отражательные решетки из параметрических рассеивателей

В данном параграфе представлены полученные автором оригинальные результаты и опубликованные в [141], [152],

Механизмы синхронизации в отражательных решетках из параметрических рассеивателей

Как и в гармоническом случае, отражательные решетки из ПР (см. параграф 2.3.1) могут строиться как нелинейные отражательные решетки 1-го типа (т.е.

154

антенны ОС и ЗС строятся в виде решеток) и как нелинейные отражательные решетки 2-го типа (т.е. из независимых элементов). Свойства нелинейных отражательных решеток 1-го типа из ПР определяются аналогично рассмотренному в параграфе 2.3.1 гармоническому случаю и заключаются в трансформации АХ в соответствии с выражением.

Для анализа отражательных решеток из ПР 2-го типа необходимо учесть фазовые свойства ПР. В [54] показано, что фазовые свойства ПР определяются свойствами параметрического генератора [55], являющегося его нагрузкой, у которого фаза РС является случайной бинарной величиной.

Выражение для фазы рассеянного сигнала может быть записано как [73]:

$$\varphi_{\rm OC} = (\varphi_{\rm 3C} + \Delta \varphi_{\rm 3C} + j_{\rm 3C} \pi)/n + i_n \pi + \Delta \varphi_{\rm OC} + j_{\rm OC} \pi + \varphi_n . \qquad (3.4.6)$$

В (3.4.6) принципиально, что значение i_n не может быть предсказано, и одному значению фазы ЗС при возбуждении ПГ может соответствовать два значения фазы ОС, отличающихся на π . В результате, диаграмма обратного нелинейного рассеяния от системы из ПР носит случайный вид [54].

В [57] предложено для снятия неоднозначности фазы ОС от ПР в составе ЗС, наряду с СН, излучать дополнительный СС на частоте субгармоники СН, который «навяжет» свою фазу ОС при возбуждении элементов отражательной решетки из ПР, что стабилизирует вид диаграммы обратного нелинейного рассеяния.

Так как направление облучения волн ЗС и СС совпадает, то вид диаграммы обратного нелинейного рассеяния от такой структуры рассчитать достаточно легко: можно считать, что система линейных рассеивателей облучается электромагнитной волной с частотой ОС (то есть СС).

Другим путем стабилизации диаграммы обратного нелинейного рассеяния является введение в систему одного или нескольких ПР, возбуждение ОС у которых происходит при меньшем уровне интенсивности волны 3С, чем у остальных [160].

Для данного механизма синхронизации существенно, что направление облучения волн ЗС и СС не совпадает. По этой причине проявляется эффект,

указанный в параграфе 3.4.2.1, когда синхронизация ОС от ПР при наличии СС не будет происходить. Дело в том, что всегда существуют такие точки пространства, где будут выполняться условия (3.3.3), при которых синхронизации ОС от СС не происходит.

Нетрудно показать, что геометрическое место таких точек – параболы. Уравнение первой параболы, для которой разность фаз в выражении (3.4.5) равна 0,5·π, выглядит как:

$$y = (x^2 - (0,25\lambda)^2)/(0,5\lambda)$$
, (3.4.6)

где у – координата, в направлении которой распространяется волна 3С, х – координата, поперечная распространению волны 3С; ПР располагается в точке 0,0.

Соответственно, это семейство парабол. Следующие параболы, для которых не будет происходить синхронизации от ранее возбужденного ПР, ищутся для разностей фаз в выражении (3.4.5), равных $0,5 \pi \pm n \pi$, где n=1,2,3....

Отражательные решетки из параметрических рассеивателей с круговой диаграммой обратного нелинейного рассеяния

Как известно [35], отражательные решетки, поднимая уровень ОС в определенном, заданном направлении формируют так называемые нули в других направлениях.

В то же время существуют задачи, в которых требуется, чтобы используемый пассивный нелинейный радиоответчик обладал отражательной способностью во всех направлениях.

Такое техническое решение возможно на основе объединения нескольких механизмов синхронизации группы ПР.

Идея заключается в том, чтобы «нули» ДОНР, образующиеся по одному из механизмов синхронизации, совпадали с максимумами, формируемыми в ДОНР для другого механизма синхронизации [73], [126], [139], [143], [161], [144]. Тогда в суммарной ДОНР «нулей» не будет, или они будут слабовыраженными.

Сформулируем требования к поисковой установке для обнаружения такой системы из ПР, позволяющей осуществлять поочередное применение двух методов синхронизации ПР: 1) создание условий для реализации то первого, то второго способов синхронизации для одной и той же системы ПР;

2) обеспечение когерентного накопления последовательности ОС от системы ПР;

3) конструкция нелинейной отражательной решетки из ПР должна быть такой, что минимумы ДОНР по одному из способов синхронизации должны «закрываться» максимумами по второму из способов синхронизации.

Рассмотрим первоначально систему из 2-х ПР.

Для синхронизации по первому механизму такую систему должен облучить ЗС, включающий как радиоимпульс СН, так и радиоимпульс СС, при этом, как упоминалось в параграфе 3.4.2.1, радиоимпульс СС должен иметь форму сдвоенных разнополярных коротких радиоимпульсов.

Условная осциллограмма данного ЗС представлена на рисунке 3.33.



Рисунок 3.33. Процесс возбуждения структуры из 2-х ПР по 1-му механизму:

1 - осциллограмма СС, 2 – осциллограмма СН, 3 – осциллограмма ОС от первого HP, 4 - осциллограмма ОС от второго HP

Для реализации второго механизма синхронизации, при одновременном выполнении 1-го и 2-го из указанных выше требований, необходимо, чтобы один из ПР возбуждался раньше второго. Назовем данный ПР «лидером». Условная осциллограмма ЗС для реализации механизма синхронизации от «лидера» представлена на рисунке 3.34.



Рисунок 3.34. Процесс возбуждения структуры из 2-х ПР по 2-му механизму: 1 - осциллограмма СС, 2 – осциллограмма СН (E_1 – уровень возбуждения «лидера», E_2 – уровень возбуждения второго ПР), 3 – осциллограмма ОС от ПР - «лидера», 4 - осциллограмма ОС от второго ПР

Как показал машинный эксперимент, данный механизм реализуется, но для слабых уровней сигналов синхронизации может не происходить. Дело в том, что предполагается, что возбуждение ПР, созданное СС, еще сохраняется для «лидера» в момент его возбуждения и достаточно ослабевает и не влияет на процесс синхронизации в момент возбуждения группового ПР.

Поэтому был предложен новый способ синхронизации ПО второму механизму. Идея заключается B TOM, ЧТО вместо источником «лидера» синхронизирующего сигнала может выступать нелинейный рассеиватель, то есть ΠР элементы системы ИЗ синхронизируются методом «нелинейной Для этого «лидер» заменяется HP, синхронизации». который облучается вспомогательным сигналом на частоте в четыре раза меньше частоты СН. Вторая гармоника этого сигнала, переотражающаяся от НР на частоте субгармоники СН, является СС, синхронизирующим процесс возбуждения ОС во втором ПР.

Условная осциллограмма ЗС для реализации механизма синхронизации от «лидера» представлена на рисунке 3.35.





1 - осциллограмма вспомогательного сигнала, 2 – осциллограмма СН, 3 – осциллограмма СС, появляющегося на нелинейном рассеивателе, 4 - осциллограмма ОС от группового ПР.

С учетом указанных выше методов синхронизации были найдены структуры систем ПР в виде аксиально симметричных отражательных решеток из ПР, не имеющих глубоких нулей в ДОНР.

На рисунке 3.36 (кривые а и б) представлены ДОНР решетки из пяти ПР, обладающей симметрией относительно расположенного в центре лидирующего ПР со сниженным порогом возбуждения. Для данных ДОНР наблюдается зеркальная симметрия через каждые 90 градусов. Наиболее перспективными оказались структуры из ПР, отстоящих от центрального лидирующего ПР на $0,589\lambda_{OC}$ (кривая а) и $0,794\lambda_{OC}$ (кривая б). Максимальный уровень суммарных ДОНР из 5-ти ПР примерно на 2 дБ меньше уровня, создаваемого 5-ю когерентными источниками. Неравномерность для ДОНР (а) составила 4,894 дБ, для ДОНР (б) - 4,250 дБ.

Аналогичные результаты получены для структур с круговой симметрией и лидирующим ПР в центре для систем из 7-ми и 9-ти ПР. При этом для системы из 7-ми ПР неравномерность ДОНР составила 5,4 дБ, а уровень максимального ОС на 2,6 дБ ниже, чем от системы когерентных источников. Для системы из 9-ти ПР

неравномерность составила 5,8 дБ при уровне максимального ОС на 3,2 дБ ниже, чем от системы из 9-ти когерентных источников. Следует отметить, что минимальный уровень ОС в суммарной ДОНР для системы из 9-ти ПР был на 9,32 дБ выше, чем ОС от одиночного ПР.



Рисунок 3.36

Диаграммы обратного нелинейного рассеяния симметричной системы из 5-ти ПР с лидирующим ПР в центре и остальными ПР, равномерно разнесенными на расстояния $0,589\lambda_{OC}$ (кривая *a*) и $0,794\lambda_{OC}$ (кривая *б*)

× - возбуждение от лидирующего ПР; о - возбуждение от синхроимпульса; огибающая суммарной диаграммы обратного нелинейного рассеяния – сплошная линия.

Для системы из 17-ти равномерно разнесенных ПР вокруг центрального лидирующего ПР наилучшая ДОНР была в случае расположения ПР на расстоянии 2,819 λ_{OC} от лидирующего ПР (см. рисунок 3.37). При максимально возможном уровне сигнала от 17-ти ПР в 24,6 дБ наибольший ОС от данной системы составлял 19 дБ, а наименьший - 14,9 дБ.



Диаграмма обратного нелинейного рассеяния симметричной системы из 17-ти ПР с лидирующим ПР в центре и остальными ПР, равномерно разнесенными на расстояние 2,819 λ_{OC} . Максимально возможный уровень сигнала от 17-тии ПР составил 24,6 дБ

× - возбуждение от лидирующего ПР; о - возбуждение от внешнего СС; огибающая суммарной диаграммы обратного нелинейного рассеяния показана сплошной линией.

Следует отметить, что такое равномерное расположение ПР существенно увеличивает размеры системы, так как расположение двух ПР на расстоянии, меньшем 0,5 λ_{OC} , приведет к их существенному взаимному влиянию, и настройка системы существенно затруднится. Эту увеличивает габариты системы, в данном случае до 5,6 λ_{OC} .

Возможным выходом из этого может быть многоярусное (объемное) расположение системы из ПР вокруг лидирующего ПР. При этом расчет может проводиться по формулам для плоской структуры, а при построении

конфигурации соседние близкие ПР опускаются на ярус вниз или поднимаются на ярус вверх. При этом рассчитанное расстояние до ПР увеличивается на величину λ_{OC} . При таком размещении фаза CH, падающего на ПР, и фаза CC от лидирующего ПР будут такими же, а, значит, и вид ДОНР будет как и у соответствующей плоской рассчитанной структуры. При этом проблемы взаимного влияния при плотном расположении ПР будут сняты. На рисунке 3.38 представлена ДОНР для 13-ти близко размещенных ПР. Уровень ОС меняется от 13,628 дБ до 11,15 дБ. Следует отметить, что для данной структуры уровень ОС существенно меньше максимально возможного ОС от 13-ти когерентных источников (22,27 дБ), что объясняется тем, что поперечник рассеяния в данном случае уменьшен.





Диаграмма обратного нелинейного рассеяния симметричной системы из 13-ти ПР с лидирующим ПР в центре и остальными ПР, равномерно разнесенными на расстояние 1,222 λ_{OC} . Максимально возможный уровень сигнала от 13-тии ПР составляет 22,27 дБ

х - возбуждение от лидирующего субгармонического рассеивателя; о возбуждение от синхроимпульса; огибающая суммарной диаграммы обратного нелинейного рассеяния показана сплошной линией.

На рисунке 3.39 представлена ДОНР круговой отражательной решетки из 12ти ПР, равномерно распределенных по окружности радиусом R_{12} =1,19 λ_{OC} , лежащей в горизонтальной плоскости (рисунок 3.40). В центре окружности расположен гармонический "лидер". Ввиду симметричности ДОНР на рисунке 3.39 представлен лишь её участок шириной в 30⁰. Выигрыш по мощности ОС в сравнении с использованием одиночного ПР превышает 11 дБ. Для аналогичной структуры из 16-ти ПР, размещенных по окружности радиусом R_{16} =2,82 λ_{OC} , представлена ДОНР (рисунок 3.41), выигрыш по мощности превышает 14 дБ.



Рисунок 3.39. ДОНР круговой отражательной решетки из 12-ти ПР с

«лидером» – НР в центре



Рисунок3.40. Структура группового радиоответчика из 12-ти ПР с

гармоническим "лидером" в центре



Рисунок 3.41. ДОНР круговой отражательной решетки из 16-ти ПР «лидером» – НР в центре.

Численный анализ показал, что изменение идентичности ПР по мощности рассеиваемого ими ОС не оказывает критического влияния на работоспособность системы поиска. Так, для структуры из 12-ти ПР, представленной на рисунке 3.39, при изменении мощности ОС от каждого из ПР на величину $\Delta P_1 = \pm 0, 1P_1$, где P_1 – мощность ОС от одного из ПР, уменьшение мощности ОС от группы ΔP_{ep} не превышает 2 дБ.

Таким образом, проведенный анализ показывает, что возможно создание круговых решеток из ПР, которые не будут содержать глубоких «нулей» в своих диаграммах обратного нелинейного рассеяния. Например, на основе указанных круговых отражательных решеток из ПР могут быть созданы ПР-маркеры для маркировки бакенов, разметки фарватеров, путей следования и т.п.

3.5. Моделирование параметрических рассеивателей

В параграфе представлены описания подходов автора к моделированию различных конструкций ПР и полученные результаты моделирования, опубликованные в [71], [79], [162], [163], [164].

3.5.1. Методы моделирования параметрических генераторов

Как отмечалось выше для апробации новых типов ПР необходима разработка их математических моделей. До исследований автора теоретического, аналитического анализа или математического моделирования свойств ПР не выполнялось. В то же время, выполнен достаточно большой объем исследований свойств нелинейных параметрических цепей и устройств, в том числе параметрических генераторов и усилителей. Исследования были начаты в 30-х годах 20-го века Л.И. Мандельштамом, Н.Д. Папалекси [165], [166], продолжены А.А. Андроновым [167] и в дальнейшем развивались как часть научного направления «Теория колебаний» исследователями в различных городах Советского Союза: Харькове, Ленинграде, Москве, Горьком, Воронеже, Владимире, Новосибирске, Томске.

До публикаций автора литературе отсутствовали работы по разработке теории или моделированию ПР, однако существует много работ, посвященных теоретическому и экспериментальному изучению и моделированию параметрических явлений в радиоцепях. В настоящее время, широким фронтом исследования нелинейно-параметрических явлений в радиоцепях ведутся в Воронежском государственном университете под руководством профессоров Бирюка Н.Д. и Нечаева Ю.Б [168], [169], [170], [171], [172], [173], [174], [175]. За последнее время под их руководством защищено несколько кандидатских диссертаций [176], [177], [178].

Кроме того, исследования процессов, протекающих в параметрических системах и средах в высших зонах неустойчивости колебаний, проводятся в Южно-Российском государственном техническом университете [179], [180], [181], [182], [183].

Исследования нелинейных параметрических систем ведутся и за рубежом [184], [185].

Задача, которая была поставлена при разработке методов моделирования ПР можно сформулировать как задачу корректный адаптации известных методов моделирования эквивалентной схем различных ПГ для данного частного случая с известной долей учета специфики нелинейного рассеяния от ПР. Такой подход позволяет воспользоваться имеющимся богатым арсеналом методов и средств моделирования процессов в нелинейных и параметрических цепях современной радиотехники.

Наиболее полные обзоры работ, касающихся исследования параметрических систем, приведены в двух имеющихся на сегодняшний день монографиях, разделенных по времени издания значительным промежутком времени: [55] —

165

1966г.; [168] — 2012г. Эти работы содержат анализ и обобщения результатов исследований параметрических систем более чем за 80 летний период.

Приведем краткую характеристику основных положений, составляющих основу современных представлений теории параметрических цепей [168].

Поведение параметрических систем адекватно описывается совокупностью дифференциальных уравнений (ДУ) Применительно п-го порядка. К параметрическим радиоцепям совокупность ДУ, построенная на основе законов Кирхгофа, представляет собой математическую модель цепи. Для любой цепи множество моделей может быть построено В зависимости ОТ выбора определяющих функций, т.е. функций, которые описывают поведение системы и представляют интерес для исследователя. Множество моделей можно разделить на две группы:

1. Модели в виде систем ДУ первого порядка;

2. Модели в виде систем ДУ второго порядка.

Для простых параметрических радиоцепей модели 1 и 2 можно считать примерно равноценными. Модель 2 широко используется для описания колебательного контура с постоянными параметрами и позволяет проводить некие аналогии при анализе параметрического контура. Однако, чем сложнее цепь, тем сложнее построить модель 2.

Модельное исследование радиоцепей включает решение соответствующих ДУ и интерпретацию полученных результатов. Решение ДУ может быть аналитическим и численным.

Аналитическое решение ДУ обычно предполагает введение определенных ограничений на характер и диапазон изменяемых величин. Например, метод медленно меняющихся амплитуд Ван дер Поля, исключительно применяемый в [55] для анализа параметрических генераторов, приводит к необходимости ограничиваться рассмотрением случаев слабой нелинейности, малого затухания, малой расстройки, однако вполне удовлетворительно описывает большинство практически используемых устройств. Применительно к радиоцепям существует другой метод аналитического решения ДУ — метод комплексных амплитуд

(символьный метод) и его разновидности. Этот метод, как отмечается, относится к редко применяемым в математике неэквивалентным преобразованиям [168] и требует особенно большого внимания, например, в соблюдении принципа Главным преимуществом аналитических суперпозиции. методов является определения универсальных возможность качественных характеристик исследуемых процессов, выявления тенденций их развития, возможность получения обобщающих выводов. Трудности аналитического решения вынуждают прибегнуть к приближенным вычислениям.

Поэтому при расчете конкретных систем прибегают к численному решению систем ДУ. Очевидно, что путем численного решения ДУ трудно найти какиелибо универсальные качественные характеристики системы. Однако возможности современных вычислительных систем и доступность программных средств позволяют проводить серии численных решений, отвечающих различным исходным данным, а затем путем анализа совокупности полученных решений делать те или иные обобщения, выявлять качественные характеристики.

Большие возможности моделирования параметрических систем открываются при использовании среды проектирования виртуальных приборов LabVIEW [186]. Данная среда включает математические функции LabVIEW, включающие в своем составе функции численных методов. Среди последних имеются функции численного решения дифференциальных уравнений [187].

Функции решения дифференциальных уравнений позволяют решать обыкновенные дифференциальные уравнения (ОДУ). Для этого имеются следующие виртуальные приборы (ВП):

- 1. Решатель ОДУ (ODE Solver) полиморфный ВП находит решение системы обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) с начальными условиями, записанными в следующей форме: dX/dt=F(X,t);
- 2. Решение ОДУ методом Эйлера (ODE Euler Method) ВП находит решение обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) с начальными условиями, используя метод Эйлера;

- Решение ОДУ методом Рунге-Кутты 4-го порядка (ODE Runge Kutta 4th Order)
 ВП решает обыкновенные дифференциальные уравнения (OДУ) с начальными условиями, используя метод Рунге-Кутты. Метод Рунге-Кутты работает с фиксированным шагом, обеспечивая вместе с тем более высокую точность, чем метод Эйлера;
- 4. Решение ОДУ методом Кэш-Капа 5-ого порядка (ODE Cash Karp 5th Order) ВП решает ОДУ с начальными условиями с помощью метода Кэш-Капа. Метод Кэш-Капа работает с адаптивным шагом и в вычислительном отношении более эффективен по сравнению с методами Эйлера и Рунге-Кутты;
- Решение системы линейных ОДУ в численном виде (ODE Linear System Numeric) — ВП решает систему линейных дифференциальных уравнений n-го порядка с заданными начальными условиями;
- 6. Решение системы линейных ОДУ в символьном виде (ODE Linear System Symbolic) ВП решает систему линейных дифференциальных уравнений п-го порядка с заданными начальными условиями. Решение основано на определении собственных значений и собственных векторов базовой матрицы. Решение дается в символьном виде.

Как видно среда LabVIEW предоставляет достаточный набор средств моделирования параметрических генераторов (ПГ) в рамках любой из описанных выше математических моделей.

В рамках нашего исследования применяются математические модели исследуемых разновидностей ПГ на основе систем ДУ второго порядка.

Кроме того, при дальнейшем изложении будут рассмотрены некоторые особенности построения конкретных моделей, включая описание нелинейной емкости и проводимости варактора, а также некоторые другие особенности моделирования параметрических рассеивателей многочастотных ПГ.

3.5.2. Моделирование параметрических рассеивателей – двухполюсников

3.5.2.1. Моделирование параметрических рассеивателей, нагруженных на один параметрический генератор

В данном параграфе представлены научные результаты, опубликованные автором в [79].

Дипольный ПР (см. рисунок 3.9-а, 3.13) представляет собой одноконтурный параметрический генератор, нагруженный на антенну, принимающую СН и переизлучающую ОС [56].

Резистивная модель параметрического рассеивателя

В [56] предложена эквивалентная схема дипольного ПР, которая строилась на основе теоремы Тевенина. При этом антенна заменяется ЭДС с внутренним активным сопротивлением, равным сопротивлению излучения антенны. Полученная таким образом эквивалентная схема представлена на рисунке 3.42. Условно данную модель ПР можно назвать резистивной моделью.



Рисунок 3.42. Эквивалентная схема резистивной модели дипольного параметрического рассеивателя.

Составим дифференциальное уравнение для эквивалентной схемы резистивной модели ПР на основе уравнений Кирхгофа.

$$\begin{cases} L\frac{di_1}{dt} + i_1 R_{\rm K} + i R_{\rm A} = E, \\ i = i_1 + i_2 + i_3. \end{cases}$$
(3.5.1)

Элементы C(U) и g(U) суть зависимости соответственно емкости и проводимости *p*-*n* перехода от приложенного к нему напряжения. Не останавливаясь на конкретном виде этих зависимостей, отметим, что токи i_2 и i_3 и их производные представляются в виде:

$$i_{2} = \frac{dq}{dt} = \frac{d[uC(u)]}{du}\frac{du}{dt}; \quad \frac{di_{2}}{dt} = \frac{d^{2}q}{dt^{2}} = \frac{d[uC(u)]}{du}\frac{d^{2}u}{dt^{2}} + \frac{d^{2}[uC(u)]}{du^{2}}\left(\frac{du}{dt}\right)^{2};$$
$$i_{3} = ug(u); \quad \frac{di_{3}}{dt} = \frac{di_{3}}{du}\frac{du}{dt} = \frac{d[ug(u)]}{du}\frac{du}{dt}.$$

Выразив *i*₁ через *i*₂ и *i*₃, в первом уравнении (3.5.1), получим дифференциальное уравнение параметрического рассеивателя:

$$\frac{d^{2}u}{dt^{2}}L\frac{d[uC(u)]}{du} + \frac{du}{dt}\left[L\frac{d[ug(u)]}{du} + R_{\kappa}\frac{d[uC(u)]}{du} + \frac{L}{R_{A}}\right] + \left(\frac{du}{dt}\right)^{2}L\frac{d^{2}[uC(u)]}{du^{2}} + u\left[R_{\kappa}g(u) + \frac{R_{\kappa}}{R_{A}} + 1\right] = \frac{L}{R_{A}}\frac{dE}{dt} + \frac{R_{\kappa}}{R_{A}}E,$$
(3.5.2)

где учтено, что $i = (E - u)/R_A$.

Дальнейшая конкретизация связана с определением вида функций C(U) и g(U) и возможности их выражения через параметры диода, приводимые в справочниках. Известно [55] представление таких функций степенными полиномами, которые аппроксимируют соответствующие теоретические зависимости.

Так функция $C(U) = C_0 f(u) = C_0 \sum_{n=0}^{N} b_n U^n$ хорошо аппроксимируется полиномом третьей степени (*N*=3), при этом функция *f*(U) задается либо теоретической зависимостью [188], отвечающей тому или иному закону распределения примесей в пределах p-n перехода, либо по экспериментально замеренным точкам *C*(*U*), количество которых должно быть не менее *N*; C_0 – емкость перехода при *U* = 0, приводимая в справочниках.

Приведенная в [55] полиномиальная аппроксимация проводимости перехода g(U) обосновывалась качественной стороной описания процесса установления амплитуды стационарных колебаний параметрического генератора. Однако, для количественных расчетов требуется достаточно высокая степень полинома $(N \ge 5 \div 7)$, что существенно усложняет вычисления. Между тем, по определению g(U) = dI/du, где I(U) представляется экспоненциальной зависимостью,

например, уравнением Шокли. Поэтому разумно представлять $g(U) = g_0 \exp(bU)$, где $b = 1/m\varphi_T$; φ_T — температурный потенциал; $m = 1,5 \div 2$ — поправочный коэффициент, учитывающий отклонение I(U) реального p-n перехода от уравнения Шокли; m зависит от материла полупроводника, технологии изготовления p-n перехода, уровня инжекции носителей тока и т.д. [188].

Поэтому, остановится на полиномиальной аппроксимации для C(U) и экспоненциальной аппроксимации для g(U). Уравнение (3.5.2) преобразуется следующим образом:

$$\frac{d^{2}u}{dt^{2}} = -\left\{\frac{du}{dt}\left[\frac{g_{0}}{C_{0}}e^{bu}(1+bu) + \frac{R_{\kappa}}{L}\sum_{n=0}^{N}(n+1)\beta_{n}u^{n} + \frac{1}{C_{0}R_{r}}\right] + \left(\frac{du}{dt}\right)^{2}\sum_{n=0}^{N}n(n+1)\beta_{n}u^{n-1} + \omega_{0}^{2}\left[u\left[R_{\kappa}\left(g_{0}e^{bu} + \frac{1}{R_{A}}\right) + 1\right] - \left(\frac{L}{R_{A}}\frac{dE}{dt} + \frac{R_{\kappa}}{R_{A}}E\right)\right]\right\}/(\sum_{n=0}^{N}(n+1)\beta_{n}u^{n})$$
(3.5.3)

Численное решение уравнения (3.5.3) после замены переменных сводится к решению системы двух дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} x1 = \frac{dx}{dt} \\ \frac{dx1}{dt} = F_1 \end{cases}, \text{ где } x = u; \tag{3.5.4}$$

$$\begin{split} F_1 &= -\left\{ x \mathbf{1} \left[\frac{g_0}{C_0} e^{bx} (1+bx) + \frac{R_\kappa}{L} \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n x^n + \frac{1}{C_0 R_r} \right] + (x1)^2 \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_n x^{n-1} + \right. \\ & + \omega_0^2 \left[x \left[R_\kappa \left(g_0 e^{bx} + \frac{1}{R_A} \right) + 1 \right] - \left(\frac{L}{R_A} \frac{dE}{dt} + \frac{R_\kappa}{R_A} E \right) \right] \right\} / (\sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n x^n) \; . \end{split}$$

Таким образом, анализ эквивалентной схемы резистивной модели ПР (рисунок 3.42) может быть проведен с помощью математической модели, представленной системой уравнений (3.5.4). Такая модель позволяет проводить количественные расчеты параметров ответных сигналов, формируемых ПР с учетом реальных характеристик применяемого диода Д311 [189].

Параметры эквивалентной схемы ПР непосредственно связаны с его процессной моделью. Эту связь легко определить для мощностей сигнала накачки и ответного сигнала. С точки зрения эквивалентной схемы, мощность принимаемого сигнала накачки равна:

$$P_{CH} = (E(\omega_{CH}))^2 /)) / (R_A(\omega_{CH}) + W_{\Pi K}(\omega_{CH})).$$

С точки зрения процессной модели:

$$P_{\rm CH} = \Pi_{\rm CH} \mathbf{S}_{\rm CH} (1 - \Gamma_{\rm CH}^2),$$

где: S_{CH} - площадь антенны CH; Г_{CH} - коэффициент отражения в тракте сигнала накачки.

$$\Gamma_{CH} = (R_A(\omega_{CH}) - W_{\Pi K}(\omega_{CH}))/(R_A(\omega_{CH}) + W_{\Pi K}(\omega_{CH})),$$

где $R_A(\omega_{CH})$ – импеданс антенны ПР на частоте сигнала накачки; $W_{\Pi K}(\omega_{CH})$ - импеданс параметрического контура на частоте ω_{CH} , которое можно определить как:

$$W_{\Pi K}(\omega_{CH}) = U(\omega_{CH})/I(\omega_{CH}).$$

Связь величины тока, возникающего в параметрическом контуре на частоте ответного сигнала, и П_{ос} на расстоянии 1 метр от ПР, можно выразить аналогично. С точки зрения эквивалентной схемы мощность ответного сигнала легко определить, как:

$$P_{\rm OC} = R_{\rm A}(\omega_{\rm OC})I^2(\omega_{\rm OC}),$$

где: $R_A(\omega_{OC})$ – сопротивление излучения антенны ПР на частоте ответного сигнала; $I(\omega_{OC})$ – ток в параметрическом контуре на частоте ответного сигнала.

С точки зрения процессной модели:

$$\Pi_{\rm OC} = P_{\rm OC} \, G_{\rm OC} / 4\pi,$$

Таким образом, с точки зрения задачи нахождения амплитудной характеристики, при анализе эквивалентной схемы ПР, для известных S_{CH} и G_{OC} кроме традиционно определяемой зависимости тока ответного сигала $I(\omega_{OC})$ от величины ЭДС сигнала накачки $E(\omega_{CH})$, необходимо определить и зависть $W_{\Pi K}(\omega_{CH})$ от $E(\omega_{CH})$.

Моделирование свойств выполнялось на виртуальной модели ПР, реализованной средствами LabVIEW.

На рисунке 3.43 приведены зависимости уровня ответного сигала U(ω_{OC}) от величины ЭДС сигнала накачки $E(\omega_{CH})$, полученные на основании (3.5.4). Кривая, отвечающая непрерывному сигналу накачки, по основным параметрам

соответствует публикациям других авторов и экспериментальным данным (см. параграфы 1.2.1, 3.3).



Рисунок 3.43. Зависимость амплитуды ответного сигнала от амплитуды сигнала накачки для ПР: 1-непрерывный режим; 2-импульсный с синхронизацией; 3-импульсный режим без синхронизации.

На рисунке 3.44 приведены зависимости $W_{\Pi K}(\omega_{CH})$ от $E(\omega_{CH})$.



Рисунок 3.44. Зависимость сопротивления параметрического контура на частоте сигнала накачки $W_{\Pi K}(\omega_{CH})$ от амплитуды накачки $E(\omega_{CH})$.

На рисунке 3.45 приведена амплитудная характеристика, рассчитанная на основе графиков на рисунках 3.43 и 3.44 и выражений для П_{CH} и П_{OC}.



Рисунок 3.45. Амплитудная характеристика параметрического рассеивателя (непрерывный сигнал накачки)

Из сравнения известных из публикаций и измеренных АХ (см. рисунок 1.4, 1.14) с вычисленной АХ на рисунке 3.45 можно сделать вывод, что разработанная математическая модель удовлетворительно описывает свойства ПР — в амплитудных характеристиках соответствуют: - максимальный уровень ОС; динамический диапазон значений сигнала уровня накачки в котором возможна генерация ОС; - динамический диапазон изменений возможных значений уровня ОС. В то же время, различается вид кривых, в частности уровень начального возбуждения ОС. Данные отклонения, по-видимому, связаны с несовершенством математической модели, заключающейся, прежде всего, в очень приближенном представлении антенны в виде постоянного (не зависящего от частоты) сопротивления. Косвенным подтверждением данного утверждения стали результаты сравнения АХ, измененных в натурных экспериментах и модельных 800 - 900расчетов на частотах МГц, совпадение которых оказалось неудовлетворительным.

Резонансная модель параметрического рассеивателя

При моделировании дипольного ПР на основе резистивной модели, дипольная антенна представлялась сопротивлением, имеющим величину 73 Ом как на частоте СН, так и на частоте ОС, что является достаточно грубым приближением. Поэтому, резистивную модель антенны, логично заменить на резонансную модель, В которой дипольная антенна моделируется последовательным электрическим контуром. Низкодобротный электрический последовательный замещающий антенну, контур, описывается тремя компонентами: полным активным сопротивлением R_A , включающим сопротивление излучения и сопротивление потерь антенны, и реактивными составляющими емкостной и С_А индуктивной L_A. Импедансы последних взаимно компенсируются при настройке антенны на частоту принимаемого сигнала накачки. В режиме переизлучения ОС такая антенна не является настроенной, поэтому необходимо учитывать все параметры (R_A, C_A, L_A) на частоте OC.

Таким образом, дипольный ПР представляется эквивалентной схемой (рисунок 3.46), где $R_{\rm K}$ — активное сопротивление, учитывающее все потери в параметрическом контуре; C(u), g(u) — нелинейная емкость и нелинейная проводимость полупроводникового диода.



Рисунок 3.46. Эквивалентная схема дипольного ПР

В основе анализа эквивалентной схемы лежат законы Кирхгофа для токов в узлах и напряжений в контурах. На схеме рисунка 3.46 имеется один независимый узел *D* и один независимый контур *I*, исходной для анализа будет следующая система уравнений (обозначения понятны из рисунка 3.46):

$$\begin{cases} L_A \frac{di}{dt} + iR_A + \frac{1}{c_A} \int idt + u = e, \\ i = i_1 + i_2 + i_3, \\ L \frac{di_1}{dt} + i_1 R_k = u \end{cases}$$
(3.5.5)

В соответствии с задачами исследования, в качестве определяющих функций [168], [55] выступают питающий ток *i* и напряжение на параметрическом контуре *и*. Система (3.5.5) является неполной, поскольку не учитывает связь токов i_1 , i_2 , i_3 через элементы параметрического контура и напряжения на нем.

Подобная связь определяется функциями C(u) и g(u), выражающими зависимость соответственно емкости и проводимости *p*-*n* перехода от приложенного к нему напряжения. Не останавливаясь на конкретном виде этих зависимостей, отметим, что токи i_2 и i_3 и их производные представляются в виде:

$$i_{2} = \frac{dq}{dt} = \frac{d[uC(u)]}{du} \frac{du}{dt}; \quad \frac{di_{2}}{dt} = \frac{d^{2}q}{dt^{2}} = \frac{d[uC(u)]}{du} \frac{d^{2}u}{dt^{2}} + \frac{d^{2}[uC(u)]}{du^{2}} \left(\frac{du}{dt}\right)^{2};$$
$$i_{3} = ug(u); \quad \frac{di_{3}}{dt} = \frac{di_{3}}{du} \frac{du}{dt} = \frac{d[ug(u)]}{du} \frac{du}{dt}.$$

Тогда, выражая *i*₁ через *i*, *i*₂ и *i*₃ в уравнениях (3.5.5), получим систему двух дифференциальных уравнений, представляющих собой математическую модель дипольного ПР (рисунок 3.46):

$$\begin{cases} L_{A} \frac{d^{2}i}{dt^{2}} + \frac{di}{dt} R_{A} + \frac{i}{c_{A}} = \frac{de}{dt} - \frac{du}{dt} \\ \frac{d^{2}u}{dt^{2}} + \frac{du}{dt} \left[\frac{\frac{dug(u)}{du}}{\frac{d[uC(u)]}{du}} + \frac{R_{\kappa}}{L} \right] + \left(\frac{du}{dt} \right)^{2} \frac{\frac{d^{2}[uC(u)]}{du^{2}}}{\frac{d[uC(u)]}{du}} + \frac{1}{L} \left[\frac{u(R_{\kappa}g(u)+1) - \left(L\frac{di}{dt} + iR_{\kappa}\right)}{\frac{d[uC(u)]}{du}} \right] = 0. \end{cases}$$
(3.5.6)

Систему (3.5.6) можно преобразовать к каноническому виду. Ниже используются полиноминальная для *C*(*u*) и экспоненциальная для *g*(*u*) аппроксимации:

$$C(u) = C_0 f(u) = C_0 \sum_{n=0}^{N} \beta_n u^n; \quad g(u) = g_0 \exp(bu).$$
(3.5.7)

Подставив приведенные выше аппроксимации в (3.5.6), приходим к системе дифференциальных уравнений (ДУ):

$$\begin{cases} \frac{d^{2}i}{dt^{2}} = -\frac{di}{dt}\frac{R_{A}}{L_{A}} - \omega_{0A}^{2}i + \frac{1}{L_{A}}\left(\frac{de}{dt} - \frac{du}{dt}\right); \\ \frac{d^{2}u}{dt^{2}} = -\left\{\frac{du}{dt}\left(\frac{DE}{C_{0}} + \frac{R_{K}}{L}A\right) + \left(\frac{du}{dt}\right)^{2}B + \omega_{0}^{2}\left[u(R_{K}D + 1) - \left(L\frac{di}{dt} + iR_{K}\right)\right]\right\} / A, \end{cases}$$
(3.5.8)

где обозначено $\omega_{0A}^2 = 1/L_A C_A$; $\omega_0^2 = 1/L C_0$; $A = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n u^n$; $B = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_n u^{n-1}$; $D = g_0 e^{bu}$; E = 1 + bu.

Численное решение уравнения (3.5.8) после замены переменных сводится к решению системы четырех дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} x1 = \frac{dx}{dt}; \ y1 = \frac{dy}{dt}; \\ \frac{dx1}{dt} = F_1; \ \frac{dy1}{dt} = F_2; \end{cases},$$
(3.5.9)

где: x=i; y=u; F_1 и F_2 — правые части уравнений (3.5.8);

$$\begin{split} F_1 &= -x \mathbf{1} \frac{R_A}{L_A} - \omega_{0A}^2 x + \frac{1}{L_A} \left(\frac{de}{dt} - y \mathbf{1} \right); \\ F_2 &= -\left\{ y \mathbf{1} \left(\frac{DE}{C_0} + \frac{R_{\kappa}}{L} A \right) + (y \mathbf{1})^2 B + \omega_0^2 [y (R_K D + 1) - (L x \mathbf{1} + x R_{\kappa})] \right\} / A; \\ \omega_{0A}^2 &= \mathbf{1} / L_A C_A; \ \omega_0^2 &= \mathbf{1} / L C_0; \\ A &= \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n y^n; B = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_n y^{n-1}; D = g_0 e^{by}; E = \mathbf{1} + by. \end{split}$$

Таким образом, анализ эквивалентной схемы дипольного ПР может быть проведен с помощью математической модели, представленной системой уравнений (3.5.8) либо (3.5.9). С помощью данной модели можно проводить количественные расчеты параметров ответных сигналов, формируемых ПР, а также качественные оценки на основе сравнительного анализа совокупности количественных расчетов.

Результаты численного моделирования

Моделирование свойств дипольного ПР выполнялось на математической модели (3.5.9), реализованной средствами LabVIEW.

На рисунке 3.47 приведены зависимости уровня ответного сигнала $U(\omega_{OC})$ от величины ЭДС сигнала накачки $e(\omega_{CH})$, полученные на основании (3.5.9).

Приведенные на рисунке 3.47 зависимости могут быть преобразованы в амплитудную характеристику дипольного ПР [79]. Для этого необходимо использовать зависимость сопротивления параметрического контура на частотах сигнала накачки и ответного сигналов от амплитуды накачки. Подобные зависимости приведены на рисунке 3.48 для частного случая R_A =73 Ом; Q_A =6,7; f_{CH} =600 МГц; Q_K =68; f_{OC} =300 МГц.



Рисунок 3.47. Зависимость амплитуды ответного сигнала от амплитуды сигнала накачки для ПР: сплошная — непрерывный и импульсный СН с синхронизацией; пунктир — импульсный СН без синхронизации.



Рисунок 3.48. Сопротивление параметрического контура: сплошная — на частоте ответного сигнала; пунктир — на частоте сигнала накачки.

На рисунке 3.49 приведена амплитудная характеристика, рассчитанная на основе графиков 3.47 и 3.48 и выражений для П_{CH} и П_{OC}.

С помощью полученной модели ПР могут быть исследованы те или иные режимы работы вновь создаваемых ПР, определены требуемые параметры

элементов ПР, дана количественная оценка их эффективности по тем или иным критериям.

Например, в [139], [79] отмечается, что для организации поиска ПР на расстояниях в несколько сот метров сигнал накачки должен быть импульсным, в этом смысле представляется интересным результат взаимодействия ПР с радиоимпульсом накачки. Естественно, что в этом случае существенными будут переходные процессы, происходящие в параметрическом контуре.





Время установления амплитуды колебаний в параметрическом контуре при диссипативном механизме ограничения можно оценить с помощью выражения [55]:

$$T_{\rm yct} = \frac{1}{\sqrt{m^2 - \xi^2} - \delta} \ln \frac{U_0}{U_{\rm H}},$$

где U_0 , $U_{\rm H}$ — конечное и начальное значения амплитуды колебаний в контуре на частоте субгармоники; *m* — коэффициент модуляции емкости контура; ξ — относительная расстройка контура; δ — коэффициент затухания.

Как показали результаты моделирования, время установления в большей мере зависит от коэффициента модуляции m (т.е. от амплитуды накачки), нежели от $U_0/U_{\rm H}$. Поэтому в пределах амплитудного диапазона запросного сигнала $T_{\rm ycr}$

может значительно изменяться, приводя к искажениям ответного сигнала (рисунок 3.50).



Рисунок 3.50. Радиоимпульсы ответного сигнала ПР при различных $U'_{\rm CH}$ —

относительных амплитудах ($U'_{\rm CH} = U_{\rm CH}$ / $U_{\rm CH \, max}$) запросного сигнала

Очевидно, введение ограничения на допустимую величину *T*_{уст} будет приводить к увеличению нижней границы амплитудной характеристики ПР (рисунок 3.47).

В [124], [57] отмечается, что из-за фазовых свойств ПР ответный сигнал будет иметь вид последовательности радиоимпульсов со случайной начальной фазой даже при когерентной последовательности радиоимпульсов сигнала накачки. Устранить эту случайность начальной фазы радиоимпульсов ответного сигнала в [124], [57] предлагается путем излучения радиоимпульса синхронизирующего сигнала немного раньше или одновременно с передним фронтом радиоимпульса сигнала накачки.

В этой связи представляется важным рассмотреть взаимодействие параметрического контура с радиоимпульсом синхронизирующего сигнала. Разработанная модель ПР позволяет изучить это взаимодействие.

На рисунке 3.51 представлены осциллограммы отклика ПР на воздействие радиоимпульсом синхронизирующего сигнала. Хорошо видно, что для малых уровней $U_{\rm CC}$ радиоимпульса синхронизирующего сигнала результат выглядит примерно так же, как и при воздействии радиоимпульса на электрический контур с постоянными параметрами.

180


Рисунок 3.51. Результат взаимодействия синхронизирующего радиоимпульса с параметрическим рассеивателем

Радиоимпульсы с большой амплитудой ограничиваются на уровне, определяемом свойствами контура, в котором не могут существовать колебания на собственной частоте выше определенной величины [55], при этом сокращается длительность переднего фронта.

По результатам экспериментов можно сделать выводы, что длительность радиоимпульса синхронизирующего сигнала должна быть не меньше, чем характерное время переходного процесса в параметрическом контуре ПР (для слабого сигнала), а его амплитуду не имеет смысла увеличивать выше максимально возможного уровня сигнала на частоте собственных колебаний, который может существовать в параметрическом контуре ПР. Очевидно, что этот уровень примерно такой же, как и максимально возможный уровень колебаний, возбуждаемых в ПР при его облучении сигналом накачки.

Разработанная модель ПР позволяет исследовать результат одновременного воздействия на ПР радиоимпульсов сигнала накачки и синхронизирующего сигнала. На рисунке 3.52 приведены результаты моделирования совместного действия радиоимпульсов синхронизации и запросного сигнала на формирование ответного сигнала.

Из рисунка 3.52 хорошо видно, что радиоимпульсы синхронизирующего сигнала с большой амплитудой обеспечивают формирование прямоугольных ответного сигнала с длительностью, такой радиоимпульсов же, как У радиоимпульса сигнала накачки, за счет резкого сокращения времени

181

колебаний установления параметрическом Радиоимпульсы В контуре. синхронизирующего сигнала с меньшей амплитудой обеспечивают только синхронизацию начальной фазы радиоимпульсов ответного сигнала своим Кроме фронтом. нарастающим передним того, применение импульсной частоте субгармоники сигнала накачки синхронизации на дополнительно несколько снижает (~1 дБ) нижнюю границу диапазона генерации (рисунок 3.47).



a) $U_{\text{CH}}=0,05\text{B}; U_{\text{cc}}=0,002\text{B}$

б) U_{CH} = 0,03B; U_{cc} = 0,002B



 $U_{cc} = 0.002B$







г) U_{CH} = 0,05В; U_{cc} = 0,02В д) U_{CH} = 0,03В; U_{cc} = 0,02В е) U_{CH} = 0,025В; U_{cc} = 0,02В Рисунок 3.52. Импульсы синхронизации (τ_{CC} = 0,2 мкс) и ответного сигнала (τ_{OC} = 2 мкс), сформированного совместным действием на параметрический контур сигналов накачки и синхронизации

Проведенные модельные эксперименты позволяют оценить требуемое соотношение амплитуд радиоимпульсов сигнала накачки и синхронизирующего Учитывая резонансное усиление синхронизирующего сигнала сигнала. В параметрическом контуре, можно дать приблизительную оценку ЭТОГО соотношения как Q^{1/2}, где Q - добротность ПР при слабом сигнале. Взаимное положение радиоимпульсов сигнала накачки и синхронизирующего сигнала

рекомендовать фронта можно как совпадение заднего радиоимпульса синхронизирующего сигнала с передним фронтом радиоимпульса сигнала накачки. При этом следует отметить, что у синхронизирующего сигнала появилась новая функция: наряду с заданием фазы ответного сигнала радиоимпульсы синхронизирующего сигнала должны как бы подготовить параметрический контур для генерации радиоимпульса OC с максимально возможным уровнем. В результате радиоимпульс ответного сигнала становится прямоугольным.

При помощи машинного эксперимента также было подтверждено, что при фазе CC, отличающейся на величину примерно на $\pi/2$ от фазы возбуждающегося OC, синхронизации не происходит, соответственно фаза OC является дискретной случайной величиной. Синхронизация вновь появлялась, если CH инвертировался, то есть его фаза изменялась на π . Указанный эффект проверялся и в дальнейшем для всех видов ПР при одновременном воздействии CH и CC на ПР.

Таким образом, дипольный параметрический рассеиватель следует рассматривать как вид пассивных нелинейных радиоответчиков, обладающих своими специфическими свойствами. Эти свойства могут быть описаны на основе процессной и математической моделей параметрического рассеивателя.

Для описания поляризационных, пространственных и амплитудных свойств параметрического рассеивателя необходимо измерить или вычислить три характеристики: амплитудную характеристику и нормированные диаграммы его приёмной и излучающей антенн.

Моделирование процессов переизлучения ответных сигналов на частоте половинной субгармоники сигнала накачки в одноконтурном параметрическом рассеивателе при помощи математической модели позволяет исследовать свойства ПР, в том числе специфику переходных процессов при воздействии радиоимпульсов сигнала накачки и синхронизирующего сигнала на частоте генерации ответного сигнала.

183

3.5.2.2. Моделирование параметрических рассеивателей - двухполюсников с несколькими генераторами в нагрузке

В 3.4.2 параграфе показано, что ОДНИМ ИЗ методов повышения чувствительности установок поиска ПР является применение сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Возникает естественный вопрос: способен ли ПР преобразовывать СН с ЛЧМ модуляцией в ОС так же с ЛЧМ модуляцией без искажений, которые были бы существенны при обработке ОС в приемнике поисковой установки. Есть основания ответить на данный вопрос утвердительно. Так, в параграфе 3.3.1 показано, что ПР могут генерировать ОС в полосе ~30%, и предложена конструкция ПР (см. рисунок 3.9 -г) с расширенной до ~40% рабочей полосой частот [128]. Однако для более точного ответа на указанный вопрос целесообразно провести модельный эксперимент, для чего построим модель дипольного двухгенераторного ПР, предложенного в [128].

Как следует из рисунка 3.9-г, подобный ПР представляет собой два последовательно соединенных одноконтурных параметрических генератора, нагруженных на дипольную антенну. Его эквивалентная схема представлена на рисунке 3.53:



Рисунок 3.53. Эквивалентная схема дипольного двухгенераторного ПР

Исходная система уравнений Кирхгофа, соответствующая схеме на рисунке 3.53, принимает вид:

$$\begin{cases} L_A \frac{di}{dt} + iR_A + \frac{1}{c_A} \int idt + u_1 + u_2 = e ; \\ i = i_{11} + i_{21} + i_{31} = i_{12} + i_{22} + i_{32} ; \\ L_1 \frac{di_{11}}{dt} + i_{11}R_1 = u_1 ; \\ L_2 \frac{di_{12}}{dt} + i_{12}R_2 = u_2. \end{cases}$$

$$(3.5.10)$$

Токи i_{32} i_{21} , i_{22} , i_{31} и i_{32} их производные представляются в виде:

$$\begin{split} i_{21} &= \frac{dq_1}{dt} = \frac{d[u_1C_1(u_1)]}{du_1} \frac{du_1}{dt} ; \quad i_{22} = \frac{dq_2}{dt} = \frac{d[u_2C_2(u_2)]}{du_2} \frac{du_2}{dt} ; \\ \frac{di_{21}}{dt} &= \frac{d^2q_1}{dt^2} = \frac{d[u_1C_1(u_1)]}{du_1} \frac{d^2u_1}{dt^2} + \frac{d^2[u_1C_1(u_1)]}{du_1^2} \left(\frac{du_1}{dt}\right)^2 ; \\ \frac{di_{22}}{dt} &= \frac{d^2q_2}{dt^2} = \frac{d[u_2C_2(u_2)]}{du_2} \frac{d^2u_2}{dt^2} + \frac{d^2[u_2C_2(u_2)]}{du_2^2} \left(\frac{du_2}{dt}\right)^2 ; \\ i_{31} &= u_1g_1(u_1) ; i_{32} = u_2g_2(u_2) ; \\ \frac{di_{31}}{dt} &= \frac{di_{31}}{du_1} \frac{du_1}{dt} = \frac{d[u_1g_1(u_1)]}{du_1} \frac{du_1}{dt} ; \\ \frac{di_{32}}{dt} &= \frac{di_{32}}{du_2} \frac{du_2}{dt} = \frac{d[u_2g_2(u_2)]}{du_2} \frac{du_2}{dt} . \end{split}$$

Тогда, выражая i_{11} через i_{21} , i_{31} , а также i_{12} через i_{22} , i_{32} в уравнениях (3.5.10), получим систему трех дифференциальных уравнений (3.5.11), представляющих собой математическую модель дипольного двухгенераторного ПР:

$$\begin{cases} L_A \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{di}{dt} R_A + \frac{i}{C_A} = \frac{de}{dt} - \frac{d(u_1 + u_2)}{dt} ; \\ \frac{d^2 u_1}{dt^2} + \frac{du_1}{dt} \left[\frac{\frac{d[u_1 g_1(u_1)]}{du_1}}{\frac{d[u_1 C_1(u_1)]}{du_1}} + \frac{R_1}{L_1} \right] + \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 \frac{\frac{d^2 [u_1 C_1(u_1)]}{du_1^2}}{\frac{d[u_1 C_1(u_1)]}{du_1}} + \frac{1}{L_1} \left[\frac{u_1 (R_1 g_1(u_1) + 1) - \left(L_1 \frac{di}{dt} + iR_1 \right)}{\frac{d[u_1 C_1(u_1)]}{du_1}} \right] = 0 ; \quad (3.5.11) \\ \frac{d^2 u_2}{dt^2} + \frac{du_2}{dt} \left[\frac{\frac{d[u_2 g_2(u_2)]}{du_2}}{\frac{d[u_2 C_2(u_2)]}{du_2}} + \frac{R_2}{L_2} \right] + \left(\frac{du_2}{dt} \right)^2 \frac{\frac{d^2 [u_2 C_2(u_2)]}{du_2^2}}{\frac{d[u_2 C_2(u_2)]}{du_2}} + \frac{1}{L_2} \left[\frac{u_2 (R_2 g_2(u_2) + 1) - \left(L_2 \frac{di}{dt} + iR_2 \right)}{\frac{d[u_2 C_2(u_2)]}{du_2}} \right] = 0 . \end{cases}$$

Систему (3.5.11) можно преобразовать к более компактному виду, если попрежнему использовать полиноминальную для C(u) и экспоненциальную для g(u)аппроксимации. Поставив (3.5.7) в (3.5.11), получим следующую систему ДУ (3.5.12):

$$\begin{cases} \frac{d^{2}i}{dt^{2}} = -\frac{di}{dt}\frac{R_{A}}{L_{A}} - \omega_{0A}^{2}i + \frac{1}{L_{A}}\left(\frac{de}{dt} - \frac{du_{1}}{dt} - \frac{du_{2}}{dt}\right);\\ \frac{d^{2}u_{1}}{dt^{2}} = -\left\{\frac{du_{1}}{dt}\left(\frac{D_{1}E_{1}}{C_{01}} + \frac{R_{1}}{L_{1}}A_{1}\right) + \left(\frac{du_{1}}{dt}\right)^{2}B_{1} + \omega_{01}^{2}\left[u_{1}(R_{1}D_{1} + 1) - \left(L_{1}\frac{di}{dt} + iR_{1}\right)\right]\right\}/A_{1}; (3.5.12)\\ \frac{d^{2}u_{2}}{dt^{2}} = -\left\{\frac{du_{2}}{dt}\left(\frac{D_{2}E_{2}}{C_{02}} + \frac{R_{2}}{L_{2}}A_{2}\right) + \left(\frac{du_{2}}{dt}\right)^{2}B_{2} + \omega_{02}^{2}\left[u_{2}(R_{2}D_{2} + 1) - \left(L_{2}\frac{di}{dt} + iR_{2}\right)\right]\right\}/A_{2},\end{cases}$$

где обозначено:
$$\omega_{0A}^2 = 1/L_A C_A$$
; $\omega_{01}^2 = 1/L_1 C_{01}$; $\omega_{02}^2 = 1/L_2 C_{02}$;
 $A_1 = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{n1} u_1^n$; $A_2 = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{n2} u_2^n$;
 $B_1 = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{n1} u_1^{n-1}$; $B_2 = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{n2} u_2^{n-1}$;
 $D_1 = g_{01} e^{b_1 u_1}$; $E_1 = 1 + b_1 u_1$; $D_2 = g_{02} e^{b_2 u_2}$; $E = 1 + b_2 u_2$.

Численное решение уравнения (3.5.12) после замены переменных сводится к решению системы шести дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} x1 = \frac{dx}{dt}; \ y1 = \frac{dy}{dt}; \ z1 = \frac{dz}{dt}; \\ \frac{dx1}{dt} = F_1; \ \frac{dy1}{dt} = F_2; \ F_3 = \frac{dz1}{dt}; \end{cases}$$
(3.5.13)

где:
$$x=i$$
; $y=u_1$; $z = u_2$; F_1 , F_2 , F_3 — правые части уравнений (3.5.13);
 $F_1 = -x1\frac{R_A}{L_A} - \omega_{0A}^2 x + \frac{1}{L_A} \left(\frac{de}{dt} - y1 - y2\right)$;
 $F_2 = -\left\{y1\left(\frac{D_1E_1}{C_{01}} + \frac{R_1}{L_1}A_1\right) + (y1)^2B_1 + \omega_{01}^2[y(R_1D_1 + 1) - (L_1x1 + xR_1)]\right\}/A_1$;
 $F_3 = -\left\{z1\left(\frac{D_2E_2}{C_{02}} + \frac{R_2}{L_2}A_2\right) + (z1)^2B_2 + \omega_{02}^2[z(R_2D_2 + 1) - (L_2x1 + xR_2)]\right\}/A_2$;
 $\omega_{0A}^2 = 1/L_AC_A$; $\omega_{01}^2 = 1/L_1C_{01}$; $\omega_{02}^2 = 1/L_2C_{02}$;
 $A_1 = \sum_{n=0}^N (n+1)\beta_{n1}u_1^n$; $A_2 = \sum_{n=0}^N (n+1)\beta_{n2}u_2^n$;
 $B_1 = \sum_{n=0}^N n(n+1)\beta_{n1}u_1^{n-1}$; $B_2 = \sum_{n=0}^N n(n+1)\beta_{n2}u_2^{n-1}$;
 $D_1 = g_{01}e^{b_1u_1}$; $E_1 = 1 + b_1u_1$; $D_2 = g_{02}e^{b_2u_2}$; $E = 1 + b_2u_2$.

Таким образом, анализ эквивалентной схемы широкополосного дипольного двухгенераторного ПР, может быть проведен с помощью математической модели, представленной системой уравнений (3.5.12) либо (3.5.13).

Сравнивая (3.5.6) - (3.5.12), нетрудно обобщить полученный выше результат на широкополосный дипольный ПР, содержащий произвольное число параметрических генераторов.

$$\begin{cases} \frac{d^{2}i}{dt^{2}} = -\frac{di}{dt}\frac{R_{A}}{L_{A}} - \omega_{0A}^{2}i + \frac{1}{L_{A}}\left(\frac{de}{dt} - \sum_{k=1}^{M}\frac{du_{k}}{dt}\right);\\ \frac{d^{2}u_{k}}{dt^{2}} = -\left\{\frac{du_{k}}{dt}\left(\frac{D_{k}E_{k}}{C_{0k}} + \frac{R_{k}}{L_{k}}A_{k}\right) + \left(\frac{du_{k}}{dt}\right)^{2}B_{k} + \omega_{0k}^{2}\left[u_{k}(R_{k}D_{k}+1) - \left(L_{k}\frac{di}{dt} + iR_{k}\right)\right]\right\}/A_{k}; (3.5.14)\\ k = \overline{1 \div M}, \end{cases}$$

где: L_k ; C_{0k} ; R_k — элементы k-го параметрического генератора; М — число параметрических генераторов; $\omega_{0A}^2 = 1/L_A C_A$; $\omega_{0k}^2 = 1/L_k C_{0k}$;

 $A_k = \sum_{n=0}^N (n+1) \,\beta_{nk} u_k^n \, ; \, B_k = \sum_{n=0}^N n(n+1) \,\beta_{nk} u_k^{n-1} ; \, D_k = g_{0k} e^{b_k u_k} \, ; \ \ E_k = 1 + b_k u_k \, .$

Как и предыдущих вариантах, система (3.5.14) из *M*+1 ДУ второго порядка решается путем замены переменных и сведения к системе из 2(*M*+1) ДУ первого порядка.

Численные эксперименты (см. рисунки 3.54 и 3.55) показали общие тенденции, связанные с увеличением числа ПГ в нагрузке ПР-двухполюсника.



Рисунок 3.54.

Частотные характеристики дипольного ПР с 1-м, 2-мя и 3-мя ПГ в нагрузке



Рисунок 3.55. Амплитудные характеристики дипольного ПР с 1-м, 2-мя и 3-

мя ПГ в нагрузке

Как следует из зависимостей на рисунках 3.54 и 3.55, с ростом числа ПГ в нагрузке ПР наблюдаются следующие тенденции:

1) с ростом числа ПГ в нагрузке ПР увеличивается минимально необходимый уровень интенсивности волны СН, при котором происходит возбуждение ПР;

2) с ростом числа ПГ в нагрузке ПР увеличивается максимальный уровень ОС.

3.5.3. Моделирование параметрических рассеивателей-четырехполюсников

При анализе процессной модели нелинейных пассивных радиоответчиков (см. параграф 1.2), частным случаем которых являются ПР, было показано, что наиболее эффективная конструкция ПР должна быть в виде четырехполюсника. Это связано, прежде всего, с тем, что появляется развязка между антеннами СН и ОС, что обеспечивает возможность снижения их взаимного влияния.

В частности, как показано в [75] и в параграфе 2.2, самая эффективная конструкция НР-маркера - в виде четырехполюсника, у которого нелинейным элементом выступает удвоитель в виде диодного моста, к диагоналям которого подключены антенны, настроенные на частоты ЗС и ОС. При этом между диагоналями диодного моста наблюдалась хорошая развязка, что позволяло выполнять независимую настройку антенн этого НР.

В параграфе 3.2 предложены схемы ПР- четырехполюсников, однако не было проведено анализа их работоспособности.

3.5.3.1. Моделирование мостового параметрического рассеивателя

В [130] параграфе 3.2, предложена конструкция ΠР И В виле четырехполюсника, нагрузкой которого является мостовая схема ИЗ 4-x параметрических генераторов (структурная схема представлена на рисунке 3.6, фото экспериментально исследованных мостовых ПР представлены на рисунках 3.16, 3.17).

В [80] для анализа нелинейных пассивных радиоответчиков предложено переходить к их эквивалентной схеме на основе теоремы Нортона. Рассмотрим данный подход. Эквивалентная схема мостового ПР, построенная на основе рекомендаций [79], [42], представлена на рисунке 3.56.



Рисунок 3.56. Эквивалентная схема мостового параметрического рассеивателя

Здесь внешнее воздействие СН заменяется на эдс e(t). Антенны, принимающие СН и переизлучающие ОС, представляются низкодобротными электрическими последовательными контурами. Каждая из них характеризуется тремя компонентами: полным активным сопротивлением R_A , включающим сопротивление излучения и сопротивление потерь антенны, и реактивными составляющими - емкостной C_A и индуктивной L_A .

Составим систему уравнений, описывающих работу эквивалентной схемы мостового ПР.

Пользуясь методикой [55], на основании первого и второго законов Кирхгофа составляем систему базовых уравнений:

$$\begin{cases} i_{A1} = i_{K1} + i_{K3} & : A \\ i_{K1} = i_{K2} + i_{A2} & : B \\ i_{A1} = i_{K2} + i_{K4} & : C \\ i_{K4} = i_{A2} + i_{K3} & : D \\ -u_1 + u_3 - u_{BD} = 0 & : I \\ -u_2 + u_{BD} + u_4 = 0 & : II \\ L_{A1} \frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1}R_{A1} + \frac{1}{c_{A1}}\int i_{A1} dt + u = e(t) & : III \\ u_{BD} = L_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} + i_{A2}R_{A2} + \frac{1}{c_{A2}}\int i_{A2} dt & : BD \end{cases}$$

$$(3.5.15)$$

где прописными латинскими буквами обозначены узлы токов, римскими цифрами — контуры обхода (рисунок 3.56).

Выбор определяющих функций определяется целями исследования. Такими функциями являются, прежде всего, токи антенн i_{A1} и i_{A2} , которые определяются напряжениями u_k на параметрических контурах и питающими их токами i_K , напряжение u на системе параметрических контуров и напряжение u_{BD} на зажимах передающей антенны ОС.

Из системы (3.5.15) следует исключить линейно-зависимые уравнения, а также избавиться от интегральных выражений, после чего система базовых уравнений будет иметь вид (3.5.16):

$$\begin{cases} i_{A1} = i_{K1} + i_{K3} \\ i_{K1} = i_{K2} + i_{A2} \\ i_{A2} = i_{K4} - i_{K3} \\ -u_1 + u_3 - u_{A2} = 0 \\ -u_2 + u_{A2} + u_4 = 0 \\ u_{A1} + u_1 + u_2 = e(t) \end{cases}$$
(3.5.16)
$$\frac{d^2 i_{A1}}{dt^2} = -\left(\frac{R_{A1}}{L_{A1}}\frac{di_{A1}}{dt} + \frac{1}{L_{A1}C_{A1}}i_{A1}\right) + \frac{R_{A1}}{L_{A1}}\left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt}\right) \\ \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} = -\left(\frac{R_{A2}}{L_{A2}}\frac{di_{A2}}{dt} + \frac{1}{L_{A2}C_{A2}}i_{A2}\right) + \frac{1}{L_{A2}}\left(\frac{du_2}{dt} - \frac{du_4}{dt}\right) \end{cases}$$

Для нахождения определяющих функций уравнений системы (3.5.16) недостаточно, поэтому, кроме полученных уравнений, необходимо иметь связь между током через контур i_K и напряжением u_k для произвольного k-го контура (рисунок 3.56).

190

Дифференциальное уравнение для *k*-го параметрического контура составляется на основе уравнений Кирхгофа (обозначения понятны из рисунка 3.56).

$$\begin{cases} L_k \frac{di_1}{dt} + i_1 R_k = u_K, \\ i_K = i_1 + i_2 + i_3. \end{cases}$$
(3.5.17)

Элементы C(u) и g(u) суть зависимости, соответственно, емкости и проводимости *p-n* перехода от приложенного напряжения. Независимо от конкретного вида C(u) и g(u), токи i_2 и i_3 и их производные представляются в виде:

$$i_{2} = \frac{dq}{dt} = \frac{d[u_{k}C(u_{k})]}{dt}; \quad \frac{di_{2}}{dt} = \frac{d^{2}q}{dt^{2}} = \frac{d[u_{k}C(u_{k})]}{du_{k}}\frac{d^{2}u_{k}}{dt^{2}} + \frac{d^{2}[u_{k}C(u_{k})]}{du^{2}}\left(\frac{du_{k}}{dt}\right)^{2};$$

$$i_{3} = u_{k}g(u_{k}); \quad \frac{di_{3}}{dt} = \frac{di_{3}}{du_{k}}\frac{du_{k}}{dt} = \frac{d[u_{k}g(u_{k})]}{du_{k}}\frac{du_{k}}{dt}.$$

Поэтому, выразив i_1 через i_K , i_2 , i_3 и подставив в первое уравнение системы (3), приходим к искомой связи $u_k(i_K)$:

$$L_{k}\frac{di_{K}}{dt} - L_{k}\left[\frac{d[u_{k}C(u_{k})]}{du_{k}}\frac{d^{2}u_{k}}{dt^{2}} + \frac{d^{2}[u_{k}C(u_{k})]}{du_{k}^{2}}\left(\frac{du_{k}}{dt}\right)^{2}\right] - L_{k}\frac{d[u_{k}g(u_{k})]}{du_{k}}\frac{du_{k}}{dt} + i_{K}R_{\kappa} - R_{\kappa}\frac{d[u_{k}C(u_{k})]}{dt} - R_{\kappa}u_{k}g(u_{k}) = u_{k}.$$

Если, как и прежде, использовать полиноминальную для C(u) и экспоненциальную для g(u) аппроксимации

 $\mathcal{C}(u)=\mathcal{C}_0f(u)=\mathcal{C}_0\sum_{n=0}^N\beta_nu^n\,;\quad g(u)=g_0\mathrm{exp}(bu)\,,$

то искомая связь $u_k(i_K)$ будет выражаться дифференциальным уравнением второго порядка (3.5.18):

$$\frac{d^2 u_k}{dt^2} = -\frac{\frac{du_k}{dt} \left[\frac{D_k E_k}{C_{0k}} + \frac{R_k}{L_k} A_k \right] + \left(\frac{du_k}{dt} \right)^2 B_k + \omega_{ok}^2 \left[u_k (R_k D_k + 1) - \left(L_k \frac{di_{Kk}}{dt} + i_{Kk} R_k \right) \right]}{A_k}, \quad (3.5.18)$$

где в обозначение тока i_K введен второй индекс k, который соответствует номеру контура ($k = 1 \div 4$) в параметрической системе (рисунок 3.56); $\omega_{ok}^2 = 1/L_k C_0$;

и введены следующие обозначения:

$$\begin{aligned} A_k &= \sum_{n=0}^N (n+1) \,\beta_{nk} u_k^n = \beta_{0k} + 2\beta_{1k} u_k + 3\beta_{2k} u_k^2 + 4\beta_{3k} u_k^3 ; \\ B_k &= \sum_{n=0}^N n(n+1) \,\beta_{nk} u_k^{n-1} = 2\beta_{1k} + 6\beta_{2k} u_k + 12\beta_{3k} u_k^2 ; \\ D_k &= g_{0k} e^{b_k u_k} ; \quad E_k = 1 + b_k u_k. \end{aligned}$$

Уравнения для токов i_{Kk} ($k = 1 \div 4$) определяются из уравнений (3.5.16) для токов i_{A1} или i_{A2} . Так, подставив $i_{A1} = i_{K1} + i_{K3}$ в уравнение для $d^2 i_{A1}/dt^2$ системы (3.5.16), после разделения переменных получим:

$$\frac{d^2 i_{K_1}}{dt^2} = \frac{1}{L_{A_1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_2}{dt} - R_{A_1} \frac{di_{K_1}}{dt} - \frac{i_{K_1}}{c_{A_1}} \right); \qquad \qquad \frac{d^2 i_{K_3}}{dt^2} = \frac{1}{L_{A_1}} \left(-\frac{du_1}{dt} - R_{A_1} \frac{di_{K_3}}{dt} - \frac{i_{K_3}}{c_{A_1}} \right).$$

Уравнения для токов второго и четвертого контуров находятся из базовой системы (3.5.16):

$$\frac{d^2 i_{K2}}{dt^2} = \frac{d^2 i_{K1}}{dt^2} - \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} ; \qquad \qquad \frac{d^2 i_{K4}}{dt^2} = \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} + \frac{d^2 i_{K3}}{dt^2} .$$

Таким образом, получаем следующую систему (3.5.19) из 10 дифференциальных уравнений второго порядка, которая, по сути, является математической моделью мостового ПР:

$$\frac{d^{2}i_{A1}}{dt^{2}} = \frac{d^{2}i_{A1}}{dt^{2}} = \frac{1}{l_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{d}{dt} (u_{1} + u_{2}) - R_{A1} \frac{di_{A1}}{dt} - \frac{1}{C_{A1}} i_{A1} \right)$$

$$\frac{d^{2}i_{A2}}{dt^{2}} = \frac{1}{l_{A2}} \left(\frac{du_{2}}{dt} - \frac{du_{4}}{dt} - R_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} - \frac{1}{C_{A2}} i_{A2} \right);$$

$$\frac{d^{2}i_{A2}}{dt^{2}} = \frac{1}{l_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_{2}}{dt} - R_{A1} \frac{di_{K1}}{dt} - \frac{i_{K1}}{C_{A1}} \right);$$

$$\frac{d^{2}i_{K2}}{dt^{2}} = \frac{d^{2}i_{K1}}{dt^{2}} - \frac{d^{2}i_{A2}}{dt^{2}};$$

$$\frac{d^{2}i_{K3}}{dt^{2}} = \frac{1}{l_{A1}} \left(-\frac{du_{1}}{dt} - R_{A1} \frac{di_{K3}}{dt} - \frac{i_{K3}}{C_{A1}} \right);$$

$$\frac{d^{2}i_{K2}}{dt^{2}} = \frac{d^{2}i_{A2}}{dt^{2}} - \frac{d^{2}i_{A2}}{dt^{2}};$$

$$\frac{d^{2}i_{K3}}{dt^{2}} = \frac{1}{l_{A1}} \left(-\frac{du_{1}}{dt} - R_{A1} \frac{di_{K3}}{dt} - \frac{i_{K3}}{C_{A1}} \right);$$

$$\frac{d^{2}i_{K4}}{dt^{2}} = \frac{d^{2}i_{A2}}{dt^{2}} + \frac{d^{2}i_{K3}}{dt^{2}};$$

$$\frac{d^{2}i_{K4}}{dt^{2}} = -\left\{ \frac{du_{1}}{dt} \left[\frac{D_{1}E_{1}}{C_{01}} + \frac{R_{1}}{L_{1}} A_{1} \right] + \left(\frac{du_{1}}{dt} \right)^{2} B_{1} + \omega_{01}^{2} \left[u_{1}(R_{1}D_{1} + 1) - \left(L_{1} \frac{di_{k1}}{dt} + i_{k1}R_{1} \right) \right] \right\} / A_{1};$$

$$\frac{d^{2}u_{2}}{dt^{2}} = -\left\{ \frac{du_{2}}{dt} \left[\frac{D_{2}E_{2}}{C_{02}} + \frac{R_{2}}{L_{2}} A_{2} \right] + \left(\frac{du_{2}}{dt} \right)^{2} B_{2} + \omega_{02}^{2} \left[u_{2}(R_{2}D_{2} + 1) - \left(L_{2} \frac{di_{k2}}{dt} + i_{k2}R_{2} \right) \right] \right\} / A_{2};$$

$$\frac{d^{2}u_{3}}{dt^{2}} = -\left\{ \frac{du_{3}}{dt} \left[\frac{D_{2}E_{3}}{C_{03}} + \frac{R_{3}}{L_{3}} A_{3} \right] + \left(\frac{du_{4}}{dt} \right)^{2} B_{3} + \omega_{03}^{2} \left[u_{3}(R_{3}D_{3} + 1) - \left(L_{3} \frac{di_{k3}}{dt} + i_{k3}R_{3} \right) \right] \right\} / A_{3};$$

$$\frac{d^{2}u_{4}}{dt^{2}} = -\left\{ \frac{du_{4}}{dt} \left[\frac{D_{2}E_{5}}{C_{04}} + \frac{R_{4}}{L_{4}} A_{4} \right] + \left(\frac{du_{4}}{dt} \right)^{2} B_{4} + \omega_{04}^{2} \left[u_{4}(R_{4}D_{4} + 1) - \left(L_{4} \frac{di_{k4}}{dt} + i_{k4}R_{4} \right) \right] \right\} / A_{4}.$$
B currewy IV He включены фvнкциц i_{A1}, U Hen, T.К. ОНИ МОГУТ быть найлен

В систему ДУ не включены функции ι_{A1} , u, u_{BD} , т.к. они могут быть найдены алгебраически из базовой системы уравнений (3.5.16).

Численное решение системы уравнений (3.5.19) после замены переменных сводится к решению системы 20 дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} y_i = \frac{dx_i}{dt}; \\ \frac{dy_i}{dt} = F_i; \ i = \overline{1 \div 10} \end{cases},$$
(3.5.20)

где x_i — искомые производящие функции; F_i — функции, стоящие в правой части уравнений (3.5.19).

Таким образом, анализ эквивалентной схемы ПР (рисунок 3.56) может быть проведен с помощью математической модели, представленной системой уравнений (3.5.20). Это позволяет применить к рассматриваемой задаче весь арсенал средств, накопленных к данному моменту для решения задач нелинейной электротехники, в частности, методов математического моделирования. Успех в таком эксперименте связан с корректностью перехода от реальной ситуации к параметрам эквивалентной схемы.

Отметим, что переход к эквивалентной схеме оставляет без рассмотрения пространственные и поляризационные свойства ПР, поэтому возможны искаженные результаты при анализе амплитудных свойств ПР, которые могут успешно преодолены применением процессной модели ПР [72], [79].

Результаты численного моделирования

При моделировании свойств мостового ПР был исследован ПР образованный четырьмя электрическими параметрическими контурами в которых роль варикапа выполнял диод Д311. В качестве антенн, принимающей СН и переизлучающей ОС, использовались полуволновые диполи на частотах СН и ОС. Соответственно при вычислении АХ было принято $S_{A1}(\omega_{CH}) = 0,13\lambda^2$, $R_{A1}(\omega_{CH}) = 73$ Ом, $G_{A2}(\omega_{OC}) = 1,65(2,15 \text{дБ})$, $R_{A2}(\omega_{CH}) = 73$ Ом. Амплитудная характеристика мостового ПР, рассчитанная для частоты СН 800 МГц, представлена на рисунке 3.57. Соответствующая экспериментальная АХ представлена на рисунке 3.22. Сравнение кривых говорит об удовлетворительном соответствии разработанной модели и экспериментальных данных.





Рисунок 3.57. Рассчитанная амплитудная характеристика мостового ПР.

Предложенная конструкция мостового ПР позволяет независимо изменять значения величин сопротивления излучения приемной и передающей антенн мостового ПР (R_{A1} и R_{A2}), а созданная модель мостового ПР позволяет исследовать вопрос об оптимизации R_{A1} и R_{A2} , например, с точки зрения максимизации уровня OC.

С точки зрения теории линий передач наилучшее значение R_{A1} антенны СН будет достигнуто при равенстве сопротивления излучения этой антенны $R_{\rm A1}(\omega_{\rm CH})$ и ее нагрузки, равной сопротивлению системы ПГ в точках АС (см. рисунок 3.56), которое обозначим $R_{AC}(\omega_{CH})$. Отметим, что сопротивление системы ПГ на частоте сигнала накачки $R_{\Pi\Gamma}(\omega_{CH})$ зависит от от уровня CH, т.е. хорошее согласование в тракте СН может быть достигнуто при определенном значении уровня СН. Это сопротивления хорошо ВИДНО ИЗ зависимости системы параметрических генераторов на частоте сигнала накачки от величины ЭДС, которая использовалась AX. для вычисления График зависимости сопротивления системы параметрических генераторов от относительной величины накачки ($U_{\rm oth} =$ U_{ch}/U_{chmax}) представлен на рисунке 3.58.

На рисунке 3.58 так же видно, что существует небольшое влияние R_{A2} на величину сопротивления нелинейного элемента $R_{AC}(\omega_{CH})$.



Рисунок 3.58. Сопротивление системы параметрических генераторов на частоте сигнала накачки при различных *R*_{A2}.

Для тракта ОС наилучшее значение R_{A2} так же будет при равенстве сопротивления излучения антенны ОС $R_{A2}(\omega_{0C})$ и ее нагрузки, то есть сопротивления системы ПГ на частоте ОС в точка BD, которое обозначим $R_{BD}(\omega_{0C})$. Однако следует иметь в виду, что при выполнении условия $R_{A2}(\omega_{0C}) =$ $R_{BD}(\omega_{0C})$, необходимо учитывать , что $R_{BD}(\omega_{0C})$ завистит от $R_{A2}(\omega_{0C})$, в результате достижение согласования в тракте ОС является итерационным процессом. Поэтому проще ставить вопрос не о согласовании антенны ОС с системой ПГ, а о максимизации уровня ОС или определения наилучшего коэффициента преобразования СН в ОС.

Соответствующие графики представлены на рисунке 3.59, из которых видно, что величина R_{A2} отличается для указанных критериев. В частности, максимально– возможная мощность ОС достигается при $R_{A2} = 700$ Ом и $R_{A1} = 73$ Ом. Коэффициент преобразования *К*, равный отношению потоков Π_{OC} и Π_{CH} ($K = \Pi_{OC}/\Pi_{CH}$) достигает максимального значения $K_{MAX} = -34,3$ дБ при $R_{A2} \approx 700$ Ом.



Рисунок 3.59. Зависимость P_{oc} мощности ОС и коэффициента преобразования *K* от сопротивления R_{A2} при R_{A1} =73 Ом.

На рисунке 3.60 приведены АХ, рассчитанные на основе графиков на рисунках 3.58 и 3.59.

Псн, дБ Вт/м²



Рисунок 3.60. Рассчитанные амплитудные характеристики мостового ПР при $R_{A1} = 73$ Ом: 1 — $R_{A2} = 73$ Ом; 2 — $R_{A2} = 700$ Ом.

Соответствующие экспериментальные кривые представлены на рисунке 3.22, сравнение экспериментальных и модельных АХ позволяет говорить о хорошей адекватности разработанных моделей.

При вычислениях считалось, что все диоды имеют идентичные параметры, однако реально, даже в одной партии могут быть существенные расхождения в величинах электрических параметров использованных диодов. В результате каждый контур будет иметь некоторую расстройку относительно друг друга.

Для исследования вопроса, насколько существенен данный эффект было проведено исследование влияния расстроек на уровень ОС. На рисунке 3.61 представлено полученное семейство частотных характеристик ПР, отвечающее различным относительным расстройкам δf_{ok} между собственными частотами контуров в ветвях системы параметрических генераторов.





Как следует из рисунка 3.61, увеличение расстроек Δf_{ok} незначительно увеличивает ширину полосы частот, в пределах которой возможна генерация ответного сигнала. Увеличение расстроек выше 7% приводит к снижению взаимодействия между контурами параметрической системы, что проявляется в сужении амплитудного диапазона сигнала накачки, в пределах которого возможно формирование ответного сигнала, и увеличении неравномерности амплитудной характеристики (см. рисунок 3.62).



Рисунок 3.62. Семейство амплитудных характеристик мостового ПР при различных расстройках контуров $\Delta f_{\text{ок}}$.

При $\Delta f_{o\kappa} \sim 7,5\%$ наблюдается значительная неравномерность как амплитудной, так и частотной характеристик. В то же время, допустимой может считаться расстройка $\Delta f_{o\kappa} \sim 2,5\%$, при которой сохраняется как частотный, так и амплитудный диапазон генерации ОС.

Следующей особенностью процесса генерации ответного сигнала в мостовой схеме ПР является сильная зависимость времени установления ОС от амплитуды сигнала накачки. На рисунке 3.63 приведены осциллограммы, иллюстрирующие зависимость времени установления ОС от амплитуды накачки, где под относительной амплитудой понимается отношение амплитуды накачки К определяемой правой границей максимальной амплитуде, амплитудной характеристики $U_{\text{отн}} = U_{\text{CH}}/U_{\text{CH}max}$.



Рисунок 3.63. Время установления ОС при относительной амплитуде сигнала накачки: а) $U_{\text{отн}} = 0,9$; б) $U_{\text{отн}} = 0,15$.

Очевидно, что снижение длительности переднего фронта ОС автоматически приведет к повышению нижней (левой) границы амплитудной характеристики и, наоборот, достаточно слабые импульсные СН могут на своей длительности так и не возбудить окончательно систему ПГ, то есть радиоимпульс ОС окончательно так и не сформируется. Синхронизация внешним СС может существенно ускорить формирование переднего фронта ОС. Для иллюстрации данного эффекта, на рисунке 3.64 представлены рассчитанные АХ мостового ПР: 1-непрерывный СН; 2-импульсный СН без синхронизации; 3-импульсный СН с синхронизацией. Кривая 2 на рисунке 3.64 соответствует импульсному сигналу накачки с длительностью $\tau_{ch} = 2$ мкс и при допустимом времени установления $T_{ycr} = 0,2$ мкс. Видно, что в таком случае применение импульсных сигналов накачки приводит к сокращению амплитудного диапазона генерации ответного сигнала на 4 дБ.





Амплитудные характеристики мостового ПР: 1-непрерывный СН; 2импульсный СН без синхронизации; 3-импульсный СН с синхронизацией

На рисунке 3.65 приведены результаты моделирования совместного действия радиоимпульсов синхронизации и сигнала накачки на формирование ответного сигнала. Из рисунка 3.65.6 хорошо видно, что радиоимпульсы синхронизирующего сигнала обеспечивают формирование прямоугольных радиоимпульсов ОС с длительностью, такой же, как у радиоимпульса СН, за счет резкого сокращения времени установления колебаний в параметрическом контуре. Кроме того, применение импульсной синхронизации на частоте субгармоники сигнала накачки несколько снижает нижнюю границу диапазона генерации (кривая 3 на рисунке 3.64).



Рисунок 3.65.

Импульсы синхронизации ($\tau_{cc} = 0,1$ мкс) и ответного сигнала ($\tau_{oc} = 2$ мкс), сформированного совместным действием на параметрический контур сигналов накачки и синхронизации. В скобках указаны интервалы действия импульсов

Разработанная модель мостового ПР позволила убедиться, что для ПР, нагрузкой которого является несколько ПГ, в качестве СН может использоваться ЛЧМ радиоимпульс. При этом ОС тоже является радиоимпульсом, который в дальнейшем может быть подвергнут компрессии в согласованном с ним фильтре. В качестве иллюстрации данного утверждения на рисунке 3.66 представлены спектры СН, облучающего ПР, в виде ЛЧМ радиоимпульса с базой *B*=60 и спектр ОС, переизлучаемого в пространство. Как показал машинный эксперимент указанный ОС является полноценным ЛЧМ радиоимпульсом, который сжимается в согласованном фильтре.



Рисунок 3.66. Спектрограммы: а) ЛЧМ импульса накачки; б) ОС, при f_{CH} =800 МГц; Δf_{geB} =20 МГц; τ_{CH} =3 мкс.

Аналогичные результаты получаются при накачке в виде импульсов с ЛЧМ с базой *B*=60. При этом наблюдается полное подобие ОС сигналу накачки.

3.5.3.2. Моделирование двухгенераторных ПР- четырехполюсников

Как отмечалось в параграфе 3.2, конструкция двухгенераторного ПР четырехполюсника предложена в [131] на основе последовательного соединения в нагрузке двух параметрических генераторов (см. рисунок 3.7). Данная схема может быть реализована для исполнения антенн СН и ОС в виде конструкций, имеющих гальванически связанные рефлекторы. В частности, такими могут быть полосковые антенны. Для составления математической модели можно воспользоваться результатами п.3.5.2.2 Действительно, эквивалентные схемы, представленные на рисунках 3.53 и 3.67, отличаются тем, что в последней схеме ток, питающий второй контур, уменьшается на величину i_{A2} .

Поэтому математическую модель двухгенераторного ПР-четырехполюсника можно получить из системы уравнений (3.5.12), если заменить обозначение питающего тока на i_{A1} , а питающий ток второго контура заменить током $(i_{A1} - i_{A2})$.



Рисунок 3.67. Эквивалентная схема двухгенераторного ПР-

четырехполюсника

Кроме того, систему уравнений (3.5.10) следует доопределить очевидной связью $i_{A2}(u_2)$:

$$L_{A2}\frac{di_{A2}}{dt} + iR_{A2} + \frac{1}{C_{A2}}\int i_{A2}dt = u_2.$$

Тогда, избавившись от интегральных выражений и приведя полученную систему к каноническому виду, получим систему из четырех дифференциальных уравнений второго порядка:

$$\begin{cases} \frac{d^{2}i_{A1}}{dt^{2}} = -\frac{di_{A1}}{dt}\frac{R_{A1}}{L_{A1}} - \omega_{0A1}^{2}i_{A1} + \frac{1}{L_{A1}}\left(\frac{de}{dt} - \frac{du_{1}}{dt} - \frac{du_{2}}{dt}\right); \\ \frac{d^{2}i_{A2}}{dt^{2}} = -\frac{di_{A2}}{dt}\frac{R_{A2}}{L_{A2}} - \omega_{0A2}^{2}i_{A2} + \frac{1}{L_{A2}}\frac{du_{2}}{dt}; \\ \frac{d^{2}u_{1}}{dt^{2}} = -\begin{cases} \frac{du_{1}}{dt}\left(\frac{D_{1}E_{1}}{C_{01}} + \frac{R_{1}}{L_{1}}A_{1}\right) + \left(\frac{du_{1}}{dt}\right)^{2}B_{1} + \\ +\omega_{01}^{2}\left[u_{1}(R_{1}D_{1} + 1) - \left(L_{1}\frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1}R_{1}\right)\right] \end{cases} / A_{1}; \\ \frac{d^{2}u_{2}}{dt^{2}} = -\begin{cases} \frac{du_{2}}{dt}\left(\frac{D_{2}E_{2}}{C_{02}} + \frac{R_{2}}{L_{2}}A_{2}\right) + \left(\frac{du_{2}}{dt}\right)^{2}B_{2} + \\ +\omega_{02}^{2}\left[u_{2}(R_{2}D_{2} + 1) - \left(L_{2}\frac{d(i_{A1} - i_{A2})}{dt} + (i_{A1} - i_{A2})R_{2}\right)\right] \end{cases} / A_{2}, \end{cases}$$

где обозначено: $\omega_{0A1}^2 = 1/L_{A1}C_{A1}$; $\omega_{01}^2 = 1/L_1C_{01}$; $\omega_{02}^2 = 1/L_2C_{02}$; $\omega_{0A2}^2 = 1/L_{A2}C_{A2}$

$$\begin{split} A_1 &= \sum_{n=0}^N (n+1) \,\beta_{n1} u_1^n \,; \quad A_2 = \sum_{n=0}^N (n+1) \,\beta_{n2} u_2^n \,; \\ B_1 &= \sum_{n=0}^N n(n+1) \,\beta_{n1} u_1^{n-1} ; \quad B_2 = \sum_{n=0}^N n(n+1) \,\beta_{n2} u_2^{n-1} \,; \\ D_1 &= g_{01} e^{b_1 u_1} \,; \quad E_1 = 1 + b_1 u_1 \,; \quad D_2 = g_{02} e^{b_2 u_2} \,; \qquad E = 1 + b_2 u_2 \,. \end{split}$$

Таким образом, анализ эквивалентной схемы двухгенераторного ПРчетырехполюсника (рисунок 3.67), может быть проведен с помощью математической модели, представленной системой уравнений (3.5.21).

Аналогично, нетрудно обобщить полученный выше результат на ПРчетырехполюсник, содержащий произвольное число параметрических генераторов (3.5.22).

$$\begin{cases} \frac{d^{2}i_{A1}}{dt^{2}} = -\frac{di_{A1}}{dt} \frac{R_{A1}}{L_{A1}} - \omega_{0A1}^{2} i_{A1} + \frac{1}{L_{A1}} \left(\frac{de}{dt} - \sum_{k=1}^{M} \frac{du_{k}}{dt} \right); \ k = \overline{1, M}; \ k \neq m; \\ \frac{d^{2}i_{A2}}{dt^{2}} = -\frac{di_{A2}}{dt} \frac{R_{A2}}{L_{A2}} - \omega_{0A2}^{2} i_{A2} + \frac{1}{L_{A2}} \frac{du_{m}}{dt}; \\ \frac{d^{2}u_{k}}{dt} = -\begin{cases} \frac{du_{k}}{dt} \left(\frac{D_{k}E_{k}}{C_{0k}} + \frac{R_{k}}{L_{k}} A_{k} \right) + \left(\frac{du_{k}}{dt} \right)^{2} B_{k} + \\ + \omega_{0k}^{2} \left[u_{k}(R_{k}D_{k} + 1) - \left(L_{k} \frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1}R_{k} \right) \right] \end{cases} \right] \end{pmatrix} / A_{k}; \ k = \overline{1, M}; \ k \neq m; \end{cases} (3.5.22) \\ \frac{d^{2}u_{m}}{dt^{2}} = -\begin{cases} \frac{du_{m}}{dt} \left(\frac{D_{m}E_{m}}{C_{0m}} + \frac{R_{m}}{L_{m}} A_{m} \right) + \left(\frac{du_{m}}{dt} \right)^{2} B_{m} + \\ + \omega_{0m}^{2} \left[u_{m}(R_{m}D_{m} + 1) - \left(L_{m} \frac{d(i_{A1} - i_{A2})}{dt} + (i_{A1} - i_{A2})R_{m} \right) \right] \end{cases} / A_{m}, \end{cases}$$

где: М — число ПГ; т — номер ПГ, нагруженного на антенну ОС;

 L_k ; C_{0k} ; R_k — элементы k-го параметрического генератора; $\omega_{0A1}^2 = 1/L_{A1}C_{A1}$; $\omega_{0A2}^2 = 1/L_{A2}C_{A2}$; $\omega_{0k}^2 = 1/L_kC_{0k}$; $A_k = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{nk} u_k^n$; $B_k = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{nk} u_k^{n-1}$; $D_k = g_{0k} e^{b_k u_k}$; $E_k = 1 + b_k u_k$.

Таким образом, математическая модель ПР-четырехполюсника на основе произвольного числа ПГ представляется системой, аналогичной (3.5.12) из (*M*+2)

ДУ второго порядка. Как и в предыдущих вариантах, система (3.5.22) решается путем замены переменных и сведения к системе из 2(*M*+2) ДУ первого порядка.

Результаты численного моделирования

Анализ основных свойств двухгенераторного ПР-четырехполюсника (рисунок 3.67), проводился с помощью математической модели, представленной системой уравнений (3.5.21).

Амплитудные характеристики двухгенераторного ПР-четырехполюсника подобны характеристикам ПР, рассмотренным выше:

— в импульсном режиме ограничение допустимой длительности переднего фронта приводит к увеличению нижней границы диапазона генерации и уменьшению динамического диапазона генерации приблизительно на ~3 дБ по сравнению с непрерывным режимом;

— использование импульсов синхронизации позволяет резко сократить длительность фронта импульсов ОС и увеличить диапазон генерации.

Интерес представляют вопросы влияния параметров передающей (антенны OC) и приемной (антенны CH) антенн на работу ПР. Импеданс каждой антенны, настроенной на соответствующую частоту, имеет чисто активный характер, т.е. фактически необходимо выяснить влияние R_{A1} и R_{A2} .

Рисунок 3.68 иллюстрирует влияние *R*_{A1} на уровень ОС для двухгенераторного ПР-четырехполюсника в импульсном режиме.

Увеличение *R*_{A1} приводит к увеличению уровня СН, необходимого для возбуждения ПГ при практически неизменной ширине диапазона генерации и амплитуде ОС.

Поэтому приоритетной становится задача согласования параметров антенн с входным *R*_{вх} и выходным *R*_{вых} сопротивлениями ПГ.

Входное сопротивление ПГ (рисунок 3.69) слабо зависит от амплитуды CH, сопротивления антенны R_{A1} и составляет $R_{\Pi\Gamma}$ 50÷ 65 Ом.





четырехполюсника в импульсном режиме.



Рисунок 3.69. Зависимость входного сопротивления ПГ от амплитуды СН при *R*_{A2}=500 Ом для двухгенераторного ПР-четырехполюсника.

Между тем, величина R_{A2} оказывает значительное влияние на мощность ОС (рисунок 3.70). При малых величинах дополнительные потери, вносимые в ПК антенной ОС, не удается в должной мере скомпенсировать за счет энергии СН. С увеличением R_{A2} мощность ответного сигнала P_{OC} начинает расти за счет

уменьшения упомянутых потерь. При дальнейшем росте R_{A2} прекращается рост амплитуды OC (из-за ограничения амплитуды колебаний в ПК), в результате чего мощность P_{OC} вначале перестает увеличиваться, а затем начинает падать.

Из приведенных графиков (рисунок 3.70) видно, что существует оптимальное значение R'_{A2} =700 Ом, при котором величина P_{OC} и коэффициента преобразования двухгенераторного ПР-четырехполюсника достигают максимума. Коэффициент преобразования *K*, равный отношению потоков Π_{OC} и Π_{CH} ($K = \Pi_{OC}/\Pi_{CH}$) достигает максимального значения K_{MAX} = -37,6 дБ при R_{A2} ~700 Ом.

Соответствующая АХ двухгенераторного ПР-четырехполюсника при R_{A1}=73 Ом и R_{A2}=700 Ом представлена на рисунке 3.71.





Зависимость P_{oc} мощности ОС и коэффициента преобразования K от сопротивления R_{A2} при R_{A1} =73 Ом для двухгенераторного ПР-четырехполюсника





АХ двухгенераторного ПР-четырехполюсника: 1— непрерывный и синхронизированный импульсный СН; 2 — импульсный СН.

Из сравнения АХ на рисунках 3.71 и 3.60 следует, что уровень ОС от двухгенераторного ПР – четырехполюсника примерно соответствует уровню мостового ПР, однако для этого требуются больший уровень СН. К такому же выводу можно прийти в результате сравнения коэффициентов преобразования мостового ПР и рассматриваемого двухгенераторного ПР – четырехполюсника.

3.5.4. Моделирование двухконтурных параметрических рассеивателей

Литература, посвященная созданию и применению ПР, у которых ОС переизлучается в окружающее пространство в результате процесса генерации новых спектральных компонент ПГ, в основном, ограничена описанием субгармонических ПР [56], ОС в которых генерируется на частоте половинной субгармоники облучающего запросного сигнала, выступающего СН.

В то же время, некоторые авторы отмечают [53], [63] возможность создания ПР, содержащего в нагрузке двухконтурный ПГ, контуры которого имеют разные собственные частоты. В (56) рассматривается двухконтурный ПГ с двумя одинаковыми контурами (см. рисунок 1.4-в).

Двухконтурный ПГ достаточно хорошо изучен в радиотехнике [55]. Включение двухконтурного ПГ в нагрузку ПР могло бы иметь определенные преимущества перед одноконтурным субгармоническим ПР. В частности, в [55] указывается, что для двухконтурных ПГ фазы и частоты генерации ОС φ_1 , φ_2 , ω_1 , ω_2 связаны с фазой и частотой СН φ_{CH} , ω_{CH} как:

 $\phi_1 + \phi_2 = \phi_{CH} = \phi_3$, если $\omega_1 + \omega_2 = \omega_{CH} = \omega_3$.

Это обстоятельство открывает возможность использовать в качестве рабочего ОС, принимаемого приемником, сигнал на частоте ω_1 , а в качестве синхронизирующего - сигнал на частоте ω_2 , который легко отфильтровать в приемнике ОС, настроенном на частоту ω_1 [124]. Отметим, что СН в таком случае, кроме СН, должен содержать в своем составе СС.

В то же время в патентах [53], [63] приводятся только структурные схемы двухконтурного ПР (при этом в [53] работоспособность представленной схемы вызывает сомнения) и нет ни одной публикации с данными об экспериментальных исследованиях или теоретическим анализом работы двухконтурных ПР.

Очевидно, это связано с тем, что двухконтурный ПГ сложнее одноконтурного субгармонического [55], соответственно, сложнее должны быть и конструкция, и режимы работы двухконтурного ПР.

Принципиальная схема двухконтурного ПГ [55] приведена на рисунке 3.72. Он представляет собой колебательную систему с двумя степенями свободы и, соответственно, имеет две собственные частоты $\Omega_{1,2}$. ПГ содержит два колебательных контура, собственные частоты которых равны $\omega_{1,2} = 1/\sqrt{L_{1,2}C_{1,2}}$. Параллельно им включен варактор — полупроводниковый диод, который представим в виде нелинейных емкости и проводимости, соединенных параллельно. Генератор возбуждается источником тока накачки I₃cos ω_3 t. В

общем случае возбуждается колебание, спектр которого образован двумя частотами, некратными друг другу и частоте накачки. Между частотами генерации и частотой накачки существует жесткое соотношение — в общем случае определенная линейная комбинация частот возбужденных колебаний должна равняться частоте накачки.

В [55] отмечается, что деление ПГ на одноконтурные, двухконтурные условно. Принципиальную роль играет не число степеней свободы вообще, а только число собственных колебаний Ω_i , в полосы которых попадают частоты генерации ω_i .

Согласно такой классификации, в колебательная система, изображенная на рисунке 3.72, называется одноконтурным ПГ с резонансной цепью накачки, если частота накачки ω_3 близка к одной из собственных частот Ω_1 , а частота субгармоники $\omega_3/2$ близка к другой собственной частоте Ω_2 . Рассмотренный в (56) двухконтурный ПГ с двумя одинаковыми контурами (см. рисунок 1.4-в) тоже является одночастотной колебательной системой у которой частота накачки $\omega_3 \approx 2\omega_1 \approx 2\omega_2 \approx 2\Omega_{1,2}$ что и отмечается автором.



Рисунок 3.72. Принципиальная схема двухконтурного параметрического

генератора

При других соотношениях частот, когда $\omega_3 = \Omega_1 + \Omega_2$, система, изображенная на рисунке 3.72, называется двухконтурным или двухчастотным ПГ.

Существует другая классификация [168], по которой двухконтурной параметрической цепью считается любая колебательная система, состоящая из двух связанных колебательных контуров, причем связь между контурами может быть любая — кондуктивная, индуктивная, емкостная, магнитная (трансформаторная) и их разновидности. Например, схема на рисунке 3.72 согласно [168] называется параметрической системой двух связанных контуров с внешней емкостной связью, роль которой выполняет варактор (параметрический диод). По конструктивным соображениям такая схема является наиболее просто реализуемой в высокочастотном радиодиапазоне.

Приведенной схеме соответствуют две разновидности параметрических генераторов: 1) ПГ с резонансной цепью накачки и 2) двухчастотный ПГ.

Преимущество ПГ с резонансной цепью накачки перед обычным ПГ с одиночным параметрическим контуром состоит в меньшей амплитуде тока внешнего источника, необходимой для возбуждения колебаний, и в способности поддерживать постоянный уровень напряжения накачки на варакторе независимо от амплитуды тока внешнего источника [55].

В [55] свойства двухчастотного ПГ исследованы лишь в отношении его применимости в качестве делителя частоты с произвольным коэффициентом деления. Возможности использования подобных ПГ в качестве нагрузки ПР не исследовались.

3.5.4.1. Параметрический рассеиватель с резонансной накачкой

Рассмотрим эквивалентную схему параметрического рассеивателя, построенного на основе двухконтурной колебательной системы (рисунок 3.73).



Рисунок 3.73.

Эквивалентная схема двухконтурного

параметрического рассеивателя

Система базовых уравнений представляется уравнениями Кирхгофа:

$$i = i_{k} + i_{1} + i_{2}$$

$$L_{1} \frac{di_{L1}}{dt} + R_{1}i_{L1} = u_{1}$$

$$L_{2} \frac{di_{L2}}{dt} + R_{2}i_{L2} = u_{2} ,$$

$$L_{A} \frac{di}{dt} + R_{A}i + \frac{1}{c_{A}}\int idt + u = e$$
(3.5.23)

где i_{L1} и i_{L2} - токи в индуктивных ветвях первого и второго контуров; u_1, u_1 - напряжения на конденсаторах C_1 и C_1 ; i_k - ток, протекающий через последовательно соединенные контуры.

В качестве производящих функций выбираем питающий ток *i* и напряжение на варакторе *u*.

Тогда, учитывая связь между током, протекающим через контур, и напряжением на контуре, получаем три дифференциальных уравнения:

$$\begin{cases} L_1 C_1 \frac{d^2 u_1}{dt^2} + R_1 C_1 \frac{d u_1}{dt} + u_1 = L_1 \frac{d i_k}{dt} + R_1 i_k \\ L_2 C_2 \frac{d^2 u_2}{dt^2} + R_2 C_2 \frac{d u_2}{dt} + u_2 = L_2 \frac{d i_k}{dt} + R_2 i_k \\ L_{A1} \frac{d^2 i_{A1}}{dt^2} + R_A \frac{d i_{A1}}{dt} + \frac{i_{A1}}{C_A} = \frac{d e}{dt} - \frac{d u}{dt} \end{cases}$$
(3.5.24)

Выражаем $i_k = i - i_1 - i_2$ и подставляем в 1-е и 2-е уравнения, предварительно выразив i_1 и i_2 через их производные. При ранее принятых аппроксимациях полиномиальной для C(U) и экспоненциальной для g(U), - то указанные величины представимы следующим образом:

$$i_{1} = \frac{dq_{c}(u)}{dt} = \frac{d(u * C(u))}{du} \frac{du}{dt} = C_{0} \frac{du}{dt} \sum_{n=0}^{N} (n+1) \beta_{n} u^{n} = \frac{du}{dt} C_{0} A,$$

где $A = \sum_{n=0}^{N} (n+1) \beta_n u^n;$

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{d^2q}{dt^2} = \frac{d^2q_c}{du^2} \left(\frac{du}{dt}\right)^2 + \frac{dq_c}{dt} \frac{d^2u}{dt^2} = C_0 \frac{d(u*f)}{du} \frac{d^2u}{dt^2} + C_0 \frac{d^2(u*f)}{du^2} \left(\frac{du}{dt}\right)^2 = \frac{d^2u}{dt^2} C_0 \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n u^n + \left(\frac{du}{dt}\right)^2 C_0 \sum_{n=1}^N n(n+1) \beta_n u^{n-1} = \frac{d^2u}{dt^2} C_0 A + \left(\frac{du}{dt}\right)^2 C_0 B \\ \text{где } B &= \sum_{n=1}^N n(n+1) \beta_n u^{n-1}; \\ i_2 &= ug(u) = ug_0 e^{bu} = uD , \text{где } D = g_0 e^{bu}; \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{di_2}{du} \frac{du}{dt} = g_0 e^{bu} [1+bu] \frac{du}{dt} = \frac{du}{dt} DE , \text{где } E = [1+bu]. \end{aligned}$$
Тогда для первого контура последовательно получаем:

$$L_{1}C_{1}\frac{d^{2}u_{1}}{dt^{2}} + R_{1}C_{1}\frac{du_{1}}{dt} + u_{1} = L_{1}\left[\frac{di}{dt} - \left(\frac{di_{1}}{dt} + \frac{di_{2}}{dt}\right)\right] + R_{1}[i - (i_{1} + i_{2})];$$

$$L_{1}C_{1}\frac{d^{2}u_{1}}{dt^{2}} + R_{1}C_{1}\frac{du_{1}}{dt} + u_{1} = L_{1}\frac{di}{dt} + R_{1}i - L_{1}\left(\frac{di_{1}}{dt} + \frac{di_{2}}{dt}\right) - R_{1}(i_{1} + i_{2}) = L_{1}\frac{di}{dt} + R_{1}i - L_{1}\left(\frac{d^{2}u}{dt^{2}}C_{0}A + \left(\frac{du}{dt}\right)^{2}C_{0}B + \frac{du}{dt}DE\right) - R_{1}\left(\frac{du}{dt}C_{0}A + uD\right);$$

$$L_{1}C_{1}\frac{d^{2}u_{1}}{dt^{2}} + R_{1}C_{1}\frac{du_{1}}{dt} + u_{1} = \left(L_{1}\frac{di}{dt} + R_{1}i\right) - L_{1}\left(\frac{d^{2}u}{dt^{2}}C_{0}A + \left(\frac{du}{dt}\right)^{2}C_{0}B + \frac{du}{dt}DE\right) - R_{1}\left(\frac{du}{dt}C_{0}A + uD\right);$$

$$= \left(L_{1}\frac{di}{dt} + R_{1}i\right) - L_{1}\left(\frac{d^{2}u}{dt^{2}}C_{0}A + \left(\frac{du}{dt}\right)^{2}C_{0}B + \frac{du}{dt}DE\right) - R_{1}\left(\frac{du}{dt}C_{0}A + uD\right);$$

$$\frac{d^{2}u_{1}}{dt^{2}} = -\left(\frac{R_{1}}{L_{1}}\frac{du_{1}}{dt} + \omega_{0}^{2}u_{1}\right) + \frac{1}{c_{1}}\left(\frac{di}{dt} + \frac{R_{1}}{L_{1}}i\right) - \frac{c_{0}}{c_{1}}\frac{d^{2}u}{dt^{2}}A - \frac{c_{0}}{c_{1}}\left(\frac{du}{dt}\right)^{2}B - \frac{1}{c_{1}}\frac{du}{dt}\left(\frac{R_{1}}{L_{1}}C_{0}A + uDE\right) - \frac{R_{1}}{L_{1}c_{1}}uD.$$

$$(3.5.25)$$

Аналогично для второго контура:

$$\frac{d^{2}u_{2}}{dt^{2}} = -\left(\frac{R_{2}}{L_{2}}\frac{du_{2}}{dt} + \omega_{02}^{2}u_{2}\right) + \frac{1}{c_{2}}\left(\frac{di}{dt} + \frac{R_{2}}{L_{2}}i\right) - \frac{c_{0}}{c_{2}}\frac{d^{2}u}{dt^{2}}A - \frac{c_{0}}{c_{2}}\left(\frac{du}{dt}\right)^{2}B - \frac{1}{c_{2}}\frac{du}{dt}\left(\frac{R_{2}}{L_{2}}C_{0}A + DE\right) - \frac{R_{2}}{L_{2}c_{2}}uD$$
(3.5.26)

Система (3.5.25) должна быть дополнена четвертым уравнением для напряжения на варакторе u, которым определяются величины питающего тока i и напряжений на контурах. Уравнение для напряжения на варакторе: $u = u_1 + u_2$ получается путем почленного сложения уравнений (3.5.25) и (3.5.26):

$$\begin{aligned} \frac{d^{2}u}{dt^{2}} &= \\ \left\{ -\left(\frac{R_{1}}{L_{1}}\frac{du_{1}}{dt} + \frac{R_{2}}{L_{2}}\frac{du_{2}}{dt} + \omega_{01}^{2}u_{1} + \omega_{02}^{2}u_{2}\right) + \frac{di}{dt}\left(\frac{1}{c_{1}} + \frac{1}{c_{2}}\right) + i(R_{1}\omega_{01}^{2} + R_{2}\omega_{02}^{2}) - \left(\frac{c_{0}}{c_{1}} + \frac{c_{0}}{c_{1}}\right) + \frac{c_{0}}{c_{2}}\right) \left(\frac{du}{dt}\right)^{2}B - \frac{du}{dt}\left[C_{0}(R_{1}\omega_{01}^{2} + R_{2}\omega_{02}^{2})A + \left(\frac{1}{c_{1}} + \frac{1}{c_{2}}\right)DE\right] - u(R_{1}\omega_{01}^{2} + R_{2}\omega_{02}^{2})D\right] / \left[1 + \left(\frac{c_{0}}{c_{1}} + \frac{c_{0}}{c_{2}}\right)A\right], \end{aligned}$$

$$(3.5.27)$$

где обозначено $\omega_{01}^2 = 1/L_1 C_1; \, \omega_{02}^2 = 1/L_2 C_2 .$

Уравнение для тока і очевидно из (3.5.24):

$$\frac{d^2i}{dt^2} = \frac{1}{L_A} \left(\frac{de}{dt} - \frac{du}{dt} \right) - \left(\frac{R_A}{L_A} \frac{di}{dt} + \omega_{0A}^2 i \right), \text{ где } \omega_A^2 = 1/L_A C_A.$$
(3.5.28)

Таким образом, параметрический рассеиватель на основе колебательной системы с двумя степенями свободы (рисунок 3.72) описывается системой 4-х дифференциальных уравнений второго порядка (3.5.25) – (3.5.28).

Численное решение подобных систем производится путем их сведения к системе уравнений первого порядка после соответствующей замены переменных. Например, после следующей замены переменных: i = x0; $u_1 = y0$; $u_2 = z0$; u = v0 система 4-х уравнений второго порядка (3.5.25) – (3.5.28) сводится к системе 8-ми уравнений первого порядка (3.5.29):

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = x1; & \frac{dx1}{dt} = F_1 \\ \frac{du_1}{dt} = y1; & \frac{dy1}{dt} = F_2 \\ \frac{du_2}{dt} = z1; & \frac{dz1}{dt} = F_3 \\ \frac{du}{dt} = v1; & \frac{dv1}{dt} = F_4 \end{cases}$$
(3.5.29)

где F_2 , F_3 , F_4 , F_1 - правые части уравнений (3.5.25), (3.5.26), (3.5.27) и (3.5.28) соответственно (с учетом проведенной замены переменных), т.е.

$$\begin{split} F_{1} &= -\left(\frac{R_{A}}{L_{A}}x1 + \omega_{0A}^{2}x0\right) + \frac{1}{L_{A}}\left(\frac{de}{dt} - v1\right);\\ F_{2} &= -\left(\frac{R_{1}}{L_{1}}y1 + \omega_{01}^{2}y0\right) + \frac{1}{c_{1}}\left(x1 + \frac{R_{1}}{L_{1}}x0\right) - \frac{c_{0}}{c_{1}}F_{4}A - \frac{c_{0}}{c_{1}}(v1)^{2}B - \frac{1}{c_{1}}v1\left(\frac{R_{1}}{L_{1}}C_{0}A + DE\right) - \\ &- \omega_{01}^{2}R_{1}v0D;\\ F_{3} &= -\left(\frac{R_{2}}{L_{2}}z1 + \omega_{02}^{2}z0\right) + \frac{1}{c_{2}}\left(x1 + \frac{R_{2}}{L_{2}}x0\right) - \frac{c_{0}}{c_{2}}F_{4}A - \frac{c_{0}}{c_{2}}(v1)^{2}B - \frac{1}{c_{2}}v1\left(\frac{R_{2}}{L_{2}}C_{0}A + DE\right) - \\ &- \omega_{02}^{2}R_{2}v0D; \end{split}$$

$$\begin{split} F_4 &= \left\{ -\left(\frac{R_1}{L_1}y1 + \frac{R_2}{L_2}z1 + \omega_{01}^2y0 + \omega_{02}^2z0\right) + x1\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) + x0(R_1\omega_{01}^2 + R_2\omega_{02}^2) - \left(\frac{C_0}{C_1} + \frac{C_0}{C_2}\right)(v1)^2 B - v1\left[C_0(R_1\omega_{01}^2 + R_2\omega_{02}^2)A + \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)DE\right] - v0(R_1\omega_{01}^2 + R_2\omega_{02}^2)D\right\} / \\ &\left[1 + \left(\frac{C_0}{C_1} + \frac{C_0}{C_2}\right)A\right]; \\ A &= \sum_{n=1}^N n(n+1)\beta_n v0^{n-1}; \\ B &= \sum_{n=0}^N (n+1)\beta_n v0^n; \\ D &= g_0 e^{bv0}; \\ E &= [1 + bv0]. \end{split}$$

Результаты численного моделирования

Система уравнений (3.5.29) позволяет моделировать поведение различных вариантов ПР, выполненных на основе параметрических колебательных систем с двумя степенями свободы. Как отмечалось ранее, вариантов таких ПР два [55]: 1) ПР на основе параметрического генератора с резонансной накачкой; 2) ПР на основе двухконтурного параметрического генератора.

На рисунке 3.74 приведены амплитудные характеристики ПР, полученные на модели (3.5.29). Представлен вариант ПР, соответствующий параметрическому генератору (ПГ) с резонансной цепью накачки [55], в котором частота накачки ω_3 близка к одной из собственных частот Ω_1 , частота субгармоники $\omega_3/2$ близка к другой собственной частоте Ω_2 . Применительно к рассматриваемому варианту ПР, собственная частота Ω_1 близка к частоте запросного сигнала ω_{CH} , а частота Ω_2 близка к частоте субгармоники запросного сигнала $\omega_{CH}/2$.



Рисунок 3.74. Амплитудная характеристика ПР с резонансной накачкой: 1 — при непрерывном СН и синхронизированном импульсном СН; 2 — при импульсном СН

Кривая 1 отвечает непрерывному СН. Как видно, амплитудные характеристики ПР с резонансной цепью накачки и рассмотренного ранее одноконтурного ПР качественно совпадают.

Как видно из рисунка 3.74, особенностью АХ является то, что для импульсного СН уровень возбуждения существенно выше. Это связано с особенностями процессов возбуждения в ПГ. Для слабых сигналов могут наблюдаться неустойчивые процессы, длительность которых может превышать длительность радиоимпульса СН. Соответственно, формирование радиоимпульса ОС не успевает завершиться к моменту окончания радиоимпульса СН и не фиксируется. На рисунке 3.74 видно, что амплитудный диапазон генерации ОС сократился приблизительно на 5 дБ. Если СН, кроме радиоимпульса СН, содержит радиоимпульс СС, происходит быстрое возбуждение ПР и вид АХ для непрерывного и импульсного СН совпадает. Заметим, что аналогичные процессы фиксировались и для одноконтурных ПР [79].

Большая изменчивость формы ОС наблюдается в импульсном режиме СН. На рисунке 3.75 представлены формы ОС при длительности СН $\tau_{ch} = 2 \text{мкc}$ и различной относительной амплитуде $U_c^* = U_{CH}/U_{CH \text{ мах}}$ запросного сигнала.

Изменение формы ОС от амплитуды СН проявляется в увеличении времени установления T_{ycr} амплитуды ОС с уменьшением амплитуды СН (рисунок 3.75). Введение ограничения на максимальную величину T_{ycr} так же, как и в одноконтурных ПР, приводит к сокращению амплитудного диапазона генерации ОС. Кривая 2 (рисунок 3.74) соответствует импульсному запросному сигналу длительностью $\tau_{CH} = 2$ мкс при допустимом времени установления $T_{ycr} = 0,2$ мкс. Видно, что применение импульсных СН сокращает амплитудный диапазон генерации ОС приблизительно на 5 дБ.

Согласно [79], величина *Т*_{уст} приближенно может быть оценена по формуле, справедливой для одноконтурного параметрического генератора:

$$T_{\rm yct} = \frac{1}{\sqrt{m^2 - \xi^2 - \delta}} \ln \frac{U_0}{U_{\rm H}},$$

где U_0 , $U_{\rm H}$ — конечное и начальное значения амплитуды колебаний в контуре на частоте субгармоники; m — коэффициент модуляции емкости контура; ξ — относительная расстройка контура; δ — коэффициент затухания.





Изменение формы ответного сигнала ПР с резонансной накачкой от амплитуды сигнала накачки

Однако процесс установления колебаний в ПР на основе ПГ с резонансной цепью накачки отличается от аналогичного процесса в одноконтурном ПР.

На рисунке 3.76 приведены ОС одноконтурного и двухконтурного ПР при $U^*_{CH} = 0,5$ и длительности СН $\tau_{CH} = 2$ мкс. Отличие проявляется в том, что амплитуда накачки (колебания на собственной частоте Ω_1) во время переходного процесса изменяется одновременно с изменением амплитуды возбуждаемого ОС (колебания на частоте Ω_2).


Рисунок 3.76. Ответные сигналы: а) одноконтурного ПР и б) ПР с резонансной цепью накачки

С момента прихода CH (t = 0,5 мкс) начинается возрастание амплитуды колебаний U_1 на частоте Ω_1 (рисунок 3.77-а). Ответный сигнал U_2 на частоте Ω_2 начинает формироваться после того, как амплитуда U_1 достигнет порога возбуждения параметрических колебаний (t \approx 0,55 мкс, рисунок 3.77-б).





Процесс установления ответного сигнала: а — в одноконтурном ПР; б — в двухконтурном ПР; U^{*}_{CH} = 0,5; Тактовый интервал отсчетов $\Delta T_{\rm R} = 10^{-10}$ сек

Экспоненциальный рост амплитуды U_2 начинается с малых начальных значений, поэтому первоначально они не сказываются на колебаниях в цепи накачки U_1 , которые успевают установиться до того, как установятся колебания U_2 . Затем, по мере приближения U_2 к стационарному значению, резко увеличивается влияние на накачку, и амплитуда падает до своего стационарного значения. На рисунке 3.78 этому соответствует момент t \approx 1,3 мкс.



Рисунок 3.78

Амплитуда колебаний: а — U_1 на частоте Ω_1 ; б — U_2 на частоте Ω_2 ; $U_{3C}^* = 0,25$.

Уменьшение амплитуды U_1 после возбуждения субгармоники означает передачу части мощности колебаний на частоте Ω_1 колебаниям на частоте субгармоники Ω_2 .

Особенности процесса установления амплитуды ОС в двухконтурном ПР обуславливают особенности процесса синхронизации импульсных ОС. Прежде всего, это касается взаимного расположения СН и синхронизирующего сигнала (СС).

Из рисунке 3.77-б видно, что основную долю времени переходного процесса составляет время T_{ycr} установления амплитуды колебаний U_2 в контуре субгармоники. Установление колебаний U_1 в цепи накачки происходит за время t_1 , определяемое полосой пропускания контура накачки, поэтому $t_1 \ll T_{ycr}$. Представляется целесообразным использовать этот промежуток времени для подготовки контура субгармоники к генерации импульса ОС путем передачи СС на частоте субгармоники. При этом можно совместить передние фронты импульсов СН и СС и ограничить длительность СС временем t_1 . Например, на рисунке 3.77-б $t = t_1 = 0,02$ мкс. В результате, помимо синхронизации генерируемых ОС, получаются импульсы ОС с крутым передним фронтом ~0,02 мкс (рисунок 3.79 во всем амплитудном диапазоне ПР (рисунок 3.74, кривая 1).



Рисунок 3.79

Форма импульсов ОС τ_{oc} = 2 мкс при синхронизации импульсами

 $\tau_{cH} = 0,02$ мкс: а — $U^*_{HC} = 0,93$; б — $U^*_{CH} = 0,2$

Длительность заднего фронта импульсов ОС обуславливается процессом рассасывания энергии субгармонических колебаний и определяется полосой контура субгармоники.

Процесс установления колебаний имеет, вообще говоря, осцилляторный характер [55]. Особенно большие осцилляции могут возникать, когда частоты колебаний накачки ω и субгармоники $\omega/2$ смещены относительно собственных частот Ω_1 и Ω_2 . При настройке модели ПР необходимо учитывать, что собственные частоты $\Omega_{1,2}$ определяются не только конденсаторами $C_{1,2}$ (рисунок 3.73) контуров, но также начальной емкостью варактора C_0 и ее динамической частью $C_{\sim}(U) \approx (0,1\div0,3)C_0$.

Громоздкие выражения, позволяющие при некоторых приближениях оценить собственные частоты Ω_1 и Ω_2 по известным или заданным величинам C_1 , C_2 и C_0 , приведены в [55].

3.5.4.2. Моделирование двухчастотных параметрических рассеивателей

Двухчастотный ПР так же, как и ПР с резонансной цепью накачки, строится на основе параметрического генератора с двумя степенями свободы, их эквивалентные схемы не отличаются и соответствуют схеме на рисунке 3.73.

Результаты численного моделирования

Отличие ПР состоит в особенностях формирования ОС и настройке параметров схемы. При поступлении СН на частоте f_{CH} ответный сигнал формируется в виде двух субгармоник на частоте f_1 и на частоте f_2 , причем $f_1+f_2=f_{CH}$. Настройка состоит в том, чтобы собственные частоты Ω_1 и Ω_2 как можно меньше отличались от частот субгармоник. Поэтому при настройке модели ПР необходимо учитывать приведенное выше условие относительно того, что собственные частоты $\Omega_{1,2}$ определяются не только конденсаторами $C_{1,2}$ (рисунок 3.73) контуров, но также начальной емкостью варактора C_0 и ее динамической частью $C_{\sim}(U) \approx (0,1\div0,3)C_0$.

Например, при f_{CH} =300 МГц, f_1 = 100 МГц и f_2 = 200 МГц частоты контуров L₁C₁ и L₂C₂ составляют f_{01} = 129,105 МГц и f_{02} = 231,05 МГц соответственно.

На рисунке 3.80 представлены осциллограмма и энергетический спектр колебаний на зажимах варактора в непрерывном режиме при относительной амплитуде сигнала накачки $U_{CH}^* = U_{CH}/U_{CH \text{ мах}} = 1.$

На рисунках 3.81 и 3.82 приведены осциллограммы субгармоник, выделенных соответствующими фильтрами. Видно, что даже при максимальной амплитуде CH процесс установления амплитуды OC продолжается довольно долгое время ($T_{yer} = 0,6\div0,7$ мкс).





Осциллограмма напряжения (а) и энергетический спектр колебаний на зажимах варактора (б)



Рисунок 3.81. Осциллограмма колебания на частоте

субгармоники $f_l = 100 \text{ M} \Gamma \mu$

Осциллограмма колебания на частоте субгармоники *f*₂= 200 МГц

Время установления колебаний T_{ycr} имеет существенное значение для импульсных систем обнаружения.

На рисунке 3.83 приведены формы ответных сигналов на импульсный CH длительностью 2 мкс (в интервале $0,1\div2,1$ мкс) при различных U^*_{CH} .





Формы ответных сигналов на частотах f_1 (а) и f_2 (б) при $U_{CH}^*=0,5;$

(в,г) — то же при $U^*_{CH} = 1$

Существенное сокращение длительности переднего фронта импульсов ОС наблюдается в случае применения синхронизации ОС путем передачи дополнительных СС в виде синхронизирующих импульсов, длительность которых и расположение относительно СН определяются закономерностями процесса нарастания ОС в контурах на частотах f_1 и f_2 (рисунок 3.84).



Рисунок 3.84.

Начальный этап установления колебаний: a) — на частоте f_1 ; б) — на частоте

 f_2

Из представленных осциллограмм следует, что начальный период процесса нарастания ОС условно можно разделить на три этапа. На первом этапе t_1 (интервал 0,1÷0,15 мкс) происходит "линейное" нарастание амплитуды колебаний в контуре, определяемое его характерным временем. Второй этап t_2 (интервал 0,15÷0,2 мкс) соответствует квазистационарному состоянию, когда амплитуда колебаний практически не изменяется. И на третьем этапе $t_3 > t_2$ (интервал > 0,2 мкс) начинается интенсивное взаимодействие колебаний на частотах f_1 и f_2 путем обмена энергией [55], и колебания быстро достигают своей стационарной амплитуды.

Таким образом, для подготовки контуров к генерации импульсов ОС на частотах f_1 и f_2 путем передачи СС на частоте f_1 или f_2 целесообразно совместить передние фронты импульсов СН и СС и ограничить длительность СС временем t_1+t_2 . Например, на рисунке 3.84 длительность импульсов синхронизации должна лежать в пределах $0,05 < \tau_{cc} \le 0,1$ мкс. При уменьшении длительности СС ($\tau_{cc} < 0,05$ мкс) эффективность (влияние на форму ОС) синхронизации резко снижается, а ее увеличение ($\tau_{cc} > 0,1$ мкс) приводит к неоправданному увеличению длительности зондирующей посылки.

На рисунках 3.85 и 3.86 представлены ОС, получаемые при совместном действии СН и СС длительностью $\tau_{\rm cc}$ = 0,1мкс, передаваемых на частоте f_{1} (рисунок 3.85) либо на частоте f_2 (рисунок 3.86).

Из представленных осциллограмм следует, что сигнал синхронизации может быть передан на любой из частоте f_1 или f_2 . При этом длительность передних фронтов ответных сигналов составляет $\tau_{\phi} = (1,0 \div 1,5)\tau_{cc}$. Минимальное значение соответствует случаю, когда частоты СС и ОС совпадают.







Форма ОС на частотах f_1 (а) и f_2 (б) при U^*_{CH} =0,5, синхронизированных СС на частоте f_1





Форма ответных сигналов на частотах f_1 (a) и f_2 (б), синхронизованных СС на частоте f 2, при $U^*_{CH} = 0,5$

На всех приведенных выше осциллограммах наблюдается амплитудная автомодуляция ОС как на частоте f_1 , так и на частоте f_2 . На рисунке 3.87 приведены фрагменты осциллограмм ОС во временном интервале 1,5÷2,0 мкс.

На основе численного решения дифференциальных уравнений ПР выяснить причины возникновения подобной модуляции практически невозможно. Однако, как следует из осциллограмм на рисунках 3.87, на f_1 и f_2 колебания амплитуды ОС происходят противофазно друг другу, поэтому можно предположить, что подобные колебания связаны с обменом энергией между контурами.





Автомодуляция OC на частоте f_1 (а) и на частоте f_2 (б)

Такое предположение совпадает с результатами [55], [168] исследований параметрических радиоцепей. Очевидно, что следует согласиться с [168], [179] о необходимости привлечения теории устойчивости для анализа причин появления автомодуляции.

3.6. Выводы по третьей главе

- 1. Предложено расширять полосу генерации параметрических рассеивателей на основе последовательного включения контуров с перекрывающимися параметрического возбуждения, что, в принципе, полосами позволяет радиомаркировки, использовать В системах использующих пассивные субгармонические нелинейные рассеиватели, широкополосные сигналы.
- Предложен принцип работы и конструкция датчика среды параметрического рассеивателя на основе введения в его автоколебательный контур элемента, электрические параметры которого зависят от измеряемого параметра среды, в которой находится параметрический рассеиватель. Конструкция параметрического рассеивателя защищена патентом.
- Предложены новые конструкции параметрических рассеивателей четырехполюсников:
 - 3.1. параметрический рассеиватель, у которого приемная и передающая антенны нелинейного подключены К входу И выходу элемента виде В четырехполюсника, состоящего из 2-х параметрических генераторов. Данная конструкция позволяет ИЗГОТОВИТЬ все распределенные элементы параметрического рассеивателя по полосковой технологии, что позволяет размещать параметрический рассеиватель на объектах маркировки, включая тело человека, конструкция параметрического рассеивателя защищена патентом.
 - 3.2.двухконтурный параметрический рассеиватель, у которого приемная и передающая антенны подключены к входу и выходу нелинейного элемента в виде четырехполюсника, данная конструкция позволяет изготовить все распределенные элементы двухконтурного параметрического рассеивателя по полосковой технологии, что позволяет размещать двухконтурный параметрический рассеиватель на объектах маркировки, включая тело человека, конструкция параметрического рассеивателя защищена патентом.

- 3.3. параметрический рассеиватель, у которого приемная и передающая антенны подключены к входу и выходу нелинейного элемента в виде четырехполюсника, состоящего из 4-х параметрических генераторов, что позволяет использовать отдельные антенны на частотах облучающего сигнала и ответного сигнала, конструкция параметрического рассеивателя защищена патентом.
- Разработаны измерительные стенды, на которых экспериментально исследованы свойства известных по публикациям других авторов и вновь предложенных конструкций параметрических рассеивателей:
 - 4.1. обнаружено, что снижение температуры окружающей среды приводит к изменению порога возбуждения и сужению полосы генерации субгармонического параметрического рассеивателя, при этом центральная частота полосы генерации не изменяется, таким образом, возможно устойчивое обнаружение субгармонического параметрического рассеивателя в большом диапазоне реальных температур окружающей среды.
 - 4.2. показано, что свойства субгармонических параметрических рассеивателей с свойствам субгармонических «закрытым» резонатором аналогичны параметрических рассеивателей с «открытым» резонатором, что позволяет создавать конструкции нелинейных пассивных радиоответчиков, располагающихся непосредственно на маркируемых объектах И не требующих создания условий «свободного пространства».
 - 4.3.апробирована конструкция параметрического рассеивателя, у которого приемная и передающая антенны подключены к входу и выходу нелинейного элемента в виде четырехполюсника, состоящего из 4-х параметрических генераторов, у данного параметрического рассеивателя зарегистрирован максимальный уровень ответного сигнала и минимальный уровень запросного сигнала, требующегося для возбуждения.
 - 4.4. показано, что у дипольного субгармонического параметрического рассеивателя, нагруженного на несколько последовательно соединенных параметрических генераторов, образованных прараметрическими контурами,

в которых роль переменной емкости выполняет полупроводниковый диод, наблюдается тенденция: с ростом числа параметрических генераторов увеличивается минимальный уровень запросного сигнала, необходимого для возбуждения параметрического рассеивателя, и, одновременно, увеличивается уровень максимально возможного ответного сигнала.

- 4.5.экспериментально обнаружено, что амплитудная характеристика субгармонического параметрического рассеивателя может иметь две области: генерации субгармоники и генерации шумового колебания во всей рабочей полосе частот генерации ответного сигнала.
- 4.6.подтверждено, что параметрическая генерация происходит в относительно узком динамическом диапазоне значений уровня сигнала накачки приблизительно 20 дБ.
- 4.7.подтверждено, что фаза ответного сигнала на частоте половинной субгармоники сигнала накачки может иметь два значения, отличающихся на π, при этом внешний сигнал на частоте субгармоники может «снять» указанную неоднозначность.
- 5. Определены факторы, позволяющие повысить эффективность систем радиомаркировки, использующих пассивные нелинейные радиоответчикы на основе учета их амплитудных и фазовых свойств и сформулированы основные требования к запросному сигналу и методам обработки принимаемого ответного сигала при решении задачи обнаружения параметрических рассеивателей на больших расстояниях.
- 6. Предложено для учета амплитудных свойств параметрических рассеивателей запросный сигнал формировать в виде серий или групп серий из последовательностей радиоимпульсов с равной амплитудой, при этом изменять амплитуду сигнала накачки при переходе от серии к серии или от одной группы серий к другой группе серий, причем изменение амплитуды излучаемого сигнала накачки не должно превышать величины динамического диапазона, в котором происходит возбуждение параметрического рассеивателя.

- Создана и развита теория синхронизации ответного сигнала в параметрических рассеивателях, в рамках которой:
 - 7.1.показано, что для организации устойчивого формирования когерентных радиоимпульсов ответного сигнала, переизлученных от параметрического рассеивателя необходимо кроме радиоимпульсов сигнала накачки облучать параметрический рассеиватель синхронизирующим сигналом с частотой ответного сигнала, который определит фазу ответного сигнала, при этом необходимо обеспечить условия при которых фаза радиоимпульсов ответного сигнала и фаза радиоимпульсов синхронизирующего сигнала не находятся в квадратуре (способ защищен патентом);
 - 7.2. показано, что задача приема когерентной последовательности ответного сигнала от параметрического рассеивателя, полученной путем излучения с радиоимпульсами сигнала накачки вместе синхронизирующих радиоимпульсов с частотой ответного сигнала, сводится к задаче применения стандартных оптимальных методов приема при одновременной компенсации указанных синхронизирующих радиоимпульсов, являющихся когерентной помехой радиоприему, предложены методы компенсации этой помехи при обработке, последовательностей одиночных радиоимпульсов, радиоимпульсов и серий из пар последовательностей радиоимпульсов ответного сигнала (способы защищены патентами);
 - 7.3.показано, что возможны формирование в параметрическом рассеивателе и реализация когерентного накопления ответного сигнала в приемном устройстве при использовании в качестве сигнала накачки линейно-частотно-модулированных радиоимпульсов (способы защищены патентами);
 - 7.4.показано, что при реализации когерентного накопления ответного сигнала, при облучении двухконтурного параметрического рассеивателя кроме сигнала накачки синхронизирующим радиосигналом на частоте одного из контуров и приеме ответного сигнала на частоте второго контура, могут возникать комбинационные нелинейные помехи, являющиеся когерентной помехой радиоприему, предложены методы компенсации или ослабления

этой помехи при обработке, одиночных радиоимпульсов, последовательностей радиоимпульсов и серий из пар последовательностей радиоимпульсов ответного сигнала (способ защищен патентом);

- 7.5.для обеспечения когерентного накопления при приеме ответного сигнала от одноконтурных параметрических рассеивателей предложен нелинейный метод формирования синхронизирующего сигнала, который предполагает излучение вместе с сигналом накачки одного или нескольких сигналов вне полосы ответного сигнала, которые формируют синхронизирующий радиосигнал непосредственно в месте расположения параметрического рассеивателя при их нелинейном взаимодействии на нелинейном элементе в составе параметрического рассеивателя (способ защищен патентом);
- 7.6. предложена конструкция параметрического рассеивателя для реализации нелинейного метода формирования синхронизирующего сигнала, включающего кроме одноконтурного параметрического рассеивателя нелинейного дополнительного рассеивателя на формируется котором синхронизирующий сигнал на частоте ответного сигнала, (конструкция защищена патентом);
- 7.7. показано, что на основе упорядоченных структур из параметрических рассеивателей могут быть сформированы отражательные решетки С повышенным уровнем ответного сигнала и заданной формой диаграммы обратного нелинейного рассеяния, для этого необходимо применять один из способов синхронизации ответного сигнала, а комбинация двух способов позволяет формировать структуры из отражательных решеток, недостижимые для таких систем из линейных отражателей, в частности создавать структуры с суммарной диаграммой обратного нелинейного рассеяния не содержащими глубоких нулей (конструкции отражательных решеток из параметрических рассеивателей и способ опроса защищены свидетельством на полезную модель и патентом на изобретение).

- 8. На основе методологии моделирования пассивных нелинейных оралиоответчиков разработаны математические модели, на которых выполнено моделирование реакции параметрических рассеивателей на запросный сигнал:
 - дипольного одногенераторного параметрического рассеивателя;
 - дипольного двухгенераторного параметрического рассеивателя;
 - мостового параметрического рассеивателя;
 - двухгенераторного параметрического рассеивателя четырехполюсника;
 - двухконтурных параметрических рассеивателей.
- 9. Показано, что радиоимпульс синхронизирующего сигнала позволяет не только задать нужную фазу радиоимпульсу ответного сигнала, но и обеспечить быстрое протекание переходных процессов в области переднего фронта радиоимпульса ответного сигнала. Для этого синхронизирующий радиоимпульс должен быть достаточно интенсивным (не более чем в Q раз слабее интенсивности сигнала накачки, где Q – добротность нелинейного параметричкского контура).
- 10. При помощи машинного эксперимента подтверждено, что при фазе синхронизирующего сигнала, отличающейся на величину примерно на π/2 от фазы возбуждающегося ответного сигнала, синхронизации не происходит, и фаза ответного сигнала является дискретной случайной величиной.

4. Пассивные нелинейные и параметрические рассеиватели в прикладных задачах

В данной главе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в статьях [75], [81], [190], [127], [140], [72], [191], [139], [192], монографиях [126], [138] патентах [193], [82], [194], [129] трудах и тезисах научных конференций [195], [196], [83], [84], [197], [198], [199], [158], [200], [201], [202].

4.1. Направления оптимизации структуры пассивных нелинейных радиоответчиков

Представленный в параграфе 1.1.2 обзор работ, посвященный исследованию и применению ПНР, и выполненные выше исследования позволяют поставить вопрос о классификации ПНР.

Как уже отмечалось выше, с точки зрения нелинейного механизма генерации ОС на частоте, отличной от ЗС, все ПНР разделяются на два больших класса и: нелинейные рассеиватели и параметрические рассеиватели. С точки зрения назначения (применения ПНР в прикладных задачах) все ПНР тоже можно разделить на два класса: ПНР – радиомаркеры и ПНР – датчики среды. Отметим, что среди ПНР – радиомаркеров можно выделить устройства, способные модулировать ОС определенной информацией, хранящейся в электронной памяти ПНР. Практически такие ПНР работают в режиме транспондера, хотя их можно отнести к пассивным устройствам достаточно условно, поскольку для начала работы необходимо обеспечить электронной памяти ПНР питанием. Для этого в конструкции ПНР – транспондеров должен содержаться источник ЭДС. Например, им может быть емкость, заряжающаяся от ЗС или микробатарея. Несмотря на разнообразие видов ПНР задача оптимизации структуры ПНР может быть рассмотрена с единых позиций системного подхода [203], [204], [205]. Предложенная в параграфе 1.2.1 процессная модель ПНР позволяет наметить основные пути к решению задачи оптимизации структуры ПНР и определению методов взаимодействия поисковой установки с ПНР.

Естественно, прежде всего, следует учитывать условия, в которых располагается ПНР. Так, многие описанные в литературе ПНР не соответствуют решаемой задаче по своим конструктивным особенностям. Например, дипольные параметрические рассеивали, предложенные в [53], не соответствуют задаче размещения на теле человека (в данном случае, раненого бойца), для которой, собственно, и предложены. Учет требования размещения радиомаркеров - ПР на теле человека выполнен уже в [63] и в [75] для НР- радиомаркеров.

Таким образом, структура и эксплуатационные параметры создаваемой системы неразрывно связаны с задачей, для которой предполагается использовать ПНР.

Исходя из представленной в параграфе 1.2.1 процессной модели ПНР можно выделить следующие направления оптимизации структуры ПНР, которые необходимо учитывать при системном анализе:

- 1. Необходима адаптация антенных систем к среде и условиям, в которых находится ПНР.
- 2. Взаимодействие ПНР с поисковым устройством должно строиться на использовании тех типов электромагнитных волн и тех частотных диапазонов, которые наилучшим образом соответствуют имеющейся среде взаимодействия.
- 3. Нелинейный ПНР элемент следует рассматривать как устройство, преобразующее энергию ЗС в энергию ОС и, соответственно, имеющее свой вход И поэтому ПНР всегда следует рассматривать выход, как четырехполюсник, у которого нелинейный элемент подключен к двум антеннам: антенне, принимающей ЗС, и антенне, переизлучающей ОС. Так как гораздо проще обеспечить хорошее согласование между нелинейным элементом и антенной на одной частоте, приходим к идее конструктивного разделения

приемной и передающей антенн ПНР и соответствующей конструкции нелинейного элемента в виде четырехполюсника.

- 4. ПНР датчики, чувствительные к изменению условий среды, должны строиться на основе расположения чувствительных к среде элементов в конструкции антенн ЗС и ОС, либо в конструкции нелинейного элемента, определяющего эффективность преобразования ЗС в ОС, либо в конструкции согласующих элементов в трактах, соединяющих нелинейный элемент с антеннами ЗС и ОС.
- 5. Задача оптимизации структуры ПНР состоит в выборе типа электромагнитной волны и принципа нелинейного преобразования ЗС в ОС, позволяющих в имеющихся условиях организовать наилучшее взаимодействие ПНР с поисковой установкой; выборе структуры ПНР, адекватной задаче; и достижении наилучшего согласования антенн ЗС и ОС с нелинейным элементом ПНР.
- 6. Задача согласования антенны ОС с нелинейным элементом ПНР имеет определенную специфику, связанную с тем, что нелинейный элемент ПНР на частоте ОС выступает генераторам ОС. Наиболее эффективное согласование генератора ОС с антенной ОС связано с требованием обеспечения равенства сопротивлений излучения антенны ОС и внутреннего сопротивления генератора ОС. Однако, ЭДС генератора ОС, зависит от сопротивления излучения антенны ОС (как и сопротивления излучения антенны ЗС и величины ЭДС на частоте ЗС), поэтому достижение согласования является итерационной задачей. В связи с указанным, должна ставиться оптимизационная задача подбора сопротивления излучения антенны ОС в пространство по определенному критерию. Наиболее естественно таким критерием принять достижение наибольшего уровня ОС при определенном уровне ЗС, хотя могут быть выбраны и другие критерии: достижение максимального возможного уровня ОС, достижения наилучшего коэффициента преобразования 3С в ОС и д.р.

Создание ПНР непосредственно связано с решением специфических задач, обусловленных требованиями задачи их использования, связанными с условиями

эксплуатации. Эти требования автоматически переносятся на компоненты ПНР. Соответственно, методика создания ПНР должна быть адаптирована к наиболее полному удовлетворению требований применения ПНР, вытекающих из практической задачи. Сущность системного подхода заключается в разработке системы поиска пассивного нелинейного радиомаркера или системы, измеряющей при помощи пассивного нелинейного радиодатчика тот или иной параметр среды.

При этом необходимо учитывать одновременно три основных ограничения: ограничения связанные с физическими возможностями ПНР, ограничения, связанные с возможностями оборудования поисковой или измерительной установки (чувствительность приемника, генерируемая мощность 3С). Это позволяет при синтезеу конструкции системы: поисковая или измерительная установка – ПНР наиболее полно реализовать функциональные возможности всех компонентов создаваемой системы. Оптимизация технических характеристик отдельных компонентов создаваемой системы безусловно полезна, но не является обязательной. Основной целью является создание поисковой или диагностической (измерительной) установки эффективно взаимодействующей с ПНР. Рассмотрим основные принципы системного подхода к синтезу конструкции системы: поисковая или измерительная установка – ПНР. Структурная схема системного подхода представлена на рисунке 4.1.

На первом этапе синтезу конструкции системы на основе первичных требований к системе выполняется комплексный анализ требований, вытекающих из поставленной прикладной задачи (блок 1). При этом первичные требования уровне необоснованных часто выдаются на ИНТУИТИВНОМ ИЛИ В виде количественных характеристик. Например, при разработке системы радиомаркировки с использованием ПНР может быть указана дальность действия. Однако, эта величина зависит от многих факторов, связанных с условиями распространения, частотным диапазоном, размерами радимаркера и т.д. Без указания всех этих факторов достижение заданной дальности действия не имеет Поэтому при комплексном анализе требований, вытекающих из смысла. поставленной прикладной задачи, прежде всего необходима конкретизация

факторов, которые позволят сформулировать задачу разработки в виде объективных показателей, не зависящих от внешних факторов. Таким образом, формируются рамки ограничивающие возможность реализации новой системы поиска или диагностики и входящих в нее компонентов.

При комплексном анализе требований обязательными являются учет требований к создающейся системе в целом (блок 2), выделение приоритетных требований (блок 2) и сравнение требований с характеристиками аналогов (блок 4).



Рисунок 4.1. Структурная схема системного подхода к синтезу конструкции системы: поисковая или измерительная установка – пассивный нелинейный радиоответчик

Определяя приоритет тех или иных требований, разработчик анализирует возможность выполнения всех требований, включая приоритетные. На основе этого анализа проводится формирование структуры системы и параметров ее элементов. Результатом анализа является формирование структуры системы и параметров ее элементов, в частности конструктив ПНР, частота, мощность, параметры антенных систем, временные характеристики излучения передатчика, чувствительность приемника, условия распространения ЗС и ОС в которых предполагается использование установки, дальность действия и т.п. (блок 5). Эти данные являются отправной точкой для анализа функционирования системы для выполняется моделирование по трем направлениям: чего моделирование процессов в пассивном нелинейном радиоответчике (блок 6); моделирование процессов излучения запросных сигналов и приема ответных сигналов (блок 7); моделирование процессов распространения ответных и запросных сигналов (блок 8). Следует отметить, что в моделирование процессов распространения ответных и запросных сигналов может свестись к применению достаточно простых и известных формул распространения электромагнитных колебаний. Так для задач дистанционного поиска в условиях приповерхностного распространения 3С и ОС успешно можно применять известную формулу академика Введенского [101].

Результаты моделирования должны сравниваться с ожидаемыми (заданными) показателями. При анализе результатов моделирования (блок 9) используются определенные критерии качества, в частности указанные выше. При удовлетворительных результатах производится не анализа корректировка структуры системы и параметров ее элементов (в блоке 5), запуская тем самым итерационный процесс формирования конструкции создаваемой системы в соответствии с выбранным критерием. При удовлетворительных результатах анализа производится формирование обоснованной конструкции системы и параметров ее элементов (блок 10), при этом прецесс синтеза конструкции системы завершается либо формированием общей модели функционирования поисковой диагностической установки нелинейного ИЛИ И пассивного радиоответчика (блок 11), либо разработка экспериментального макета поисковой или диагностической установки и пассивного нелинейного радиоответчика (блок 12), на котором могут проводиться натурные эксперименты и испытания, либо разработкой обоснованных технических требований на разработку образца поисковой или диагностической установки и пассивного нелинейного радиоответчика (блок 13).

4.2. Использование пассивных нелинейных радиоответчиков для целей радиомаркировки

Одним из методов, направленных на решение задачи обнаружения и поиска объектов, является метод, основанный на использовании нелинейного рассеяния электромагнитных волн пассивным маркером — нелинейным рассеивателем [22], [206], [207], [14], [15], [41], [17], [120]. Предварительное оснащение объектов подобными маркерами позволит обнаруживать объект по появлению в рассеянном сигнале спектральных составляющих нелинейного преобразования зондирующего сигнала (3C). Преимуществами такого метода по сравнению с применяемыми в настоящее время, например, активным пеленгационным с использованием в качестве маркера малогабаритного передатчика, являются снижение массогабаритных характеристик маркеров обнаружения, отсутствие элементов питания, неограниченный срок службы, отсутствие помех, возникающих от активного маркера — передатчика. В то же время не следует считать данный метод альтернативой методу, основанному на размещении на маркируемом объекте (например человеке) активных радиомаяков, дальность обнаружения для которого на несколько порядков превышает обсуждаемый метод. Поэтому предложение нелинейных использования пассивных радиоответчиков лля пелей радиомаркировки объектов следует рассматривать как дополнительные меры, целесообразность применения которых связана с независимостью от времени разрядки и состояния ЭДС, являющейся неотъемлемой частью активного

радиоответчика [75].

Следует заметить, что многие из обсуждавшийся в литературе маркеров нелинейных рассеивателей предназначены для близких расстояний. Например, в [208] — в качестве товарных ярлыков в магазинах для предотвращения краж. В обнаружения нелинейных задачах таких пассивных радиоответчиков дистанционно в [38] предлагается устанавливать подобные маркеры на автомобили для предотвращения их столкновения, а в [39] рассмотрена задача поиска альпинистов в снежных лавинах, предварительно оснащенных маркером нелинейным рассеивателем. При этом дальности обнаружения засыпанного снегом маркера составили 15...20 м.

Использование маркировки нелинейных рассеивателей (HP), для работающих на больших расстояниях, требует применения ряда мер, позволяющих повысить энергетические характеристики системы обнаружения. При этом необходимо оптимально, с точки зрения максимизации рассеянного на частоте рабочего нелинейного продукта сигнала, выбрать параметры зондирующего сигнала (частота, поляризация, временная и пространственная структуры) и синтезировать для этих параметров эффективный нелинейный маркер. Выбор частоты ЗС всегда является компромиссным решением при учете таких факторов и ограничений, как размер антенн аппаратуры поиска маркеров, размер обнаруживаемых объектов, частотная зависимость эффективности нелинейного преобразования *p-n* переходов нелинейных элементов маркера, частотная зависимости эффективности проникновения электромагнитных волн через преграды и т.п. Анализ перечисленных факторов показывает, что для аппаратуры поиска нелинейных маркеров на больших расстояниях нецелесообразно использовать ЗС с частотой более 1 ГГц. Наиболее подходящий, на наш взгляд, диапазон частот ЗС 200...400 МГц. Кроме того, выбор частоты ЗС предполагает ряд ограничений, связанных с процедурой выделения разрешенного для излучения частотного диапазона.

4.2.1. Об использовании нелинейных рассеивателей при поиске терпящих бедствие на воде

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в [197], [81], [198], [190], [192].

Проблема спасения людей, упавших за борт или оказавшихся жертвами кораблекрушений, известна давно. Интерес к ней возрастает вследствие крупных аварий с быстрым затоплением судов. Используемые в таких ситуациях средства спасения условно могут быть разбиты на два класса: индивидуальные и коллективные. К коллективным средствам можно отнести спасательные шлюпки, надувные плоты и т.п. Индивидуальными являются спасательные жилеты, круги и т.д. Следует отметить, что прогресс в развитии средств спасения с точки зрения достижений современной радиоэлектроники явно просматривается только при создании коллективных средств. Сегодня многие из них оснащены активной радиоаппаратурой международного стандарта "Коспас-Сарсат", представляющей собой радиопередатчик, сигнал от которого принимается спутником. В результате координаты местоположения передатчика сообщаются спасателям.

Индивидуальные средства спасения не претерпели существенных изменений. Причины этого вполне естественны. Крайне сложно, даже на современном уровне развития радиоэлектроники, оснастить каждый спасательный жилет аппаратурой типа "Коспас-Сарсат". Данная аппаратура имеет значительный вес и большую стоимость, требует систематической проверки и подзарядки элементов питания. Кроме того, при серьезных авариях в воде оказываются десятки и даже сотни людей, и при одновременной работе такого числа радиопередатчиков неминуемо возникнут проблемы приема и различения их сигналов.

Таким образом, по нашему мнению, сегодня требуются средства, согласующиеся с особенностями эксплуатации индивидуальных средств спасения на воде. Они должны быть легкими, дешевыми, долговечными, простыми в

изготовлении, пассивными (не содержать элементов питания), совместимыми по конструкции с индивидуальными средствами спасения на воде. При этом, естественно, они должны обеспечивать всепогодное дистанционное обнаружение их с корабля или вертолета. Поиск подобных средств особенно актуален, если учесть, что человек не может долго находиться в воде даже при наличии спасательного жилета.

Одним из возможных направлений поиска решения данной задачи является размещение спасательных жилетах НР-маркеров, которые В можно обнаруживать при помощи поисковой установки, работающей на основе использования эффекта нелинейного рассеяния. Соответственно, информационным признаком наличия НР-маркера в зоне облучения ЗС будет появление ОС на частоте второй гармоники ЗС. В первой главе давался обзор работ, посвященных анализу свойств НР [80], [209], [41] и возможности их применения для предотвращения столкновения автомобилей [38], поиска жертв снежных лавин [39]. При этом предполагают, что люди, подвергающиеся риску, предварительно оснащены НР [75], [81].

Нелинейные рассейватели, на наш взгляд, удовлетворяют требованиям, изложенным выше: хорошо подходят для размещения на спасательном жилете, могут быть очень легкими, дешевы, в своей простейшей конструкции не требуют применения "высоких" технологий при изготовлении, не содержат элементов питания, не требуют обслуживания. Для гарантированного обнаружения необходимо разместить на спасательном жилете несколько НР-маркеров для того, чтобы хотя бы один из них оказался над поверхностью воды. Не представляет НР-маркеров технической трудности размещение на уже имеющихся спасательных жилетах. Срок хранения НР определяется сроком хранения полупроводникового диода, что вполне сопоставимо со «сроком жизни» самого спасательного жилета. Метод поиска HP-маркеров позволяет применять его в условиях плохой видимости и ночью.

Поисковые установки, работающие на основе использования эффекта нелинейного рассеяния, известны достаточно давно [4]. Достоинствами

аппаратуры, использующей эффект нелинейного рассеяния радиоволн, являются ЗС от невосприимчивость к отражениям подстилающей поверхности И работы при наличии маскирующих способность покровов. Коммерческое использование подобных систем направлено на обнаружение на малых расстояниях подслушивающих устройств [21] и радиоэлектронных взрывателей [19]. Естественно, что для дальнего обнаружения НР потребуется разработка новых моделей. У ряда электронных фирм в мире и России есть соответствующий опыт. Таким образом, система индивидуального спасения с применением НРмаркеров реализует следующий принцип: дешевый и простой маркер при более высокой стоимости аппаратуры обнаружения. Эта система будет представлять практический интерес, если дальности обнаружения окажутся достаточно большими (более 100 м).

Важным вопросом при создании указанной системы поиска является выбор частоты ЗС. Здесь можно отметить две тенденции: чем ниже частота ЗС, тем выше эффективность преобразования полупроводниковых диодов из-за шунтирующего действия диффузионной емкости *p-n*-перехода, а чем выше частота ЗС, тем компактнее может быть изготовлен НР и антенны поисковой аппаратуры могут иметь больший коэффициент усиления. В результате диапазон ЗС ограничен частотами 200... 1000 МГц [140]. Более узкие границы частотного диапазона, наиболее подходящего для предлагаемой системы, могут быть определены после натурных экспериментов и учета ряда факторов.

Проанализировать возможность реализации предлагаемого метода поиска современными поисковыми средствами достаточно трудно. Указанное обстоятельство связано с тем, что при подобном анализе мы должны ориентироваться на энергетические характеристики НР-маркера, размещаемого в спасательном жилете, а эти НР еще не созданы. При анализе будем ориентироваться на наиболее часто рассматриваемую в литературе антенну с нелинейной нагрузкой в виде диполя, нагруженного на полупроводниковый диод. Другим объектом анализа может быть НР-маркер рефлекторного типа (см. параграф 2.2.3), описанный в [75]. Конструктивно НР-маркер рефлекторного типа

представляет собой две совмещенные полосковые антенны, соединенные удвоителем частоты в виде диодного моста. Поскольку в [75] для HP-маркера рефлекторного типа используется 3С с $\lambda = 40$ см и ОС на второй гармонике 3С, при анализе будем ориентироваться на эти частоты 3С и ОС.

Оценим возможности рассматриваемого метода, используя зависимость принимаемого сигнала от расстояния до НР при фиксированном уровне мощности ЗС. При линейном рассеянии данная зависимость определяется из основного уравнения радиолокации. Этот путь можно использовать и для нашего случая. Для этого воспользуемся АХ, измеренными у НР-маркера рефлекторного типа из [75] и у дипольного НР, нагруженного на полупроводниковый диод Д 311 из [40], представленными на рисунке 4.2. Амплитудные характеристики измерены при наиболее благоприятных положениях НР и поляризациях антенн ЗС и ОС.



Рисунок 4.2. Амплитудные характеристики НР-маркера рефлекторного типа (кривая 1) и дипольного НР, нагруженного на полупроводниковый диод Д311 (кривая 2).

Сформулируем основное уравнение для данной поисковой системы, то есть уравнение связи мощности принимаемого ответного сигнала P_{OC} и мощности запросного сигнала P_{3C} .

Для этого воспользуемся амплитудной характеристикой HP-маркера, в соответствии с (1.2.3) она имеет вид:

$$\Pi_{\rm OC} = \mathcal{F}(\Pi_{\rm 3C}) \ .$$

Соответственно, необходимо определить коэффициенты, связывающие

$$\Pi_{3C}$$
 с P_{3C} и Π_{OC} с P_{OC} .

Пусть:

$$\Pi_{3C} = K_{3C} P_{3C}$$
; $P_{OC} = K_{OC} \Pi_{OC}$

Тогда основное уравнение поисковой системы можно записать в общем виде:

$$P_{\rm OC} = K_{\rm OC} \, \mathcal{F} \left(K_{\rm 3C} \, P_{\rm 3C} \right) \,. \tag{02.1}$$

Коэффициенты К_{3С}, К_{ОС} в (4.2.1) являются функциями, зависящими от условий распространения ЗС и РС.

Для случая приповерхностного распространении ЗС и ОС, больших расстояний, достаточно высокого (сравнимого с длиной волны ОС) расположения антенн поисковой установки и НР для определения K_{3C}, K_{OC} можно воспользоваться уточненной формулой Введенского [101], из которой после несложных преобразований легко получить выражение для K_{3C}:

,

$$\Pi_{3C} = \frac{BP_{3C}G_{3C}(H_{3C}^2 + h_{\Im 3C}^2)(h^2 + h_{\Im 3C}^2)}{(R^2 \lambda_{3C})^2}$$

где константа B = 158,4; G_{3C} - коэффициент усиления антенны 3C; *R*-дальность от поисковой установки до HP; λ_{3C} - длина волны зондирующего сигнала; H_{3C} – высота антенны 3C поисковой установки, h - высота HP над границей раздела сред; h_{3 3C} – постоянный коэффициент для частоты 3C, названный в [101] минимальной эффективной высотой. Этот коэффициент зависит от длины волны λ_0 , поляризации, угла визирования Θ и значений проводимости σ и диэлектрической проницаемости ε подстилающей среды. В [101] приводится выражение для его нахождения:

$$\begin{split} h_{\ni 0} &= \lambda_0 / (2\pi q^{B,\Gamma}) , \quad \text{где } q^{B,\Gamma} \text{ находится как:} \\ q^B &= \left| \frac{\sqrt{(\varepsilon') - i \cdot 60 \lambda_0 \sigma - \cos^2 \Theta}}{\varepsilon' - i \cdot 60 \lambda_0 \sigma} \right|, - \text{для вертикальной поляризации;} \\ q^r &= \left| \sqrt{\varepsilon' - i \cdot 60 \lambda_0 \sigma - \cos^2 \Theta} \right|, - \text{для горизонтальной поляризации.} \\ \end{split}$$
Следует учесть, что для нашего случая: $cos \Theta \approx 1$ и H_{3C}, H_{OC} >> h_{>0}.

Соответственно, К_{3С} определяется как:

$$K_{3C} = \frac{B G_{3C} H_{3C}^{2} (h^{2} + h_{\Im 3C}^{2})}{(R^{2} \lambda_{3C})^{2}} . \qquad (4.2.2)$$

Аналогично легко получить выражение для Кос:

$$P_{OC} = \frac{B \Pi_{OC} S_{OC} H_{OC}^{2} (h^{2} + h_{\Im OC}^{2})}{(R^{2} \lambda_{OC})^{2}} ,$$

где S_{OC} – эффективная площадь антенны OC; λ_{OC} - длина волны ответного сигнала; H_{OC} – высота антенны OC поисковой установки.

Кос определяется как:

$$K_{OC} = \frac{B S_{OC} H_{OC}^{2} (h^{2} + h_{3 OC}^{2})}{(R^{2} \lambda_{OC})^{2}} .$$
(4.2.3)

Подставляя (4.2.2) и (4.2.3) в (4.2.1), получим основное уравнение для поисковой установки для случая приповерхностного распространения ЗС и ОС:

$$P_{OC} = \frac{B S_{OC} H_{OC}^{2} (h^{2} + h_{\mathcal{D}OC}^{2})}{(R^{2} \lambda_{OC})^{2}} \mathcal{F} \left(\frac{P_{3C} B G_{3C} H_{3C}^{2} (h^{2} + h_{\mathcal{D}3C}^{2})}{(R^{2} \lambda_{3C})^{2}} \right) . (4.2.4)$$

Отметим, что формулой (4.2.4) можно пользоваться, если

$$\mathbf{R}^2 \lambda_{OC,3C} > 18 H_{OC,3C} h \quad .$$

Для записи (4.2.4) в явном виде можно воспользоваться аппроксимацией AX.

Другим путем определения зависимостей, характеризующих параметры поисковой системы, состоящей из поисковой системы и НР-маркера, является возможность преобразования АХ на основе (4.2.4). При этом преобразуется каждая точка Х в точку искомой зависимости, что легко выполнить, если АХ задана в табличном виде.

Например, если зафиксировать значения параметров: P_{OC} , G_{3C} , S_{OC} , H_{3C} , H_{OC} , h, λ_{3C} , легко получить зависимость P_{3C} от R, а зафиксировав значения параметров: P_{3C} , G_{3C} , S_{OC} , H_{3C} , H_{OC} , h, λ_{3C} , легко получить зависимость P_{OC} от R.

Указанные зависимости представлены в Приложении 1 на рисунках П.1-П.35.

Анализ данных графиков показывает, что чувствительности приемника поисковой установки порядка -170 ... -175 дБ·Вт достаточно, чтобы достигнуть дальности обнаружения в несколько километров, при этом наиболее эффективным должен быть поиск НР-маркера при размещении антенн поисковой установки на мачте корабля.

Указанные значения чувствительности могут быть достигнуты на современном уровне развития приемной аппаратуры только при условии когерентного накопления, которое возможно применить для поисковых систем, принимающих ОС на частотах гармоник, при использовании достаточно коротких радиоимпульсов 3С ~ 0,1 мкс [210].

В то же время, полученные оценки носят предварительный характер. Приведенные результаты получены расчетным путем, при этом не учтен ряд особенностей: волнение водной глади, влажность поверхности спасательного жилета, взаимодействие нескольких близко расположенных НР-маркеров, априорная неоднозначность пространственного положения НР-маркера, поляризационные эффекты.

Окончательное заключение об эффективности обсуждаемого метода поиска жертв кораблекрушений можно сделать после проведения натурных экспериментов и более глубокого теоретического анализа. При этом могут открыться новые по сравнению с наземным случаем возможности. В частности, в приповерхностном водном слое может распространяться боковая электромагнитная волна, которую интересно использовать для зондирования и приема рассеянного сигнала с борта корабля (см. параграф 2.4).

Следует отметить, что существует принципиальная возможность использования для решения обсуждаемой задачи имеющихся на кораблях навигационных радиолокаторов при их соответствующей доработке.

4.2.2. Применение параметрических рассеивателей для разметки фарватера

В данном параграфе представлены научные результаты, опубликованные автором в [73], [124], [127], [126], [139], [143], [144], [200], [125], [149], [138].

Идея поиска объектов на основе их предварительной маркировки пассивным нелинейными радиответчиками, не содержащими источники питания, известна достаточно давно [38], [39], [197]. На сегодняшний день есть ряд идей, посвященных практическому применению нелинейных радиответчиков в качестве средств разметки и маркировки [38], [39], [197], [14], [77], [211], [212], [66], [61]. [75], [76].

Суть метода заключается в том, что излучающей антенной поисковой установки в предположительном направлении нахождения пассивного нелинейного радиответчика излучается 3С, энергия которого в нелинейном радиответчике преобразуется в энергию ОС, который переизлучается в пространство на другой частоте и принимается приемной антенной поисковой установки (см. рисунок 4.3). Такое построение системы поиска позволяет в значительной степени устранить помехи, вызываемые переотражениями 3С от подстилающей поверхности и местных предметов.

Использовать ПР как средство обозначения фарватеров предложено в [212], [213]. Экспериментальная проверка этой перспективной идеи [212], [61] показала, что достигнутая дальность обнаружения составляет величину от 500 м [212] до 1000 м [61] (для сравнения: максимальная дальность обнаружения нелинейных рассеивателей, достигнутая к настоящему времени, составляет 300 м [75]).



Рисунок 4.3

Поисковая установка излучает 3С на частоте f_{3C} . Радиоответчик – ПР формирует ОС на частоте субгармоники 3С $f_{OC}=0.5f_{3C}$

Полученный в [212], [61] результат позволяет, с одной стороны, надеяться на успешное решение задачи маркировки фарватеров нелинейными пассивными радиоответчиками, а с другой стороны, еще недостаточен для рекомендации ПР для практического применения.

Проанализируем результаты экспериментов [212], [61] с целью выделения факторов, наиболее существенно влияющих на возможность увеличения практической дальности обнаружения ПР.

В [61] отмечается, что ПР возбуждается и генерирует ОС на частотете субгармоники ЗС при уровнях потока ЗС 10^{-3} дБ Вт/м². При этом максимальный уровень потока ОС составляет $5*10^{-10}$ Вт/м² на расстоянии в 1 км в свободном пространстве. В [212] отмечается, что ПР возбуждается и генерирует ОС при уровнях потока ЗС 10^{-4} Вт/м². При этом максимальный уровень потока ОС составляет $2\cdot10^{-10}$ Вт/м² на расстоянии в 2 км в свободном пространстве. Указанные данные в целом количественно соответствуют исследованиям авторов [128] (в наших исследованиях зафиксированы несколько меньшие потоки ОС), что

позволяет воспользоваться экспериментально измеренной амплитудной характеристикой дипольного ПР [128].

Для рассмотрения прикладной задачи ограничимся только информативной частью данной АХ (без области генерации шумового ОС), представленной на рисунке 4.4. Из данной АХ видно, что возбуждение ПР происходит при $\Pi_{B036} = 0,0012 \text{ Bt/m}^2$, а срыв генерации субгармоники ЗС произойдет при $\Pi_{cpывa} = 0,0794 \text{ Bt/m}^2$, при этом в диапазоне существования субгармонических колебаний уровень ОС практически постоянен, а максимальное значение интенсивности волны ОС на расстоянии 1 м от ПР равно $\Pi_{OC \text{ мах}} = 2,51 \cdot 10^{-6} \text{ Bt/m}^2$.



Рисунок 4.4. Амплитудная характеристика (зависимость интенсивности волны ОС на расстоянии 1 м от ПР от интенсивности волны ЗС, падающего на ПР), f_{3C}=600МГц; f_{OC}=300МГц

Так как в данной задаче ЗС и ОС принципиально распространяются при наличии границы раздела сред, для оценки потенциальной дальности обнаружения ПР воспользуемся формулой Введенского, приведя ее к плотности потока мощности волны ЗС П_{3С}, падающего на ПР:

$$\Pi_{3C} = \frac{12,63 \cdot P_{3C} \cdot G_{3C} \cdot H^2 \cdot h^2}{R^4 \cdot \lambda_{3C}^2} , \qquad (4.2.5)$$

где

 P_{3C} – мощность запросного сигнала; G_{3C} – коэффициент усиления антенны 3C; λ_{3C} – длинна волны 3C; H и h – расстояния, на которые подняты, соответственно,

антенна ЗС и ПР над подстилающей поверхностью; R – расстояние между ПР и поисковой установкой.

Из (4.2.5) легко определить зависимость минимального значения мощности ЗС Р_{3С min} от расстояния R до ПР и параметров поисковой установки:

$$P_{3C\min} = \frac{\Pi_{B036} \cdot R^4 \cdot \lambda_{3C}^2}{12,63 \cdot G_{3C} \cdot H^2 \cdot h^2} .$$
(4.2.6)

Из (4.2.6) для фиксированных $\lambda_{3C}=0,5$ м, $G_{3C}=20$, H=15 м, h=3 м получена зависимость $P_{3C min}$ от R, представленная на риссунке 4.5, из которой следует, что при уровне $P_{3C} \leq 10$ кВт возбуждение ПР возможно на расстояниях до 2 км.



Рисунок 4.5. Зависимость минимального уровня мощности ЗС (P_{3C min}), при которой возможно возбуждение субгармонического ОС, от расстояния R между ПР и поисковой установкой

Выражение (4.2.5) позволяет оценить дальность обнаружения ПР по каналу OC. Принимая величину полной мощности OC, рассеиваемого ПР, как $P_{OC} = 4\pi \cdot \Pi_{OC \text{ мах}}$, а принимаемую поисковой установкой мощность принимаемого сигнала как $P_{\Pi C}/S_{\Pi C} = \Pi_{OC \text{ мах}}$ (здесь $S_{\Pi C}$ – площадь антенны, принимающей OC), получим:

$$P_{\Pi C} = \frac{12,63 \cdot 4\pi \cdot \Pi_{OC \text{ max}} \cdot S_{\Pi C} \cdot H^2 \cdot h^2}{R^4 \cdot \lambda_{OC}^2} . \qquad (4.2.7)$$

Из (4.2.7) для фиксированных $P_{3C} = 10 \text{ кBt}$, $\lambda_{OC} = 1 \text{ м}$, $S_{\Pi C} = 1 \text{ м}^2$, H = 15 м, h = 3 м получим зависимость $P_{\Pi C}$ от R, представленную на рисунке 4.6, из которой следует, что для расстояний более 800 м сигнал от ПР не превышает уровня 10^{-12} BT, то есть уровня чувствительности хорошего измерительного приемника, что, собственно говоря, и наблюдалось в экспериментах [212], [61].

Следует отметить, что в [61] отмечается необходимость улучшения чувствительности приемника поисковой установки для увеличения дальности обнаружения ПР. Из выражения (4.2.7) следует, что эквивалентным путем увеличения дальности обнаружения ПР является повышение максимального значения уровня ОС, что связано с необходимостью внесения изменений в конструкцию ПР.



Рисунок 4.6. Зависимость мощности принимаемого ОС $P_{\Pi C}$ от расстояния R между ПР и поисковой установкой $G_{3C} = 20$ дБ; $\lambda_{3C} = 0.5$ м; H = 15 м; h = 3м

Таким образом, причина недостаточной дальности обнаружения, зафиксированной в экспериментах [212], [61], заключается в недостаточности уровня ОС, либо чувствительности приемника поисковой установки. Эти величины на сегодня и являются наиболее существенными факторами, улучшение которых позволит достичь приемлемой дальности обнаружения ПР для задачи бозначения фарватеров. Из графиков на рисунках 4.5 и 4.6 следует, что для того, чтобы дальность возбуждения ПР соответствовала дальности, на которой может быть принят переизлученный ПР сигнал, и достигла удовлетворительной для практики величины в 2 км, необходимо обеспечить суммарную величину повышения чувтвительности приемника поисковой установки и уровня ОС по крайней мере на 10 дБ.

Улучшение каждого из данных факторов сопряжено с трудностями, связанными с учетом специфики амплитудных и фазовых свойств ПР.

Указанные факторы были рассмотрены в параграфе 3.4, где были описаны пути повышения уровня ОС на основе учета амплитудных и фазовых свойств ПР. Данные пути связаны с выполнением мероприятий:

1) излучением в составе ЗС одновременно радиоимпульсов СН и СС;

2) излучением CH В серий достаточно виде длинных последовательностей радиоимпульсов, при этом амплитуды радиоимпульсов в внутри последовательностях постоянны, a серии меняются OT последовательности к последовательности на величину несколько меньше величины динамического диапазона значений СН, при которых возможна генерация ОС в ПР;

3) излучением радиоимпульсов СС на частоте ОС в виде двух следующих друг за другом коротких паротивофазных радиоимпульсов, что позволяет за счет излучения радиоимпульсов СН в моменты, совпадающие с первым или вторым из радиоимпульсов СС, осуществлять когерентное накопление ОС в приемнике и одновременно осуществлять мероприятия по компенсации переортаженных радиоимпульсов СС на выходе приемника поискового устройства;

 формировать ПР – маркеры в виде круговых отражательных решеток, не имеющих глубоких нулей в суммарной диаграмме обратного нелинейного рассеяния.

Учет мероприятий по повышению уровня ОС, рассеянного ПР, и чувствительности приемника поисковой установки, описанных в параграфе 3.4,
позволяет выполнить оценку выигрыша по уровню принимаемого сигнала для системы расметки фарватера.

Использование в качестве маркера нескольких ПР позволяет увеличить уровень ОС. При поиске на больших дальностях рассчитанные значения мощности принимаемого сигнала $P_{\Pi C}$ говорят о том, что при использовании структур из 13ти и 17-ти ПР мощность принимаемого сигнала $P_{\Pi C}$ от маркера, находящегося на расстоянии 2 км, превышает $6,5 \cdot 10^{-13}$ Вт и $1,5 \cdot 10^{-12}$ Вт соответственно. Это позволяет понизить требования к чувствительности приемника.

Для приблизительной оценки эффективности предложенных методов формирования и обработки ОС рассмотрим поисковую систему, использующую в качестве закона кодирования радиоимпульсов ОС 13- символьный код Баркера (+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 -1 +1 -1 +1). Альтернативным для этого кода будет 13- символьная последовательность (-1 -1 -1 +1 -1 +1 +1 +1 -1 -1 -1 -1), которой кодируются радиоимпульсы СС. Напомним, что альтернативной последовательностью в параграфе 3.4.2.1 названа последовательность, которая наихудшим образом будет накапливаться в оптимальном приемнике, настроенном на прием основной последовательности ОС с выбранным законом кодирования.

Помеховые сигналы, возникающие при переотражении СС от сторонних объектов, могут попадать на антенну, принимающую ОС от маркера, на той же несущей частоте, что и СС. На рисунке 4.7 иллюстрируется, что в оптимальном приемнике, настроенном на прием последовательности ОС, кодируемой выбранной последовательностью в виде кода Баркера из 13-ти символов, накопление полезного сигнала будет происходить с увеличением максимальной амплитуды в 13 раз, а накопление помехового СС приведет к росту амплитуды не более чем в 4 раза (так же, как и шумы).

На рисунке 4.8 представлены графики зависимости мощности принимаемого ОС сигнала от структуры из N ПР от расстояния R между поисковой установкой и ПР - маркером.

Из графиков следует, что для структур из 5-ти, 13-ти и 17-ти ПР уровень мощности принимаемого сигнала увеличивается более чем на 7,5 дБ, 11,1 дБ и

14,9 дБ соответственно в сравнении с использованием одиночного ПР. При использовании для кодирования фаз импульсов ОС М-последовательности, состоящей из 13-ти кодовых слов Баркера (по 13 символов в каждом слове), уровень полезного ОС будет возрастать в 169 раз, а уровень помехового – в 16 раз.



Рисунок 4.7. Результат накопления в приемнике, настроенном на прием последовательности кода Баркера, сформированной по выбранному закону кодирования (темный цвет), и последовательности, закодированной по альтернативному закону кодирования (серый цвет)



Рисунок 4.8. Мощность ответного сигнала от структуры из N ПР, где R – расстояние между структурой из ПР и поисковой установкой. Кривая, помеченная ромбическим маркером, соответствует N=1, квадратным – N=5, треугольным – N=13, крестом – N=17

Таким образом, может быть достигнуто превышение уровня принятого ОС над уровнем помех более чем в 10 раз, что соответствует выигрышу, превышающему 20 дБ. Для применения такого кодового закона к задачам реального поиска необходимо оценить время кругового обзора антенны ЗС.

Для формирования ЗС на основе применения М-последовательности из 169 символов необходимо использовать 169 радиоимпульсов СН. С учетом формирования ЗС в виде парных пачек радиоимпульсов, предложенного в [124], количество радиоимпульсов сигнала накачки (СН) удваивается: $2 \cdot 169 = 338$. Если выбрать длительность радиоимпульсов СН $\tau = 20$ мкс, длительность каждого из СР в паре $\tau_1 = (2/3) \cdot 10^{-1}$ мкс, интервал между ними $\tau_2 = \tau_1$, то $t^* = 2\tau_1 + \tau_2 = 2*10^{-1}$ мкс – длительность пары вспомогательных радиоимпульсов и разделяющего их временного интервала. Для выбранных параметров выполняется условие, что t^* много меньше (в 100 раз) длительности импульса СН τ .

Если выбрать частоту CH $f_{CH} = 600$ MГц, то частота радиоимпульсов CH и CP $f_{CP} = f_{OC} = 300$ MГц. Для выбранной часты CH каждый CP будет содержать $f_{CP}*\tau_1 = 300$ MГц* $(2/3)*10^{-1}$ мкс = 20 полных колебаний амплитуды, что является достаточным для обеспечения возможности формирования CH с монотонно растущим передним фронтом.

Длительность пары пачек радиоимпульсов ОС складывается из длительности каждой пачки T_n , содержащей 169 радиоимпульсов ОС, и временного интервала между пачками τ_{Π} . Если выбрать период следования пар вспомогательных радиоимпульсов T = 29 мкс, то длительность одной пачки радиоимпульсов составит $T_n = 169 \cdot T = 4,9$ мс. Если выбрать длительность временного интервала между пачками $\tau_{\Pi} = 0,1$ мс, то длительность пары пачек составит: $2 \cdot T_n + \tau_{\Pi} < 10$ мс.

Таким образом, можно говорить о том, что при выбранном законе кодирования в виде М-последовательности из 169 символов длительность пачки радиоимпульсов ЗС не будет являться фактором, существенно ограничивающим время кругового обзора антенны передатчика поисковой установки.

Как было отмечено выше, способы формирования пространственных структур из ПР, предложенные в [73], [139], [143], [144], могут применяться

совместно с методами формирования когерентного ОС, предложенными в [124], [127], [200], [125], что позволяет суммировать эффекты от каждого из методов.

В частности, применение пространственных структур из 13-ти ПР позволяет добиться выигрыша более чем в 10 дБ, и в результате общий выигрыш составит более 30 дБ, что открывает определенные перспективы для разработки систем поиска ПР - пассивных радиоответчиков.

4.2.3. Применение параметрических рассеивателей для маркировки средств спасения на водах

В данном параграфе представлены научные результаты, опубликованные автором в [140], [124], [147], [151], [126], [144], [200], [125], [142].

Выше были рассмотрены возможности использования НР для маркировки индивидуальных средств спасения терпящих бедствие на воде. ПР обладают лучшей способностью к преобразованию облучающего ЗС в ОС на частоте нелинейного продукта (для ПР – субгармоника ЗС). Поэтому естественно произвести замену НР на ПР в задачах маркировки индивидуальных средств спасения. Однако, ПР обладают специфическими амплитудными и фазовыми свойствами, поэтому целесообразно провести отдельное исследование вопроса их применения в целях маркировки индивидуальных средств спасения.

Оценим энергетические возможности применения ПР. Примем уровень возбуждения его ПГ при интенсивности волны 3С равным 10^{-3} BT/m², а уровень ОС на расстоянии 1 м от ПР примем равным 10^{-5} BT/m². Площади приемной и передающей антенн поисковой установки примем равными S=1 м², коэффициент усиления антенн по мощности можно оценивать как ~10S/ λ^2 .

В таблице 4.2.1 представлены результаты оценки дальностей обнаружения ПР для поисковых систем с различными параметрами, сделанные на основе формул (4.2.2) и (4.2.3), справедливых и для данного случая. Анализ данных

реализации практики дальностей показывает, что ДЛЯ приемлемых для приемника обнаружения необходимо достичь чувствительности поисковой 130÷140 дБ Вт, соответственно, требуется применение установки порядка способов когерентной обработки ОС, так как некогерентная обработка позволит реализовать чувствительность приемника не более, чем 100÷115 дБ Вт.

Таблица 4.2.1

П _{ЗС ВОЗБ}	$\lambda_{ m 3C}$,	$P_{ m 3C}$,	H,	h,	S,	G, дБ	R, м	Π _{OC MAX,}	λ _{ос} ,	Р ПР МИН,
Вт/м ²	М	Вт	М	М	М ²			Вт/м ²	М	дБ
10 ⁻³	0,5	104	15	0,1	1	16,02	461,5	10 ⁻⁵	1	-131
10 ⁻³	0,5	10 ⁵	15	0,1	1	16,02	820,7	10 ⁻⁵	1	-141
10 ⁻³	0,5	104	500	0,1	1	16,02	2664,5	10 ⁻⁵	1	-131
10 ⁻³	0,1	104	15	0,1	1	30	2307,5	10 ⁻⁵	0,2	-145
10 ⁻³	0,1	10 ⁵	15	0,1	1	30	4103,3	10 ⁻⁵	0,2	-155
10 ⁻³	0,1	104	500	0,1	1	30	13322	10 ⁻⁵	0,2	-145

В параграфе 3.4.2, а также в [127] рассматривалась задача формирования когерентного ОС, основанная на излучении в составе ЗС одновременно радиоимпульсов СН и СС и последующей компенсации радиоимпульсов СС в приемнике поисковой установки.

В параграфе 3.4.2, и [124], [127] для узкополосных СН представлен ряд методов формирования данного двухчастотного 3С, которые позволяют осуществить когерентное накопление при обработке последовательностей радиоимпульсов ОС и серий из данных последовательностей ОС и осуществить компенсацию СС.

Использованный СС представляет собой последовательность из одинаковых парных коротких противофазных радиоимпульсов. Такие радиоимпульсы СС не накапливаются при обработке последовательностей радиоимпульсов ОС и могут быть скомпенсированы при обработке серий из данных последовательностей ОС. При обработке одиночных радиоимпульсов ОС эффективность накопления радиоимпульсов СС хуже на величину отношения длительностей радиоимпульсов ОС и СС. Методы, подложенные в [124], [127] для узкополосных СН, позволяют повысить чувствительность приемника на величину 20÷25 дБ, что недостаточно для решения поставленной задачи, так как в данном случае нет возможности использовать ПР-маркеры в виде нелинейных отражательных решеток.

Поэтому следует ориентироваться на метод повышения чувствительности поисковых установок ориентированный на применение сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Рассмотрим возможности реализуемости технологии ЛЧМ радиоимпульсов в качестве СН с учетом предложений сделанных в параграфе 3.4.2.1 и [151], где показано, что использование OC В виде последовательностей ЛЧМ радиоимпульсов в задаче обнаружения ПР соответствует задаче анализа результата воздействия на фильтр, согласованный с ЛЧМ радиоимпульсом ОС, смеси ЛЧМ радиоимпульса ОС и парного радиоимпульса СС. В идеальном случае парный радиоимпульс СС, выполнив задачу синхронизации радиоимпульса ОС в ПР, должен «уничтожиться» на выходе фильтра, согласованного с ЛЧМ радиоимпульсом ОС.

Так как внутренняя модуляция радиоимпульсов СС может отличаться от модуляции радиоимпульса ОС, положим, что импульсы СС и ОС являются ЛЧМ сигналами с взаимно обратными законами модуляции, так как из общих физических соображений такие радиоимпульсы СС должны «растягиваться» в согласованном фильтре (СФ) с радиоимпульсом ОС.

Для определения отклика СС на выходе фильтра СФ необходимо найти взаимно корреляционную функцию (ВКФ) СС и копии ОС. Будем полагать, что СС и ОС представляются ЛЧМ сигналами с взаимно обратными законами модуляции, т.е. СС задается как

$$u_{cc}(t) = u_1(t) = A_1 Cos\left(\omega_0 t - \beta \frac{t^2}{2}\right); \ |t| \le \frac{t_{\text{H}}}{2}, \tag{4.2.8}$$

где t_u - длительность CC,

в то время как ОС

$$u_{oc}(t) = u_2(t) = A_2 Cos\left(\omega_0 t + \beta \frac{t^2}{2}\right); \ |t| \le \frac{T}{2},$$
(4.2.9)

где Т- длительность ОС.

По определению ВКФ определяется выражением (4.2.10):

$$\psi_{12}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(t) u_2(t-\tau) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(t+\tau) u_2(t) dt.$$
(4.2.10)

Вычисление (4.2.10) упрощается, если сигналы представить в комплексной форме:

$$u_{1}(t) = \frac{1}{2}A_{1}e^{i\left(\omega_{0}t - \beta\frac{t^{2}}{2}\right)} + \frac{1}{2}A_{1}e^{-i\left(\omega_{0}t - \beta\frac{t^{2}}{2}\right)} = \frac{1}{2}[z_{1}(t) + z_{1}^{*}(t)] \\ u_{2}(t) = \frac{1}{2}A_{2}e^{i\left(\omega_{0}t + \beta\frac{t^{2}}{2}\right)} + \frac{1}{2}A_{2}e^{-i\left(\omega_{0}t + \beta\frac{t^{2}}{2}\right)} = \frac{1}{2}[z_{2}(t) + z_{2}^{*}(t)] \right\},$$
(4.2.11)

где z(t) - аналитический сигнал, соответствующий физическому сигналу u(t), а $z^*(t)$ - функция комплексно-сопряженная z(t).

Подставляя (4.2.11) в (4.2.10) и пренебрегая слагаемыми, содержащими быстро осциллирующие множители с частотой 2₀₀, получим:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{4} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i \left[\omega_0 \tau - \beta \left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2}\right)\right]} dt + \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i \left[\omega_0 \tau - \beta \left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2}\right)\right]} dt \right\}.$$
 (4.2.12)

Так как подынтегральные функции в этих интегралах являются комплексносопряженными, и при суммировании мнимые части взаимно уничтожаются:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} Re \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i \left[\omega_0 \tau - \beta \left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2}\right)\right]} dt.$$
(4.2.13)

Пределы интегрирования необходимо брать с учетом условия одновременного существования функций $u_1(t+\tau)$ и $u_2(t)$, т.е. с учетом того, что $t \leq \left|\frac{T}{2} + t_{\mu}\right|$ (рисунок 4.9-а).



Рисунок 4.9. Определение пределов интегрирования

Причем при $\tau \leq \left|\frac{T-t_{\mu}}{2}\right|$ происходит полное перекрытие $u_{I}(t+\tau)$ и $u_{2}(t)$, поэтому $\left(\tau - \frac{t_{\mu}}{2}\right) \leq |t| \leq \left(\tau + \frac{t_{\mu}}{2}\right)$ (рисунок 4.9-б). При $\left(\frac{T-t_{\mu}}{2}\right) \leq |\tau| \leq \left(\frac{T+t_{\mu}}{2}\right)$ перекрытие неполное, поэтому $\left(\tau - \frac{t_{\mu}}{2}\right) \leq |t| \leq \frac{T}{2}$ (рисунок 4.9-в).

Тогда, опуская обозначение реальной части Re, из (4.2.13) получаем:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \int_{t_1}^{t_2} e^{i \left[\omega_0 \tau - \beta \left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2}\right)\right]} dt .$$
(4.2.14)

При вычислении (4.2.13) множители в показателе степени, содержащие величины *т*, выносятся за знак интеграла

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} e^{i \left[\omega_0 \tau - \beta \frac{\tau^2}{2}\right]} \int_{t_1}^{t_2} e^{-i \left(\beta t^2 + \beta t \tau\right)} dt , \qquad (4.2.15)$$

а показатель степени, оставшийся под интегралом, дополняется до полного квадрата суммы:

$$\beta t^2 + \beta \tau t + d^2 - d^2 = \beta (t + \frac{\tau}{2})^2 - \beta \frac{\tau^2}{4}, \quad \text{где } d = \sqrt{\beta} \frac{\tau}{2}.$$
 (4.2.16)

Подставляя (4.2.16) в (4.2.15) и вводя новую переменную

$$x = \sqrt{\frac{2}{\pi}\beta} \left(t + \frac{\tau}{2}\right),$$

Получим:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2\beta}} e^{i\left[\omega_0 \tau - \frac{3}{4}\beta\tau^2\right]} \int_{\sqrt{\frac{2\beta}{\pi}}(t_1 + \tau/2)}^{\sqrt{\frac{2\beta}{\pi}}(t_2 + \tau/2)} e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx =$$
$$= \frac{A_1 A_2}{2} \frac{\tau}{\sqrt{2B}} e^{i\left[\omega_0 \tau - \frac{3}{4}\beta\tau^2\right]} \int_{x_1}^{x_2} e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx, \qquad (4.2.17)$$

где $x_1 = \frac{\sqrt{2B}}{T} \left(t_1 + \frac{\tau}{2} \right); \ x_2 = \frac{\sqrt{2B}}{T} \left(t_2 + \frac{\tau}{2} \right); \ B = 2\Delta f_{\rm d} T$ -база ОС.

Учитывая, что $\int_{x_1}^{x_2} e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx = \int_0^{x_2} e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx - \int_0^{x_1} e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx$, и используя

представление

$$\int_0^x e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx = \overline{Z}(x) = \int_0^x \cos\frac{\pi}{2}x^2 dx - i\int_0^x \sin\frac{\pi}{2}x^2 dx = C(x) - iS(x),$$

где $\overline{Z}(y)$ - комплексный интеграл Френеля; C(y) и S(y) – соответственно, косинус- и синус-интегралы Френеля, получаем:

$$\int_{x_1}^{x_2} e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx = \overline{Z}(x_2) - \overline{Z}(x_1) = [C(x_2) - C(x_1)] - i[S(x_2) - S(x_1)]. \quad (4.2.18)$$

Тогда, подставив полученный результат в (4.2.17), окончательно приходим к следующему выражению для ВКФ СС и ОС:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \frac{T}{\sqrt{2B}} e^{i \left[\omega_0 \tau - \frac{3}{4} \beta \tau^2\right]} \{ [C(x_2) - C(x_1)] - i [S(x_2) - S(x_1)] \} .$$
(4.2.19)

Как следует из (4.2.16), ВКФ представляет собой ЛЧМ колебание, закон изменения частоты которого совпадает с законом СС. Огибающая ВКФ представляется выражением

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \frac{T}{\sqrt{2B}} \sqrt{[\mathcal{C}(x_2) - \mathcal{C}(x_1)]^2 + [S(x_2) - S(x_1)]^2}, \qquad (4.2.20)$$

где $x_{1,2}$ при $\tau \ge 0$ в соответствии с (4.2.13) и пояснениями на рисунке 4.9.

для интервала $\tau \leq \frac{T-t_{\mu}}{2}$: $x_1 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{3\tau}{T} - \frac{t_{\mu}}{T}\right)$; $x_2 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{3\tau}{T} + \frac{t_{\mu}}{T}\right)$; для интервала $\left(\frac{T-t_{\mu}}{2}\right) \leq \tau \leq \left(\frac{T+t_{\mu}}{2}\right)$: $x_1 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{3\tau}{T} - \frac{t_{\mu}}{T}\right)$; $x_2 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{\tau}{T} + 1\right)$.

Моделирование в программной среде National Instruments Labview 2012 показывает, что форма огибающей ВКФ в основном определяется отношением $\frac{t_{\mu}}{T}$, как это видно из рисунка 4.9. Множитель $\sqrt{2B}$ задает масштаб величин $x_{1,2}$ и в основном влияет на амплитуду огибающей ВКФ, которая практически не зависит от $\frac{t_{\mu}}{T}$, что хорошо видно на рисунка 4.10, где представлены результаты моделирования.



Рисунок 4.10. Форма огибающей взаимно корреляционной функции ЛЧМ

сигналов.

Максимальное значение

$$[C(x_2) - C(x_1)]^2 + [S(x_2) - S(x_1)]^2 \approx 2,$$

поэтому $\psi_{12}(0) = \frac{A_1 A_2}{2} \frac{T}{\sqrt{B}}$ представляет верхнюю оценку амплитуды ВКФ.

Поскольку АКФ ответного ЛЧМ сигнала $\psi_2(0) = \frac{A_2^2}{2}T$, то отношение амплитуд ОС и СС на выходе оптимального фильтра составляет

$$\frac{\psi_2(0)}{\psi_{12}(0)} \ge \frac{A_2}{A_1} \sqrt{B},\tag{4.2.21}$$

что, по сути, является минимальной оценкой искомого отношения.

Аналогичным образом можно определить отношение амплитуд ОС и СС на выходе оптимального фильтра, когда ОС и СИ имеют одинаковый закон модуляции. Действительно, амплитуда огибающей ВКФ в этом случае будет

$$\psi_{12}(0) = \frac{A_1 A_2}{2} t_{\text{\tiny H}} ,$$

поэтому отношение амплитуд ОС и СС на выходе оптимального фильтра составит:

$$\frac{\psi_2(0)}{\psi_{12}(0)} \ge \frac{A_2}{A_1} \frac{T}{t_{\rm H}} \,. \tag{4.2.22}$$

На рисунке 4.11 представлена теоретическая (4.2.22) (19) зависимость (кривая 1) при A₁=A₂, где точками представлены расчетные данные, полученные на виртуальной модели приемного устройства, реализованной средствами LabVIEW.

Для СС с противоположным законом ЛЧМ минимальная оценка (4.2.21) представлена кривой 2 на рисунке 4.11; результатам моделирования соответствует кривая 3 на рисунке 4.11.

В обоих случаях экспериментальные данные соответствуют следующим параметрам ОС и СС: полная девиация 2∆f_д=50мГц; центральная частота f₀=275 мГц; длительность ответного сигнала T=20 мкс.



Рисунок 4.11. Сравнение подавления СИ относительно ОС

Из рисунка 4.11 следует, что при $t_{\mu}/T \le 0,02$ (2%) оба способа формирования СС имеют одинаковую степень подавления СС.

При использовании СС с противоположным (по отношению к ОС) законом изменения частоты длительность каждого из парных СС для их эффективного подавления в фильтре, согласованном с ОС, должна быть $\leq (2 \div 4)\%$ от длительности ОС.

Очевидно, что технология формирования ЛЧМ импульса ОС должна сочетаться с технологией формирования когерентных последовательностей импульсов ОС, то есть таких последовательностей, для которых закон изменения фазы от импульса к импульсу в последовательности ОС задается при формировании ОС в ПР при помощи радиоимпульсов СС. При этом, как уже отмечалось выше, импульсы СС должны быть устранены при приеме.

исследования что Наши показали, ЭТО возможно. Основная илея формирования последовательности радиоимпульсов ОС заключается в том, что необходимо обеспечить, чтобы закон изменения начальных фаз импульсов для последовательности СС отличался от закона изменения начальных фаз импульсов последовательности ОС. Так лля как последовательность СС является синхронизирующей для последовательности ОС, очевидно, что данное требование может быть выполнено при определенных отступлениях. Как уже отмечалось в [124], предложено использовать СС в виде парных коротких импульсов, имеющих инверсные значения начальных фаз. Такой вид СС позволяет синхронизировать ОС или от первого, или от второго из сдвоенных радиоимпульсов СС. Для этого достаточно начать излучать импульс СН либо в момент излучения перового из радиоимпульсов СС, либо в момент второго. Такое решение предполагает некоторое нарушение синхронизма в последовательности радиоимпульсов СН и, соответственно, импульсов ОС. Однако для обработки последовательностей из ЛЧМ импульсов существенен не синхронизм моментов начала и конца излучения радиоимпульсов, а синхронизм в законах изменения фазы внутри ЛЧМ радиоимпульса, который может быть сохранен. Практически часть импульсов начинаются не с самого начала, а с некоторого момента, равного примерно

длительности одного из импульсов СС. При этом появляется возможность излучать радиоимпульсы СС с законом изменения начальных фаз от импульса к импульсу, отличным от закона изменения начальных фаз от импульса к импульсу ОС, на который настроен приемник поисковой установки. Другими словами, можно выбрать закон, при котором помеховая последовательность импульсов СС будет накапливаться в приемнике хуже всего.

Возможность синхронизации то первым, то вторым сигналом из парного радиоимпульса СС позволяет применить еще один способ компенсации помехового влияния СС, уже при обработке парных серий [124], [147]. Для обеих последовательностей импульсов СС из парной серии все соответствующие радиоимпульсы противофазны. Это позволяет при последующей обработке добиться их взаимной компенсации простым сложением. Чтобы при этой операции радиоимпульсы ОС не компенсировались, их синхронизация всегда выполняется от разных импульсов из пары СС радиоимпульсов.

Для уменьшения различия между импульсами ОС, синхронизированными 1м или 2-м радиоимпульсами СС, целесообразно синхронизацию от первого импульса СС выполнять от его заднего фронта, а синхронизацию от второго – от его переднего фронта. Такое решение предполагает, что сдвоенные импульсы СС одинаковы по форме, а временной промежуток между ними равен их длительности.

Работа обнаружителя ПР иллюстрируется условными осциллограммами, представленными на рисунке 4.12.

На рисунке 4.12: кривая А - импульсы 1-й последовательности парной серии СС из 3-х символов, начальная фаза закодирована в соответствии с последовательностью 1,1,1; кривая Б - импульсы 1-й последовательности парной серии СН, моменты появления фронтов импульсов соответствуют последовательности 1,1,-1; кривая В - импульсы 1-й последовательности парной серии ОС, начальная фаза закодирована в соответствии с последовательностью 1,1,-1; кривая Г - импульсы 2-й последовательности парной серии СС из 3-х символов, начальная фаза закодирована в соответствии с последовательностью -

1,-1,-1; кривая Д - импульсы 2-й последовательности парной серии СН, моменты появления фронтов импульсов соответствуют последовательности 1,1,-1; кривая Е - импульсы 2-й последовательности парной серии ОС, начальная фаза закодирована в соответствии с последовательностью 1,1,-1; кривая Ж – результат сложения 1-й и 2-й последовательностей в парной серии ОС, импульсы складываются в фазе, начальная фаза суммарной последовательности из 3-х символов закодирована в соответствии с последовательностью 1,1,-1.



Рисунок4.12.

Условные осциллограммы парных серий последовательностей радиоимпульсов

Условные осциллограммы серий последовательностей парных OC радиоимпульсов CH, CC И И результат сложения 1-й 2-й И последовательностей в парной серии ОС представлены на рисунке 4.12-ж Результат сложения 1-й и 2-й последовательностей в парной серии СС не представлен, так как теоретически в результате такого сложения импульсы СС взаимокомпенсируются.

По нашим оценкам, реализация всех этих механизмов квазиоптимальной и оптимальной обработки ОС в виде последовательностей из ЛЧМ радиоимпульсов может позволить поднять чувствительность приемника на величину 30÷45 дБ.

4.3. Использование пассивных нелинейных радиоответчиков в качестве датчиков параметров среды

4.3.1. Применение нелинейных рассеивателей с управлением при помощи светового потока для исследования структуры распределения электромагнитного поля

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в [193], [195], [214] где представлено описание конструкции устройства, предназначенного для исследования структуры электромагнитного поля.

Основная идея предложенного в патенте [193] устройства состоит в использовании НР как датчиков среды. Действительно, при расположении, например, дипольного НР вблизи границы раздела сред параметры рассеяния НР будут определяться не только уровнем 3С, но и параметрами линейной части дипольного HP, которые, в свою очередь, будут зависеть от электрических При параметров подстилающей среды, например, грунта. ЭТОМ эта чувствительность будет определяться величиной скин - слоя. Если обеспечить стабильность падающего на HP потока 3C, то, перемещая такой HP – датчик на определенной высоте над поверхностью раздела сред, можно фиксировать различия в электрических параметрах этой подстилающей среды, в частности, грунта. Отметим, что существует достаточно большое количество устройств, фиксирующих примерно на таком принципе наличие неоднородностей в грунте. В частности, это радиоволновые миноискатели, позволяющие обнаруживать пластиковые мины. По сути, они представляют собой излучающие антенны, расположенные вблизи границы раздела сред. Изменение параметров излучения такой антенны при изменении ее местоположения фиксируется; соответственно, сильное изменение указанных параметров соответствует наличию в грунте

заметной неоднородности.

В [193], [195], [214] предлагается ускорить процесс анализа участка поверхности на наличие неоднородностей. Для этого предлагается использовать не один HP, а группу из HP, размещенных в виде определенной периодической структуры (см. рисунок 4.13).

Данное устройство обладает возможностью производить последовательный опрос каждого элемента, то есть обеспечивать независимый прием ОС от определенного НР без мешающего действия от остальных НР.



Рисунок 4.13. Конструкция устройства, Рисунок 4.14. Конструкция HP с предназначенного для исследования управлением при помощи структуры электромагнитного поля. светового потока.

Данный механизм заложен в устройстве, предложенном в [193]. Идея заключается в том, что, как показали исследования автора, наличие смещения на диоде, находящегося в нагрузке НР, приводит к сильному изменению уровня ОС, переизлучаемого на частоте 2-й гармоники. В частности, зафиксировано, что напряжение в несколько вольт, приложенное к диоду, может привести к тому, что уровень ОС снизится практически до нуля (в эксперименте наблюдалось снижение уровня ОС на 40 дБ, при этом сигналы ниже данного уровня не фиксировались приемной аппаратурой). При этом ток по диоду не протекает, так как смещение подавалось в обратном направлении (диод запирался). Такое воздействие на диод

можно создать при помощи присоединения к нему фотодиода, на который, в свою очередь, подается световой поток через световолоконный световод (см. рисунок 4.14).

Указанный выше опрос элементов измерительной матрицы устройства для определения структуры электромагнитного поля производится путем подачи светового потока на все элементы, кроме опрашиваемого, при этом последовательно опрашиваются все элементы системы.

4.3.2. Применение нелинейных рассеивателей с особой точкой в амплитудной характеристике для антенных измерений

В данном параграфе описаны оригинальные научные результаты, опубликованные автором в [82], [196] где представлено описание конструкции НР и метода измерения эффективной площади антенны.

Основная идея предложенного в [82] технического решения состоит в использовании HP, имеющего в своей AX особую точку. Под особой точкой в [82] понимается точка, в которой функция, описывающая AX, или ее производная, претерпевает экстремум или разрыв. Примеры AX, содержащих особые точки, представлены на рисунках 4.15 и 4.16. В особой точке зафиксированы значения уровней 3С и ОС. Это обстоятельство позволяет формировать из HP приемники или источники электромагнитного излучения с априори известными значениями принимаемого или излучаемого сигналов.

В параграфе 1.2.2 и [72] предложено использовать НР с особыми точками в АХ для измерений параметров НР.

В [82], [84] данное свойство некоторых НР предложено использовать для антенных изменений. Соответственно, в измерениях должна участвовать и установка нелинейного зондирования.



Рисунок 4.15.

Рисунок 4.15.

Участок амплитудной Участок амплитудной характеристики HP, нагруженного на характеристики HP, нагруженного на обращенный диод, содержащий туннельный диод, содержащий скачкообразное изменение уровня экстремумы (минимум и максимум). ОС.

Самая простая реализация метода представлена на рисунке 4.17.



Рисунок 4.17. Измерительная установка.

В соответствии с методом HP, содержащий особую точку в AX, для которой известно значение Π_{OC}^{*} , которое HP рассеивает в окружающее пространство на расстоянии 1 м, и измеряемая антенна размещаются на фиксированном расстоянии

R. Причем между ними создаются условия, близкие к условиям свободного пространства.

Измеряемая антенна подключается к приемнику измерительной установки.

Включается генератор запросного сигнала, на котором изменяют мощность и фиксируют зависимость изменения уровня ОС на приемнике измерительной установки. В этой зависимости определяют момент прохождения особой точки и измеряют уровень мощности принимаемого колебания на частоте ответного сигнала P_{OC}^{*} .

Величину эффективной площади измеряемой антенны S_{OC} на частоте OC определяют как:

$$S_{\rm OC} = (P_{\rm OC}^* R^2) / \Pi_{\rm OC}^* \quad . \tag{4.3.1}$$

Возможна и реализация указанного метода, если измеряемую антенну подключить к генератору. В этом случае необходимо зафиксировать значение излучаемой мощности P_{3C}^{*} в момент прохождения особой точки. Тогда коэффициент усиления измеряемой антенны будет определяться как:

$$G_{3C} = (4\pi R^2 \Pi_{3C}) / P_{3C}^* . \qquad (4.3.2)$$

Несколько модифицированные, указанные методы можно применять для безфидерных изменений экранирующих свойств помещений или экранирующих свойств корпусов. В этих случаях HP, содержащий особую точку в AX, помещается в экранную комнату, и производятся измерения, аналогичные описанным выше. При этом фиксируется значение P_{3C1}^* , соответствующее особой точке. Затем измерения повторяют для такого же расстояния между антенной 3С и HP, но уже для свободного пространства, фиксируя при этом соответствующее значение P_{3C2}^* .

Экранирующий коэффициент К_{3С} на частоте ЗС легко найти как:

$$K_{3C} = P_{3C1}^{*} / P_{3C2}^{*}.$$
(4.3.3)

В некоторых случаях необходимо измерить указанные параметры антенны, всторенной в установку или транспортное устройство. Как правило, возможно отключение такой антенны от фидера, но затруднителен ее демонтаж.

В этом случае возможна модификация метода, по которому эта антенна

превращается в HP с характерной точкой в AX. Для этого от измеряемой антенны отключается фидер и присоединяется компактная нагрузка, состоящая из аттенюатора, нагруженного на диод с характерной точкой в AX. Для такой конструкции должно быть предварительно определено калибровочное значение величины мощности 3C на входе аттенюатора P_{3C кал} или величины мощности OC на выходе аттенюатора P_{OC кал}, соответствующее особой точке.

Такая антенна располагается на определенном расстоянии R от излучающей или приемной антенны измерительной установки, и выполняется соответствующая измерительная процедура, описанная выше. Будем считать, что антенна измеряется на частоте OC, при этом должна быть известна площадь приемной антенны измерительной установки $S_{OC \, U3M}$. Тогда по зафиксированному значению P_{OC}^* на частоте OC можно найти значение коэффициента усиления измеряемой антенны G_{3C} :

$$G_{3C} = (4\pi R^2 P_{OC}^*) / (P_{OC KAJ} S_{OC M3M}). \qquad (4.3.4)$$

Отметим, что описанные способы поддаются автоматизации [83], [84], [196].

4.4. Применение параметрических рассеивателей в качестве электронного номера или электронной пломбы

В данном параграфе представлены научные результаты, опубликованные автором в [194], [191], [215, 215], [199], [201], [202].

Прикладная задача, рассмотренная ниже, связана с общей идеей использования пассивных нелинейных радиоответчиков для идентификации маркируемых объектов, в состав которых входит соответствующее электронное устройство, генерирующее определенную уникальную бинарную последовательность, то есть электронный номер.

Устройства такого типа давно используются на практике и получили название устройств радиочастотной идентификации или транспондеров [106].

В той или иной степени все эти устройства должны содержать источник питания для работы памяти, в которой содержится идентификационный номер. В некоторых случаях этот источник заряжается от ЗС непосредственно в момент считывания. В этом смысле такие устройства не относятся к пассивным.

В то же время, задача использования ПР для идентификации достаточно актуальна [62], поэтому интересно рассмотреть работу ПР в режиме транспондера. Например, такой ПР-транспондер можно было бы использовать как идентификатор вагонов на железной дороге при применении в существующих АСУ грузоперевозок.

Рассмотрим данную задачу подробнее.

Задача автоматизации учета грузоперевозок по железной дороге включает в себя как создание технологии учета движения грузов (транспортная логистика) [216], так и технологии обеспечения их сохранности. При этом обе технологии должны быть взаимоувязанными. Для этого и в том, и в другом случае должны использоваться идентичные (по крайней мере, однородные) электронные идентификаторы грузов и подвижного состава.

В настоящее время на железной дороге применяется два типа идентификаторов: номер вагона, нанесенный краской, и пломба, механически закрепленная на грузе или вагоне.

Идентификатор - номер вагона - вручную вносится в автоматизированную систему учета. Практически вручную выполняется и процедура считывания, хотя периодически появляются сообщения о внедрении или проведении работ по созданию средств идентификации номеров вагонов на основе их считывания видеокамерой с дальнейшим распознаванием. При этом возникают ошибки, типичные для перехода от аналогового сигнала (картинка номера) к цифровому сигналу (последовательность цифр). Операция подтверждения достоверности номера вагона отсутствует, точнее, подтверждение подлинности основывается не на физической защите (исказить или переписать номер вагона достаточно просто, встречается несколько), иногда на вагонах ИХ а на документировании месторасположения в составе ввиду сложности процедуры перестановки вагона в

составе или его исключения. Идентификатор - механическая пломба также вносится в автоматизированную систему учета только вручную. При этом при проверке подлинности экспертом является человек, находящийся нередко в трудных погодных условиях и вооруженный только увеличительным стеклом и фонарем для работы в темное время суток.

Рассматривая задачу автоматизации учета грузоперевозок по железной дороге, необходимо устранить перечисленные выше ручные операции ввода идентификатора в систему, его считывания и подтверждения подлинности.

Сегодня на железнодорожном транспорте ищутся пути по внедрению в качестве носителя идентификатора - электронных идентифицирующих устройств, которые должны быть принадлежностью транспортных средств (вагонов) и некоторых грузов (контейнеров). При этом идентификаторы, соответствующие данным идентифицирующим устройствам, должны иметь возможность свободно циркулировать в информационной системе учета грузоперевозок по железной дороге, естественно, определенным образом защищенной.

В настоящий момент не решен вопрос о принципе работы и конструкции электронного железнодорожного идентифицирующего устройства. Поиску путей создания железнодорожного идентифицирующего устройства и технологии его взаимодействия с информационной системой учета грузоперевозок по железной дороге и посвящено настоящее сообщение.

Рассмотрим основные требования к идентификатору подвижного состава и железнодорожных контейнеров и соответствующему ему электронному идентифицирующему устройству с точки зрения общих потребительских свойств.

Высокая достоверность указанных идентификаторов должна сочетаться с тем, что они должны свободно циркулировать в информационной системе параллельно с самими грузами на железной дороге и, поэтому, не могут быть засекречены, то есть в системе должны быть предусмотрены меры по предотвращению их модификации и подтверждению подлинности. Сам же идентификатор должен легко порождаться идентифицирующим устройством, которое всегда должно быть совершенно доступно к считыванию, естественно,

при наличии определенного стандартного оборудования считывателя. При этом указанное оборудование должно обеспечивать автоматическое всепогодное дистанционное считывание идентификатора грузов и подвижного состава с идентифицирующего устройства без участия человека.

Сформулируем указанные выше желаемые потребительские свойства в виде определенных технических требований:

- идентификатор (номер груза или вагона) должен быть уникальным и соответствовать только одному идентифицирующему устройству и, соответственно, одной подвижной единице (грузу или вагону);
- должна быть в максимальной степени затруднена возможность подмены идентифицирующего устройства на грузе или вагоне;
- процесс считывания идентификатора с идентифицирующего устройства должен быть организован в виде открытой общедоступной стандартизированной процедуры, защищенной от возможности модификации считанного идентификатора;
- идентификатор должен иметь возможность свободного циркулирования по информационной сети системы учета и управления грузоперевозками;
- описание конструкции идентифицирующего устройства и оборудования считывания должно быть общедоступно, технология воспроизводства самого идентифицирующего устройства и оборудования считывания должны быть так же доступны;
- идентифицирующее устройство и оборудование считывания должны иметь возможность дистанционного бесконтактного считывания идентификатора без участия человека, во время движения состава, в любую погоду и время суток;
- конструкция идентифицирующего устройства должна быть проста, дешева, не требовать обслуживания, иметь возможность «антивандального» исполнения и не содержать ценных деталей;
- конструкции идентифицирующего устройства для номера вагона и пломбы должны учитывать особенности их механического размещения на грузе или вагоне, но быть одинаковыми в части информационного взаимодействия со

считывателем.

Если учесть, что именно в процессе считывания в системе появляется указанные выше идентификаторы груза и подвижного состава, то есть источником указанных данных являются находящиеся во взаимодействии идентифицирующее устройство и считыватель, можно сделать вывод, что именно во время указанного процесса, прежде всего, необходимо выполнить упомянутые выше и достаточно противоречивые требования.

Рассмотрим, насколько возможна техническая реализация указанных выше требований.

Требования 1 2 уникальности И невозможности И подмены идентифицирующего устройства приводят, прежде всего, к тому, что указанный выше пассивный маркер – ответчик должен быть закреплен на грузе или выгоне один единственный раз в виде несъемной или разрушающейся при вскрытии конструкции. Таким образом, приходим к первому техническому условию: идентифицирующее устройство попытка снять С носителя или гальванически подключиться к нему непосредственно на носителе с целью содержания электронной должна копирования памяти привести К физическому разрушению его электронных компонент. Кроме того, требование 2 подразумевает условие обеспечения невозможности копирования идентифицирующего устройства на основе дистанционного зондирования. Вместе с 3-м требованием защищенности процедуры считывания от модификации это соответствует второму техническому условию: применяемая технология считывания и изготовления идентифицирующих устройств не должна позволять воспроизвести идентифицирующее устройство, идентичное тому, с которым производится взаимодействие.

Требование 4 возможности свободного обмена по информационной сети и требование 5 общедоступности описания конструкции системы соответствует <u>третьему техническому условию:</u> оборудование системы учета движения железнодорожных грузов, включая считыватели и идентифицирующие устройства, должно соответствовать определенному открытому

корпоративному или государственному стандарту.

Требование 6 возможности дистанционного считывания идентификатора с идентифицирующего устройства в любую погоду и время суток приводит к тому, производить информационный что указанная система должна обмен в идентификатор радиодиапазоне, причем сам должен выполнять роль радиоответчика типа «свой – чужой». Учитывая высокую помеховую обстановку в индустриальных центрах, где расположены железнодорожные станции, а также изза переотражений сигналов запроса и ответа в условиях железнодорожной станции, следует использовать различные частоты запроса и ответа. Требование 7 простоты и отсутствия постоянного обслуживания практически эквивалентно требованию использования пассивной (без заменяемой батареи) конструкции идентификатора. Требование 8 эквивалентно тому, что идентифицирующее устройство состоит из 2-х частей: механической части, обеспечивающей крепление на вагоне или грузе, которая, соответственно, может иметь несколько конструктивных вариантов исполнения, а также электронной части, обладающей определенной идентичностью, соответсующей утвержденному корпоративному стандарту.

Таким образом, приходим к <u>четвертому техническому условию</u>: электронная часть идентифицирующего устройства должна быть выполнена в виде пассивного маркера – нелинейного радиоответчика, а считыватель – в виде установки нелинейного зондирования.

Описанные выше 4 условия формируют основные необходимые свойства электронного идентифицирующего устройства и соответствующего считывателя, требуемые на железной дороге в настоящее время. Пути и мероприятия реализации указанных требований и будут являться концепцией электронной идентификации подвижного состава и грузов на железной дороге.

Проведенный анализ существующих технических средств и технологий электронных пломб и электронных номеров показал, что описанные выше 4 условия сегодня одновременно для какого-либо устройства не выполняются, однако, так как в той или иной степени они все выполняются в известных устройствах и информационных технологиях, можно утверждать, что существуют технические возможности их одновременной реализации в одном техническом решении.

Выполнение первого технического условия должно обеспечиваться применением невскрываемой механической конструкции идентифицирующего устройства, при этом попытка физического доступа должна приводить к разрушению электронных компонент, прежде всего электронной памяти идентифицирующего устройства, при этом сама конструкция должна быть прочной, «антивандальной». Напомним, что необходимо использовать два типа идентифицирующих устройств, отличающихся по функциональному назначению: электронный номер и электронную пломбу. Однако, С точки зрения взаимодействия с информационной системой, то есть принципа считывания, оба идентификатора должны быть однородны. Разными могут быть механизмы использования: электронный номер должен быть частью конструкции вагона, а электронная пломба может устанавливаться, например, на открывающуюся часть контейнера, как это делается с ее механическим аналогом. Следует отметить, что сегодня существует целый ряд устройств – электронных пломб. vжe разрабатываемых в соответствии с соответствующим ГОСТом [217].

Выполнение второго технического условия связано с тем, что трудно обеспечить подделки идентифицирующего устройства невозможность одновременно co свободным циркулированием идентификатора В информационной сети системы учета движения грузов. В то же время, это возможно на основе разделения операций считывания и подтверждения его подлинности. В частности, уникальный идентификатор может находиться в защищенной базе данных, позволяющей свободно выполнять процедуру его считывания из защищенной информационной сети системы учета движения грузов, а идентификация движущегося носителя должна состоять из процедур считывания идентификатора с идентифицирующего устройства, расположенного на носителе, подтверждения его подлинности и его сравнения с эталоном, хранящимся в защищенной базе данных при помощи сетевого обмена.

Естественно, что база данных и сеть системы учета движения грузов должны быть защищены от модификации данных.

Практически предлагается использовать два источника данных (эталонный и текущий), которые сравниваются в процессе считывания, совпадение данных будет говорить о достоверности текущего источника и успешном завершении процесса считывания. Очевидно, что ключевым моментом данного процесса являются процедуры считывания идентификатора с идентифицирующего устройства и подтверждения подлинности идентификатора.

Кодирование самого идентификатора с целью подтверждения его подлинности, как это осуществляется для некоторых электронных пломб, при описанном подходе невозможно, так как это противоречит требованиям 3 и 4 свободного считывания и доступа к идентификатору в информационной сети. Кроме того, такое применение закодированного идентификатора нецелесообразно с точки зрения необходимости сообщать ключ кодирования всем участникам контроля подлинности, которых может быть несколько десятков или даже сотен, по числу станций, через которые пройдет железнодорожный эшелон.

Следовательно, должны быть применены другие процедуры считывания (идентификации) и проверки подлинности с высоким гарантируемым, а, значит, измеряемым, уровнем защиты. Говоря образным языком, должен быть реализован принцип: *«каждый может считать идентификатор, но практически никто не может подделать носитель идентификатора»*. Примерно такие же требования сегодня предъявляются к механическим пломбам или денежным купюрам, которые при полной доступности определения номера и номинала должны обладать несколькими механизмами защиты от подделки.

Среди известных электронных процедур подтверждения подлинности при полном доступе к самому защищаемому объекту наиболее известна технология электронной подписи. Однако данная технология не может быть применена непосредственно, поскольку она направлена на защиту сообщения, а не источника данных. В то же время, технология электронной подписи обладает необходимым для нашего случая свойством, а именно - несимметричностью обмена: в

подлинности защищенного одним пользователем сообщения могут убедиться многие пользователи без потери уровня защищенности, при этом уровень защищенности гарантируем, измеряем и даже ГОСТирован [218]. Указанное свойство является следствием применения для кодирования несимметричной пары кодирующих ключей: секретного и открытого.

Поэтому перспективной технологией для рассматриваемого нами информационного обмена следует считать технологию кодирования на основе асимметричных ключей с соответствующим ее видоизменением.

Закрытый ключ должен быть принадлежностью идентифицирующего устройства - маркера, закрепленного на носителе. Он загружается в электронную память идентифицирующего устройства один раз, к нему запрещен всякий внешний информационный доступ. Открытый ключ, парный закрытому ключу, распространяется свободно по информационной сети системы учета движения грузов. По той же информационной сети так же распространяется эталонный номер-идентификатор груза. При этом в сети должны осуществляться мероприятия по защите эталонного номера-идентификатора.

Процедура определения номера-идентификатора на основе информационного обмена считыватель - идентифицирующее устройство должен осуществляться в две фазы:

- открытая передача от идентифицирующего устройства к считывателю номераидентификатора по запросу считывателя и его сравнение с эталонным номеромидентификатором, поступившим по внешней защищенной информационной сети системы учета движения грузов от защищенной базы данных;
- II. проверка подлинности источника номера-идентификатора, то есть идентифицирующего устройства.

Проверка подлинности идентифицирующего устройства состоит из следующих процедур:

 генерация считывателем и передача от считывателя к идентифицирующему устройству исходной случайной бинарной последовательности определенной длины, которая тут же фиксируется в памяти идентифицирующего устройства;

- преобразование в контроллере маркера исходной случайной бинарной последовательности в закодированную ответную бинарную последовательность путем ее кодирования, при помощи хранящегося в памяти маркера закрытого ключа;
- передача от маркера к считывающему устройству закодированной ответной бинарной последовательности;
- декодирование в считывающем устройстве принятой закодированной ответной бинарной последовательности при помощи открытого ключа, переданного по сети вместе с номером-идентификатором;
- сравнение исходной случайной бинарной последовательности с декодированной ответной бинарной последовательностью, в случае их совпадения принятие решения о подлинности маркера.

Процедура номера-идентификатора определения завершается с положительным результатом В случае, если произойдет лва события: 1) подтвердится подлинность маркера и 2) номер-идентификатор совпадет с эталонным номером-идентификатором. Следует отметить, что выполнение первого события является обязательным. Выполнение второго события является функционирования автоматизированной важным для системы учета грузоперевозок по железной дороге, как возможность гарантировать правильное движение определенного вагона или груза. В принципе, если рассматривается более локальная задача, можно ограничиваться выполнением только первой процедуры. Например, охрана станции может проверять сохранность груза на основе контроля целостности пломб в темное время суток при помощи переносного считывателя.

Практически процедура проверки подлинности сводится к проверке соответствия закрытого и открытого ключей кодирования. В принципе, открытый ключ может передаваться от маркера считывающему устройству, а также одновременно служить номером-идентификатором груза. Тогда процедура считывания и идентификации практически полностью приблизится к ее сегодняшнему аналогу – проверке механической пломбы.

Выполнение третьего технического условия, являясь обязательным, лежит в области корпоративных или государственных организационных решений и поэтому выходит за рамки настоящего исследования.

Перспектива выполнения четвертого технического условия связана с тем, что дистанция взаимодействия может быть ограничена десятком метров, что позволяет рассмотреть возможность использования в качестве идентифицирующего устройства разных типов нелинейных радиоответчиков: HP, ПР и транспондеров.

НР существенно уступают остальным пассивным нелинейным ответчикам в коэффициенте преобразования (доли процента по сравнению с десятками процентов), поэтому практический интерес для указанной задачи представляют транспондеры и ПР. Следует так же иметь в виду, что, независимо от конструкции пассивного нелинейного ответчика, в нем должна быть предусмотрена приемная антенна, выпрямленный сигнал с выхода которой должен при облучении заряжать питания памяти нелинейного емкость. выступающую в роли источника В радиоответчика. этой связи можно рассматривать и параметрический рассеиватель как один из вариантов транспондера.

Принципиальное отличие предлагаемой конструкции идентифицирующего устройства от традиционных транспондеров состоит в усложнении протокола информационного обмена и увеличении расстояния считывания от нескольких сантиметров до нескольких метров.

Конструкция идентифицирующего устройства В виде пассивного нелинейного радиоответчика – транспондера достаточно легко позволяет выполнить первое техническое условие. В частности, электронная часть идентифицирующего устройства в случае расположения на вагоне может быть реализована путем применения конструкции в виде полосковых антенн, соединенных с безкорпусными электронными компонентами, которые должны помещаться В твердый пластик, создавая невскрываемую конструкцию идентифицирующего устройства – транспондера. Данная конструкция может просто приклеиваться к вагону или грузу специальным полимерным клеем.

Другим вариантом расположения электронной части идентифицирующего устройства является его помещение внутрь полости несущей трубчатой рамы вагона или контейнера. Соответственно, в этом случае антенна транспондера идентифицирующего устройства должна быть щелевой - в виде прорези или круглого отверстия в указанной трубчатой раме. Указанные конструкции вполне реализуемы и для нелинейных ответчиков в виде маркеров – ПР [63].

На рисунке 4.18 представлена возможная блок-схема системы идентификации объектов железнодорожного транспорта, использующей для идентификации электронный номер - пломбу в виде нелинейного ответчика параметрического рассеивателя [194].



Рисунок 4.18. Блок-схема системы идентификации

1 - программирующее устройство, 2 – ключ, механически связанный с пломбировочным устройством, 3 - внутренняя электронная память, 4 - формирователь последовательностей ответного сигнала, элементы 3, 4 составляют ЧИП - идентификатор, 5 - управляемый элемент, 6 - параметрический генератор, 7 - приемо-передающая антенна нелинейного ответчика, элементы 5, 6, 7 составляют нелинейный ответчик – параметрический рассеиватель, выступающий в качестве СВЧ узла, 8 - вспомогательная антенна, 9 – детектор, 10 - источник электропитания, 11 - информационная сеть, 12 – контроллер считывающего устройства, 13 –

формирователь запросного сигнала, 14 - СВЧ передатчик запросного сигнала, 15 - антенна запросного сигнала, 16 – приемная антенна ответного сигнала, 17 – приемник ответного сигнала, 18 – детектирующий блок ответного сигнала, 19 – запоминающее устройство, 20- индикатор, элементы 2 – 10 составляют электронный датчик 21 электронного номера – пломбы, элементы 12 – 20 составляют считывающее устройство 22.

Особенностью входящего в состав электронного номера – пломбы 21 параметрического рассеивателя является то, что, кроме приемопередающей антенны 7 и параметрического генератора 6, в его конструкцию входит управляемый элемент 5, наличие напряжения на нем приводит к срыву параметрической генерации у параметрического генератора 6.

Система идентификации объектов транспорта функционирует следующим образом.

Bo электронную 3 бинарные внутреннюю память заносят три последовательности, являющиеся идентификационным номером, закрытым ассиметричным параметром ключом И состояния, имеющим значение «работоспособно».

Объект, маркированный электронным номером – пломбой, направляется по маршруту. Одновременно через информационную сеть 11 в запоминающее устройство 19, находящееся на станциях по маршруту следования, передается идентификационный номер и соответствующий открытый ассиметричный ключ.

На маршруте при несанкционированном вскрытии пломбировочного устройства за счет механической связи изменяет свое состояние ключ 2, в результате чего во внутренней электронной памяти 3 параметр состояния необратимо переводится в положение «вскрытие».

На станции в 3 этапа производится дистанционный информационный обмен электронного датчика 21 со считывающим устройством 2.

1-й этап – зарядка источника электропитания 10;

2-й этап – считывание идентификационного номера и параметра состояния;

3-й этап – подтверждение подлинности.

Bo время информационного обмена антенна 15 излучает парную последовательность радиоимпульсов запросного сигнала на частоте f, которые облучают антенны 8 и 7. В параметрическом рассеивателе эти парные последовательности преобразуются И переизлучаются парной В виде последовательности ответного сигнала на частоте 0,5f, которая принимается антенной 16. Для наглядности будем считать, что в каждой из парных последовательностей содержится по 5 импульсов. Осциллограммы сигналов представлены на рисунке 4.19.



Рисунок 4.19. Осциллограммы сигналов информационного обмена.

На первом этапе, как и для любого транспондера, импульсами запросного сигнала, излучаемыми антенной 15 на частоте f (осциллограмма 1), источник электропитания 10 заряжается до нужного значения ЭДС. В этом режиме управляющие сигналы на управляемый элемент 5 не поступают, И параметрический рассеиватель, соответственно, переизлучает столько же импульсов на частоте 0,5f (осциллограмма 2).

На втором этапе, когда на источнике электропитания 10 достаточная для функционирования электронного датчика 21 ЭДС, из ЧИП – идентификатора на вход управляемого элемента 5 синхронно с запросными радиоимпульсами поступают видеоимпульсы, соответствующие идентификационному номеру и В 7 параметру состояния. результате при облучении антенны радиоимпульсов запросного последовательностью сигнала на частоте

f (осциллограмма 3), на частоте 0,5f рассеивается ответная последоватьельность, в которой содержатся данные об идентификационном номере и параметре состояния, в данном случае - 10011 и 10111 (осциллограмма 4).

На третьем этапе в формирователе запросного сигнала 13 генерируется бинарная случайная последовательность (для примера 01010), которая при помощи СВЧ передатчика 14 и антенны 15 излучается в виде последовательности запросных радиоимпульсов на частоте f (см. первую последовательность осциллограммы 5). Указанная случайная последовательность радиоимпульсов принимается антенной 8, преобразуется в случайную последовательность видеоимпульсов на детекторе 9 и загружается во внутреннюю электронную память 3 ЧИП – идентификатора. Эта последовательность случайных бинарных видеоимпульсов с помощью закрытого ассиметричного ключа, хранящегося во внутренней электронной памяти 3, преобразуется В закодированную бинарную последовательность, которая элемента 5 синхронно с поступает на вход управляемого запросными радиоимпульсами второй посылки запросных радиоимпульсов 3-го этапа. Например, бинарная случайная последовательность 01010, сгенерированная в формирователе запросного сигнала 13, будет путем кодирования закрытым ключом преобразована в случайную бинарную последовательность 00010.

Так как в этом случае запросная последовательность содержит все радиоимпульсы (см. вторую последовательность осциллограммы 5), то указанная закодированная бинарная последовательность будет рассеяна на частоте *0,5f* и принята антенной 16 (см. вторую последовательность осциллограммы 6).

После приема И детектирования эта закодированная бинарная последовательность поступает в контроллер считывающего устройства 12, где декодируется с помощью открытого ключа, поступившего через информационную сеть 11. В случае совпадения исходной случайной последовательности, запросного 13. сгенерированной В формирователе сигнала И принятой последовательности, раскодированной при помощи открытого ключа, принимается решение о подлинности электронного датчика 21 электронного номера – пломбы и производится сравнение определенного идентификационного номера С

полученным через информационную сеть.

В случае, если принято решение о подлинности идентифицирующего устройства, идентификационный номер соответствует ожидаемому, а значение параметра состояния имеет значение «исправно», то принимается решение и выдается сообщение о том, что зафиксировано нормальное прибытие объекта с определенным идентификационным номером электронного номера – пломбы.

В случае, если параметр состояния имеет значение «вскрытие», то принимается решение и выдается сообщение о факте несанкционированного вскрытия пломбировочного устройства электронного номера – пломбы с определенным идентификационным номером.

Как отмечалось выше, электронный номер – пломба может быть изготовлен на основе транспондера. В этом случае элемент 6 выполняется не в виде параметрического генератора, а в виде транзисторного генератора, соответственно, от источника электропитания 10 на указанный транзисторный генератор должно поступать электропитание.

Таким образом, в настоящее время имеются все технические возможности реализации нового подхода к идентификации подвижного состава и грузов, обеспечивающего повышенный уровень достоверности идентификаторов. Практически предлагается реализовать при идентификации принцип «легко считать, трудно подделать».

В то же время, следует иметь в виду, что информационное взаимодействие на основе асимметричного кодирования требует в несколько раз больше информационных ресурсов, чем для случая симметричного кодирования, кроме того, предлагается создание новой технологии идентификации, для чего необходимы серьезные организационные и технические усилия.

4.5. Выводы по четвертой главе

- 1. Показано, что задача оптимизации системы поисковая или измерительная установка - пассивный нелинейный радиоответчик должна решаться на основе системного подхода и сводится к задаче создания приемо-передающей нелинейных радиоответчиков аппаратуры И пассивных для которых выбранный критерий, в частности на заданной дальности реализуется обнаружения реализуется максимальная эффективность преобразования энергии запросного сигнала в энергию ответного сигнала;
- 2. Предложено изменять уровень нелинейного рассеяния от нелинейного датчика путем смещения на диоде рабочей точки, напряжением, получаемым от фотодиода при облучении последнего световым потоком, передаваемым по световолоконному кабелю, практически не вносящему искажений в измеряемое электромагнитное поле, что позволяет исключать ответный сигнал от данного нелинейного рассеяния из общего сигнала обратного нелинейного рассеяния, подавая на него смещение, запирающее диод. Предложен способ исследования структуры распределения электромагнитного поля на основе формирования матрицы из указанных нелинейных рассеивателей, поочередно включающихся за счет отключения светового потока. На способ получено авторское свидетельство на изобретение.
- Предложен бесфидерный способ измерения эффективной площади антенны на основе включения данной антенны в состав пассивного нелинейного маркера, у которого в амплитудной характеристике содержится особая точка, например экстремум или скачек.
- 4. Показано, перспективным направлением применения систем что радиомаркировки, использующих пассивные субгармонические нелинейные рассеиватели, могут быть задачи обозначения маршрутов на основе одновременного нелинейных использования В качестве пассивных субгармонических нелинейных радиоответчиков круговых структур ИЗ

рассеивателей и методов формирования последовательностей радиоимпульсов ответного сигнала с детерминированным законом изменения фазы.

- 5. Показано, что перспективным направлением применения систем радиомаркировки, использующих пассивные субгармонические нелинейные рассеиватели, могут быть задачи маркировки индивидуальных средств спасения на воде.
- Предложены принцип работы и конструкция динамического параметрического рассеивателя, переизлучающего ответный сигнал на частоте субгармоники сигнала накачки в соответствии с хранящейся в его памяти бинарной последовательностью.
- Предложены принцип работы и конструкция параметрического рассеивателя транспондера, выполняющего функцию электронного идентификатора и пломбы. Принцип работы и конструкция такого параметрического рассеивателя защищены патентом.
Заключение

Таким образом, в результате диссертационного исследования построена общая теория пассивных нелинейных радиоответчиков в виде нелинейных или параметрических рассеивателей, основанная на применении предложенной автором их процессных моделей. Это позволило описать процессы, протекающие в пассивных нелинейных радиоответчиках, изучить, учесть и использовать свойства нелинейных или параметрических рассеивателей, предложить новые конструкции нелинейных радиоответчиков, предсказывать пассивных ИХ реакцию на воздействие запросными сигналами на основе моделирования, рассмотреть направления ИХ использования в прикладных задачах, предложить пути повышения эффективности их применения.

Основными научными результатами исследований являются:

1. Разработана процессная модель пассивного нелинейного радиоответчика, позволившая на основе ee анализа: описать характеристики такого нелинейных радиоответчика; определить конструкции пассивных определять с помощью преобразования измеренных или радиоответчиков; рассчитанных амплитудных характеристик радиомаркеров зависимости, характеризующие эффективность их применения.

2. Показано, что для описания пассивного нелинейного радиоответчика достаточно определение трех его характеристик: амплитудной характеристики и нормированных диаграмм направленности его приемной и передающей антенн, позволяющих корректно формулировать задания на конструирование новых пассивных нелинейных радиоответчиков как достижение объективных, измеряемых и не зависящих от внешних факторов зависимостей.

3. Введено уточненное определение амплитудной характеристики пассивного нелинейного радиоответчика как зависимости уровня интенсивности информативной составляющей в спектре рассеянного им сигнала от величины

интенсивности запросного сигнала, определенной на фиксированном расстоянии от него.

4. На основе анализа процессной модели сделан вывод, который в дальнейшем подтверждён математическим моделированием и натурными экспериментами, что для пассивных нелинейных радиоответчиков – нелинейных и параметрических рассеивателей структура в виде четырехполюсника, у которого к разным входам подключены приемная и переизлучающая антенны, наиболее перспективна для решения задач радиомаркировки.

5. Определены факторы, позволяющие повысить эффективность систем радиомаркировки, использующих параметрические рассеиватели на основе учета их амплитудных и фазовых свойств, в частности, предложено формировать запросный сигнал в виде серий или групп серий из последовательностей радиоимпульсов с равной амплитудой, изменяя амплитуду сигнала накачки при переходе от серии к серии или от одной группы серий к другой группе серий.

6. Создана теория синхронизации ответного сигнала в параметрических рассеивателях, в рамках которой показано, что для организации устойчивого формирования когерентных радиоимпульсов ответного сигнала, переизлученных от параметрического рассеивателя необходимо кроме радиоимпульсов сигнала накачки облучать параметрический рассеиватель волной синхронизирующего сигнала с частотой ответного сигнала, при этом необходимо обеспечить условия при которых фаза радиоимпульсов ответного сигнала и фаза радиоимпульсов синхронизирующего сигнала не находятся в квадратуре; показано, что задача приема когерентной последовательности ответного сигнала от параметрического рассеивателя, полученной изложенным выше образом, сводится к задаче применения стандартных оптимальных методов приема при одновременной указанных синхронизирующих радиоимпульсов, компенсации являющихся когерентной помехой на входе приемника поисковой установки, предложены методы компенсации этой помехи при обработке; показано, что возможны формирование в параметрическом рассеивателе и реализация когерентного накопления ответного сигнала в приемном устройстве при использовании в

качестве сигнала накачки линейно-частотно-модулированных радиоимпульсов; показано, что при реализации когерентного накопления ответного сигнала при облучении двухконтурного параметрического рассеивателя могут возникать комбинационные нелинейные помехи, являющиеся когерентной помехой радиоприему, предложены методы компенсации или ослабления этой помехи; предложен нелинейный метод формирования синхронизирующего сигнала.

7. Показано, что на основе упорядоченных структур из параметрических рассеивателей могут быть сформированы отражательные решетки с повышенным уровнем ответного сигнала и заданной формой диаграммы обратного нелинейного рассеяния, в частности, не содержащей глубоких нулей.

8. На основе взаимодействия процессной модели и анализа эквивалентной нелинейного схемы пассивного радиоответчика разработана методология математического моделирования, с помощью которой осуществлено численное моделирования реакции пассивных нелинейных радиоответчиков разных типов нелинейного (дипольного рассеивателя, дипольного одногенераторного параметрического рассеивателя, дипольного двухгенераторного параметрического мостового параметрического рассеивателя, двухгенераторного рассеивателя, параметрического рассеивателя четырехполюсника, двухконтурных параметрических рассеивателей) на запросный сигнал.

9. Разработаны конструкции измерительных стендов, методики проведения экспериментов и экспериментально исследованы свойства вновь предложенных параметрических рассеивателей; обнаружено, конструкций что снижение температуры окружающей среды приводит к изменению порога возбуждения и сужению полосы генерации субгармонического параметрического рассеивателя с сохранением центральной частоты полосы генерации; показано, что свойства субгармонических параметрических рассеивателей с «закрытым» резонатором аналогичны свойствам субгармонических параметрических рассеивателей с «открытым» резонатором; обнаружено, что амплитудная характеристика субгармонического параметрического рассеивателя может иметь две области:

генерации субгармоники и генерации шумового колебания во всей рабочей полосе частот генерации ответного сигнала;

10. Предложены новые, защищенные патентами, конструкции пассивных нелинейных радиоответчиков - нелинейных и параметрических рассеивателей и систем из них.

11. Предложены новые, защищенные патентами, методы применения пассивных нелинейных ответчиков нелинейных параметрических -И позволяющие исследовать пространственную рассеивателей, структуру распределения электромагнитных полей на основе формирования матрицы из нелинейных рассеивателей, имеющих в своем составе фотодиод; измерять бесфидерным способом эффективную площадь антенны на основе включения данной антенны в состав пассивного нелинейного маркера, у которого в амплитудной характеристике содержится особая точка, например, экстремум или скачек; использовать параметрический рассеиватель в качестве электронного идентификатора или пломбы.

12. Проведен анализ перспективных направлений применения систем радиомаркировки, использующих пассивные нелинейные и параметрические рассеиватели. Предложено использовать системный анализ ДЛЯ создания аппаратуры, решающей задачи по применению пассивных нелинейных радиоответчиков в качестве радиомаркеров, датчиков среды или транспондеров, в частности, задач обозначения маршрутов на основе одновременного использования в качестве пассивных нелинейных радиоответчиков круговых субгармонических нелинейных рассеивателей структур ИЗ И методов формирования последовательностей радиоимпульсов ответного сигнала с детерминированным законом изменения фазы; задач маркировки индивидуальных средств спасения пострадавших при природных и техногенных катастрофах; задач параметров электромагнитных измерения пространственных полей: залач электронной идентификации.

Автор выражает надежду, что представленные в диссертации научные исследования помогут при дальнейшей работе по развитию данного научного

направления. Автор считает, что полученные им научные результаты помогут расширить круг прикладных задач, В которых пассивные нелинейные радиоответчики могли бы быть продуктивно использованы в качестве датчиков Безусловно следует или радиомаркеров. продолжить исследования по оптимизации элементов известных и новых конструкций пассивных нелинейных и параметрических рассеивателей на основе моделирования их свойств, а также экспериментальные исследования их свойств.

Автор выражает признательность за помощь научному руководителю кандидатской диссертации, многие результаты которой вошли в данную работу, д.т.н., профессору А.А. Горбачеву, научному консультанту данной работы д.т.н., профессору С.В. Ларцову, коллегам, оказавшим содействие в получении научных результатов на разных стадиях выполнения предлагаемой исследовательской работы: Агрба Д.Ш., Бычкову О.Н., Васенковой Л.В., к.т.н. Горбачёву П.А., Гузенко А.Ю., д.т.н. Иванову А.О., д.ф.-м.н., профессору Заборонковой Т.М., аспиранту Клюеву А.В., Колтину М.А., к.т.н. Корсакову А.С., Красильникову В.Д., Кузнецовой Е.Ю., аспиранту Куликову А.А., Ларцову И.С., к.т.н. Тараканкову С.П., к.т.н. Чигину Е.П., Пужайло А.Ф., д.т.н. Родионову Я.Г., к.ф.-м.н. Самарину В.П., д.т.н. Спиридовичу Е.А., д.п.н., профессору Червовой А.А.

Список сокращений

|--|

- ОС Ответный сигнал
- СН Сигнал накачки
- СС Синхронизирующий сигнал
- ПС Принимаемый сигнал
- ФС Формирующий сигнал
- ПНР Пассивный нелинейный радиоответчик
- НР Нелинейный рассеиватель
- ПР Параметрический рассеиватель
- ДОНР Диаграмма обратного нелинейного рассеяния
- АЧХ Амплитудно-частотная характеристика
- ПУ Поисковая установка
- УНД Установка нелинейной диагностики
- АХ Амплитудная характеристика
- ЭДС Электродвижущая сила
- НОР Нелинейная отражательная решетка
- ДНР Динамический нелинейный рассиватель
- ИА Излучающая антенна
- ПА Приемная антенна
- ОА Облучаемая антенна
- РА Рассеивающая антенна
- НЭ Нелинейный элемент
- ПГ Параметрический генератор
- ЭМВ Электромагнитная волна
- СВЧ Сверх высокиея частоты
- ЛЧМ Линейная частотная модуляция
- ДУ Дифференциальное уравнение
- СФ Согласованный фильтр
- ВКФ Взаимно корреляционная функция

Список литературы

- Fastman, A. Generation of Srurious Signals by nonlinearity of the transmission path /A. Fastman, L.Horle // Proceedings of the IRE.- 1940.- v.28.- P. 438.
- Blake, K.W. External cross-modulation in the 100 Mc/s band / K.W.Blake // Journal of the IEE.- 1947.- v.94.- Part III A. P. 659-662.
- Bayrak, M. Intermodulation product from nonlinearities in transmission lines and connectors at microwave frequencies / M.Bayrak, F.A.Benson // Proceedings of IEEE.- 1975.- v.122.- №4.- P. 361-367.
- Hager, R.O. Harmonic radar systems for near-ground in foliage nonlinear scatteres / R.O. Hager // IEEE Transactions on Aerospace and Electron Systems.- 1976.- V-2/-№ 2.- P. 35-39.
- Opitz, C.L. Metall-detecting radars rejects clutter naturally / C.L.Opitz // Microwaves.- 1976.- № 8.- P. 43-47.
- Мисежников, Г.С. Исследование полуволнового вибратора, содержащего нелинейный контакт / Г.С.Мисежников, М.М.Мухина, А.Г.Сельский, В.Б.Штейншлейгер // Радиотехника и электроника.- 1978.- т.23.- №12.- С. 2625-2628.
- Штейншлейгер, В.Б. К теории рассеяния электромагнитных волн вибратором с нелинейным контактом / В.Б.Штейншлейгер // Радиотехника и электроника.- 1978.- т. 23.- вып.7.- С. 1329-1338.
- Штейншлейгер, В.Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами / В.Б.Штейншлейгер // Успехи физических наук.- 1984.- т. 142.-вып 1.- С. 131-135.
- Штейншлейгер, В.Б. О флуктуациях при нелинейном рассеянии радиоволн металлическими объектами / В.Б.Штейншлейгер,Г.С.Мисежников // Радиотехника и электроника.- 1994.- т.39.- №7.- С. 1129-1131.

- 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.- №11.- С.2444-2446.
- Arazm, F. Nonlinearities in metal contacts at microwave frequencies /F.Arazm,
 F.A.Benson // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility.-1980.- v.22. N 3.- P. 436-440.
- 12) Горбачев, А.А. О влиянии некоторых факторов на нелинейное рассеяние электромагнитных волн структурами с несовершенными металлическими контактами / А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин // Радиотехника и электроника.- 1997.- N7.- T.42.- С. 782-784.
- 13) Горбачев, А.А. Об обнаружении нелинейных рассеивателей / А.А.Горбачев,
 В.И.Данилов, Е.П.Чигин, А.А.Васенков // Радиотехника и электроника.1996.- т.41.- № 8.- С. 951-953.
- 14) Горбачев, А.А. Особенности зондирования электромагнитными волнами сред с нелинейными включениями / А.А.Горбачев // Радиотехника и электроника.-1996.- т.41.- №2.- С. 152-157.
- 15) Вернигоров, Н.С. Процесс нелинейного преобразования и рассеяния электромагнитного поля электрически нелинейными объектами / Н.С.Вернигоров //Радиотехника и электроника.- 1997.- т.42.- №10.- С. 1181-1185.
- 16) Семенов, В.С. Использование эффекта нелинейного рассеяния радиоволн для контроля и диагностики / В.С.Семенов, Г.Н.Парватов, А.А.Попов, А.П.Рябцев // Дефектоскопия.- 1999.- № 9.- С. 85-94.
- Щербаков, Г.Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов / Г.Н.Щербаков // Специальная техника.- 1999.- №1.- С. 34-39.
- 18) Ларцов, С.В. Исследование нелинейных рассеивателей как целей нелинейной радиолокации: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.04 / Ларцов Сергей Викторович.-Н.Новгород. 2002.- 308 с.

- 19) Щербаков, Г.Н. Средства обнаружения тайников с оружием и боеприпасами в толще грунта /Г.Н. Щербаков // Специальная техника.- 2000.- №2.- С. 18-23
- 20) Щербаков, Г.Н. К оценке фундаментальных пределов в нелинейной радиолокации / Г.Н.Щербаков, Ю.А.Шлыков, А.В.Николаев, А.В.Бровин // Спецтехника и связь.- 2008- №2.- С. 21-25.
- Вернигоров, Н.С. Нелинейный радиолокатор-эффективное средство обеспечения безопасности в области утечки информации / Н.С.Вернигоров // Конфидент.- 1996.-№1.- С. 67-69.
- 22) Притыко, С.М. Нелинейная радиолокация: принцип действия, область применения, приборы и системы / С.М.Притыко // Специальная техника.-1995.- №12.- С. 21-24.
- Петров, Б.М. Эффект нелинейного рассеяния / Б.М.Петров, Д.В.Семенихина, А.И.Панычев.- Таганрог: ТРТУ, 1997.- 202с.
- 24) Заборонкова, Т.М. Излучение, каналирование и дифракция волн в магнитоактивной, неоднородной плазме: дис. ... д-ра физ.-мат. наук: 01.04.03 / Заборонкова Татьяна Михайловна.- Н.Новгород, 1995.- 389 с.
- 25) Семинихина, Д.В. Анализ электродинамических структур с нелинейными нагрузкам: дис. ... д-ра физ.-мат. наук: 05.12.07 / Семенихина Диана Викторовна .-Таганрог, 2001г.- 520 с.
- 26) Разиньков, С.Н. Электродинамические модели широкополосных оссиметричных элементов и дискретных структур: дис. ... д-ра физ.-мат. наук: 05.12.07 / Разиньков Сергей Николаевич .- Воронеж, 2006г.- 384 с.
- 27) Панычев, С.Н. Совершенствование принципов построения и методов оценки характеристик радиотехнических систем ближнего действия: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.04 / Панычев Сергей Николаевич .- Воронеж, 2009г.- 370 с.
- 28) Семенихина, Д.В. Отражение волн от прямоугольной решетки нелинейных нагрузок на плоском экране / Д.В.Семенихина //Нелинейный мир.- 2005.-№4.- С. 245-249.

- 29) Семенихина, Д.В. Исследование электродинамических нелинейных эффектов методов интегральных уравнений// В кн.: High Power Microwave Electronics: Measurements, Identification, Applications.- 1997.- Р. 6-8.
- 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.- №6.- С. 89-92.
- 31) 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.- №5(51).- С. 52-56.
- 32) 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.-№4.- С. 314-323.
- 33) Панычев, С.Н. Нелинейные радиоизмерения и контроль характеристик изделий военной электроники / С.Н.Панычев.- Воронеж: Военный институт радиоэлектроники, 2004.- 178 с.
- 34) Панычев, С.Н. Информационная трактовка теории оптимального приема сигналов в нелинейных радиотехнических средствах / С.Н.Панычев // Телекоммуникации.- 2008.- №6.- С. 10-14.
- Кобак, В.О. Радиолокационные отражатели / В.О.Кобак.- М.: Сов.радио, 1975.- 348с.
- 36) Лукин, А. Н. Экспериментальные исследования свойств управляемого пассивного рассеивателя / А.Н.Лукин, Г.В.Степанов, В.Б.Проскуряков // Вестник Воронежского института ФСИН России.- 2011.- № 1.- С. 5-12.
- 37) Нефедов С.И., Шустиков В.Ю., Слукин Г,П,, Батурин А.С., Кузнецов А.А., Крючков И.В. Параметрический эталонный отражатель // Патент Российской Федерации №2277741 по заявке 2004137843 от 24.12.2004, опубликовано 10.06.2006.

- 38) Shefer, J. Clutter-free radar for cars / J.Shefer, R.J.Klensch, G.Kaplan, H.C.Johnson // Wireless World.- 1974.- v.80.- P. 1461-1462.
- 39) Bouthinon. M. Passive microwave transponders, frequency for detecting theavvanche victims /M.Bouthinon, J.Gavan, F.Zadworny // Proceedings of the 10th Microwave European Conference.- Warszawa.- 1980.- P. 65.
- 40) Горбачев, А.А. Амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей / А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин // Радиотехника и электроника.- 1996.- т.41.- №5.- С. 558.
- 41) Разиньков, С.Н. Математическое моделирование нелинейного рассеяния электромагнитных волн в радиолокации / С.Н.Разиньков // Зарубежная электроника.- 1997.- №1.- С. 87-96.
- 42) Kanda, M. Analytical and numerical techniques for analysing electrically schrtdipole with nonlinearly load / M.Kanda // IEEE Transaction on Antennas and Propagation.- 1980.- V.28.- P. 71-78.
- 43) Горбачев, А.А. Влияние границы раздела двух сред на структуру
 электромагнитного поля, рассеиваемого нелинейной полуволновой рамкой
 /А.А.Горбачев, Т.М.Заборонкова, С.П.Тараканков // Известия высших
 учебных заведений.Радиофизика.- 1995.- т.38.- №9.- С. 961-968.
- 44) Семенихина, Д.В. Возбуждение прямоугольного волновода с нелинейными поперечными стыками и закорачивающим стержнем, нагруженным на диод. / Д.В.Семенихина // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника.- 1998.- т.41.- №4.- С. 3-8.
- 45) Петров, Б.М. Двумерная решетка нелинейных нагрузок на металлической плоскости / Б.М.Петров, Д.В.Семенихина // В кн. "Математическое моделирование и применение явлений дифракции".- М.:МГУ.-1990.- С. 106.
- 46) Семенихина, Д.В. Возбуждение колебаний в СВЧ-резонаторе с распределенной нелинейной нагрузкой. /Д.В.Семенихина// Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника.- 1998.- т.41.- №1.- С. 27-32.

- 47) Горбачев, А.А. Поляризационные свойства двухвибраторной модели нелинейного рассеивателя / А.А.Горбачев, С.В.Ларцов // Радиотехника и электроника.- 1995.- т.40.- №12.- С. 1761-1766.
- 48) Васенкова, Л.В. Рассеяние высших гармоник статистической системой нелинейных рассеивателей / Л.В.Васенкова, А.А.Горбачев // Известия высших учебных заведений. Радиотехника.- 1995.- Т.38.- №7.- С. 743-747.
- 49) Беляев, В.В. Применение "нелинейных" отражателей для создания преднамеренных пассивных помех радиоэлектронным средствам./ В.В.Беляев, А.Т.Маюнов, Г.Д.Михайлов, С.Н.Разиньков : В кн. "Информационная безопасность автоматизированных систем".- Воронеж.- 1998.- С. 234-249.
- 50) Кудрин, А.В. Использование нелинейных пассивных рассеивателей в качестве трансляторов данных в беспроводных компьютерных сетях / А.В.Кудрин, Г.А.Марков, А.Л.Умнов, В.А.Яшнов, А.А.Васенков, А.А.Горбачев, А.П.Колданов, С.П.Тараканков // Труды шестой научной конференции по радиофизике, посвященной 100-летию со дня рождения М.Т.Греховой.-Н.Новгород.- 7 мая 2002.- С. 11-12.
- 51) Горбачев, П.А. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн как ретранслятор сигналов / П.А.Горбачев, Т.М.Заборонкова // Нелинейный мир.-2004.- т. 2.- № 5–6.- С. 343–345.
- 52) Кашин, А.В. Экспериментальное исследование нелинейного рассеивателя с оптическим управлением / А.В.Кашин, А.Л.Умнов, В.А.Яшнов // Письма в ЖТФ.- 2001.- том 27.- вып.7.- С. 26-34.
- 53) Литвинов А.М. Радиокомплекс розыска маркеров // Патент Российской Федерации № 2108596, дата подачи заявки 11.10.1994г., опубликован 10.04.1998г.
- 54) Горбачев, П.А. Формирование сигналов системой пассивных субгармонических рассеивателей / П.А.Горбачев / Радиотехника и электроника.- 1995.- т.40.- №12.- С. 1761-1766
- 55) Каплан, А.Е. Параметрические генераторы и делители частоты / А.Е.Каплан, Ю.А.Кравцов, В.А.Рылов.- М.: Сов. Радио, 1966.- 335с.

- 56) Горбачев, П.А. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн, создающий субгармоники / П.А.Горбачев // Радиотехника и электроника.-1999.- т.44.- №10.- С. 1164-1167.
- 57) Ларцов, С.В. Зондирующий сигнал для обнаружения параметрических рассеивателей / С.В.Ларцов // Радиотехника.- 2000.- №5.- С. 8-12.
- 58) Васенков, А.А. О параметрах зондирующего сигнала при поиске субгармонических рассеивателей электромагнитных волн / А.А.Васенков, П.А.Горбачев // Радиотехника.- 2001.- N9.- С. 41-44.
- 59) Горбачев, А.А. Экспериментальное исследование применения субгармонических рассеивателей в качестве датчиков локальных возмущений электромагнитного поля / А.А.Горбачев, С.П.Тараканков // Нелинейный мир.-2004.- т.2.- №5-6.- С. 274-276.
- 60) Васенков, А.А. Рассеяние электромагнитных волн на нелинейных маркерах, расположенных вблизи водной поверхности / А.А.Васенков, Т.М.Заборонкова, Е.П.Чигин // Нелинейный мир.- 2004.- т.2.- №5-6.- С. 338-342.
- 61) Васенков, А.А. Использование методов нелинейной радиолокации при проектировании судовых навигационных систем / А.А.Васенков,
 В.С.Добровольский, Т.М.Заборонкова, С.П.Тараканков // Проектирование и технология электронных средств.- 2008.- № 4.- С. 27-31.
- 62) Горбачев, П.А. Использование параметриченского контура с автомодуляцией в качестве нагрузки рассеивателей электромагнитных волн / П.А.Горбачев, Т.М.Заборонкова // Нелинейный мир.- 2005.- №9.- С. 346-349.
- 63) Ларцов С.В. Нелинейный пассивный маркер параметрический рассеиватель // Патент Российской Федерации на изобретение № 2336538 С2, дата подачи заявки 28.06.2006г., опубликован 20.10.2008г., Бюллетень № 29. от 20.10.2008.

- 64) Горбачев, А.А. Субгармонический рассеиватель электромагнитных волн на поверхности акватории в условиях ее загрязнения / А.А.Горбачев, П.А.Горбачев, А.П.Колданов, А.А.Васенков // Нелинейный мир.- 2007.- т.5.- №7-8.- С. 516-520.
- 65) Васенков, А.А. Субгармонические рассеиватели электромагнитных волн как маркеры при поисковых работах / А.А.Васенков, Е.П.Чигин // Нелинейный мир.- 2007.- т.5.- №7-8.- С. 488-491.
- 66) Васенков, А.А. Обозначение маршрутов следования с использованием нелинейных рассеивателей электромагнитных волн / А.А.Горбачев, П.А.Горбачев, А.П.Колданов, А.А.Васенков // Нелинейный мир.- 2007.- т.5.-№7-8.- С. 526-530.
- 67) Васенков, А.А. Идентификация маркеров пассивных субгармонических рассеивателей электромагнитных волн / А.А.Васенков, П.А.Горбачев // Нелинейный мир.- 2007.- т.5.- №7-8.- С. 492-494.
- 68) Васенков, А.А. Комбинационный режим пассивного маркера субгармонических рассеивателей электромагнитных волн /А.А.Васенков, П.А.Горбачев, Е.П.Чигин // Нелинейный мир.- 2008.- т.б.- №11-12.- С. 661-664.
- 69) Панычев, С.Н. Оценка эффективности параметрического нелинейного радиомаркера на основе контура с варикапом / С.Н.Панычев, А.В.Губин, Е.Б.Дмитриева, Д.В.Филиппов // Вестник Воронежского государственного технического университета.- 2008.- т.4.- №3.- С. 25-27.
- 70) Горбачев, П.А. Субгармонический рассеиватель электромагнитных волн пассивный ретранслятор сигналов / П.А.Горбачев, С.П.Тараканков, Е.Е.Степанов // Нелинейный мир.- 2005.- №4.- С. 235-239.
- 71) Бабанов, Н.Ю. Необходимые характеристики для описания пространственных свойств простых нелинейных рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Радиотехника.- 2009.- №5.- С. 34-39.

- 72) Бабанов, Н.Ю., Ларцов С.В. Об измерениях характеристик, необходимых при конструировании пассивных нелинейных радиоответчиков / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Датчики и системы.- 2014.- №9.- С. 20-25.
- 73) Бабанов, Н.Ю. Возможные конструкции отражательных решеток из нелинейных и параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов // Вестник ННГУ им Н.И.Лобачевского.- 2010.- №6.- С. 59-67.
- 74) Бабанов, Н.Ю. О приеме полезного сигнала от динамического нелинейного рассеивателя на фоне помех от других нелинейных рассеивателей / Н.Ю.Бабанов // Научный поиск.- 2012.- №4.- С. 72-77.
- 75) Агрба, Д.Ш. Нелинейные рассеиватели как средства маркировки / Д.Ш. Агрба, Н.Ю.Бабанов, О.Н.Бычков, Л.В.Васенкова, А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин // Радиотехника.- 1998.- №10.- С. 96 - 100.
- 76) Агрба, Д.Ш. Нелинейные рассеиватели как средства маркировки объектов / Д.Ш.Агрба, Н.Ю.Бабанов, О.Н.Бычков, Л.В.Васенкова, А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин // Нелинейная радиолокация.- 2007.ч.3.- С. 35-40.
- 77) Агрба, Д.Ш. Нелинейные рассеиватели как средства маркировки объектов / Д.Ш.Агрба, Н.Ю.Бабанов, О.Н.Бычков, Л.В.Васенкова, А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин // Нелинейный мир.- 2007.- т.5.- №7- 8.- С. 445-450.
- 78) Babanov, N.Y. Nonlinear reflecting arrays / N.Y.Babanov, S.V.Lartsov // Works of 28 Moscow International Conference on Theory and Technics of Antennas.-Moscow.- 22-24.09.1998.
- 79) Бабанов, Н.Ю., 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.т.58.- №4.- С. 326-337.

- Франческетти, Д., Пинто И. Антенны с нелинейной нагрузкой / Д.Франческетти, И.Пинто // В кн. Нелинейные электромагнитные волны: под ред. П. Усленги.- М.: Мир.- 1983.- С. 223-249.
- 81) Бабанов, Н.Ю. Об использовании эффекта нелинейного рассеяния радиоволн при поиске терпящих бедствие на воде / Н.Ю.Бабанов, А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин // Радиотехника и электроника.-2000.- т.45.- №6.- С. 676-680.
- 82) Бабанов Н.Ю., Горбачёв П.А., Ларцов С.В., Тараканков С.П. Бесфидерный способ измерения эффективной площади антенны, авторы // Решение ВНИИГПЭ о выдаче авторского свидетельства ф. N 1/9 от 28.06.90 по заявке N 4600750/24-09 /122839.
- 83) Агрба, Д.Ш. Автоматизированный диалоговый комплекс для анализа рассеивающих свойств объектов / Д.Ш.Агрба, Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Тезисы докладов научно-технической конференции "Молодые учёные производству радиоэлектронной промышленности".- Горький.- 1989.- С. 16-17.
- 84) Агрба, Д.Ш., Автоматизированный диалоговый комплекс для приёма и обработки радиосигналов / Д.Ш.Агрба, Н.Ю.Бабанов, С.В. Ларцов // Тезисы докладов 6-й Всеросийской научно-технической конференции "Радиоприём и обработка сигналов".- Н.Новгород.- 1993.- С. 55.
- 85) Fisher, J.S. Tunneling trough thin insulation layers / J.S.Fisher, I.Giaever // Journal of Applied Physics.- 1961.- v.32.- №12.- P. 172-177.
- Benedetto, S. Analysing of strongly nonlinear curcuits using Volterra series / S. Benedetto, E.Bigliery // ESA Journal .- 1978.- v.2.- P. 303-311.
- Bond, S. Measuring Volterra kernels / S.Bond, Y.S.Tang. L.O.Chua // IEEE
 Transactions of Circuit Systems.- 1983.- v.CAS-30.- №8, P. 571-577.
- 88) Hasan, M.A. Electromagnetic scattering from nonlinear anisotropic cylinders / M.A.Hasan, P.L.E.Uslengi // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1990.- v.38.- №4.- P. 523-533.

- 89) Заездный, А.М., Кушнир В.Ф., Ферсман Б.А. Теория нелинейных электрических цепей / А.М.Заездный, В.Ф.Кушнир, Б.А.Ферсман: М.: Связь, 1968.- 400 с.
- 90) Shuman, H. Time domain scattering from nonlineary loaded wire / H.Shuman // IEEE Transaction on Antennas and Propagation.- 1974.-v.22.- №4.- P.*.
- 91) Gorbachev, A.A., Scattering Electromagnetic waves by thin metallic antennas with a local nonlinear load / A.A.Gorbachev, T.M.Zaboronkova, A.A.Vasenkov // Electromagnetics.- 1998.- v.18.- №5.- P. 439-452.
- 92) Заборонкова, Т.М. О способе повышения эффективности антенн с нелинейной нагрузкой для поисковых радиолокационных систем / Т.М.Заборонкова, Е.Н.Мясников, С.П.Тараканков, В.В.Чугурин // Проектирование и технология электронных средств.- 2011.- № 4.- С. 13-19.
- 93) Бабанов, Н.Ю. Рассеяние электромагнитных волн на системе нелинейных вибраторов / Н.Ю.Бабанов, А.А.Горбачев, Т.М.Забронкова, Е.Ю.Кузнецова, С.В.Ларцов // Тезисы докладов международной конференци «100-летие начала использования электромагнитных волн для передачи сообщений и зарождения радиотехники».- М., 1995.- С. 68-69.
- 94) Горбачев, А.А. Калибровка установок нелинейного зондирования / А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин // Радиотехника и электроника.- 2001.- т.46.- С. 122-125.
- 95) Бабанов, Н.Ю. Моделирование амплитудной характеристики дипольного нелинейного рассеивателя / Н.Ю.Бабанов, А.А.Куликов, С.В.Ларцов // Научный поиск.- 2015.- №2 (16).- С. 56-59.
- 96) Андреев, В.С. Теория нелинейных электрических цепей / В.С.Андреев.- М.: Радио и связь, 1982.- 280 с.
- 97) Марк, Хернитер. Multisim 7: Современная система компьютерного моделирования и анализа схем электронных устройств. (Пер. с англ.) / Марк, Хернитер, пер. с англ. Осипов А.И. – М.: Издательский дом ДМК-пресс, 2006.- 492 с.

- 98) Gorbachev, A.A. Scattering of electromagnetic waves by nonlinear antennas under presence of a boundary between two media / A.A.Gorbachev, T.M.Zaboronkova, S.P.Tarakankov //Journal of Electromagnetic Waves and Application 1995.- v.9.-№10.- P. 1285-1299.
- 99) Васенков, А.А., Чигин Е.П. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн с регулируемой плоскостью поляризации / А.А.Васенков, Е.П.Чигин // Радиотехника и электроника.- 2000.- т.45.- №7.- С. 807-808.
- 100) Ротхаммель, К. Антенны / К.Ротхаммель. М.: Энергия, 1979. 656 с.
- 101) Долуханов, М.П. Распространение радиоволн / М.П.Долуханов.- М.: Связь, 1972.- 336 с.
- 102) Кочержевский, Г.Н. Антенно-фидерные устройства / Г.Н.Кочержевский .- М.: Связь, 1972.- 352 с.
- 103) Персон, Обнаружение дефектов пассивных компонентов с помощью измерения гармоник. / Персон, Харрис // Электроника.- 1966.- т.39.- № 14.- С. 22.
- 104) Горбачев, А.А. Дистанционная диагностика динамических систем на основе нелинейного рассеяния электромагнитных волн / А.А.Горбачев, А.А.Потапов, С.П.Тараканков // Нелинейный мир.- 2004.- №5-6.- С. 310-314.
- 105) Бабанов, Н.Ю. Анализ многочастотной работы радиоканалов с учетом нелинейностей входных устройств / Н.Ю.Бабанов, В.Д.Красильников, Я.Г.Родионов // Электромагнитная совместимость радиосистем. Межвузовский сборник.- Горький: Изд-во ГГУ, 1984.- С. 82-87..
- 106) Стариков, О.С. Радиочастотная иднтификация: технологии, системы, компоненты / О.С.Стариков // Электронные компоненты-. 2002.- № 7.- С. 103– 105.
- 107) Канарейкин, Д.Б. Поляризация радиолокацион-ных сигналов /Д.Б.Канарейкин, Н.Ф.Павлов, В.А.Потехин .- М.: Сов. радио, 1966.- 440 с.
- 108) 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.- т.б.- №11-12.- С. 635-638.

- 109) Николаев, А.В. Влияние укрывающей среды на глубину зондирования в нелинейно-параметрической локации / А.В.Николаев // Спецтехника и связь.-2011.- № 1.- С. 26-32.
- 110) Кинг, Р. Антенны в материальных средах / Р.Кинг, Г.Смит.- М.: Мир, 1984.-824 с.
- 111) Banos, A.Jr., B. Dipole Radiation in the Presence of a Conducting Half-Space / A.Jr., B. Banos.- Oxford, England: Pergamon Press, 1966.- 298 p.
- 112) Старостенко, В.Ф. Оценка возможности обнаружения заглубленных объектов средствами радиолокации. / В.Ф.Старостенко, О.Э.Шкарупа, С.С.Нечаев // Оборонная техника.- 1995.- №12.- С. 25-28.
- 113) Михайлов, Г.Д. Обнаружение заглубленных объектов средствами "нелинейной" радиолокации / Г.Д.Михайлов, А.Т.Маюнов, В.В.Беляев, С.Н.Разиньков // Сборник докладов Всероссийской научно-технической конференции "Радио и волоконно-оптическая связь, локация и навигация".-Воронеж.- 1997.- т.3.- С. 1594-1603.
- 114) Вернигоров, Н.С. Влияние антенно-фидерного тракта нелинейного объекта на дальность обнаружения в нелинейной локации / Н.С.Вернигоров, В.Б.Харин // Радиотехника и электроника.- 1997.- т.42.- № 12.- С. 1447.
- 115) Гончаренко И.В. Антенны КВ и УКВ / И.В.Гончаренко.- М.: РадиоСофт, 2013.- 332с.
- 116) Бабанов Н.Ю., Ларцов С.В. Обнаружитель объектов, содержащих нелинейные элементы // Патент Российской Федерации на изобретение №2513712 по заявке №2012121521, Бюллетень №11от 20.04.14.
- 117) Бабанов Н.Ю., Ларцов С.В. Способ обнаружения объектов, содержащих нелинейные элементы // Патент Российской Федерации на изобретение №2498341 по заявке №2012121377, Бюллетень №31 от 10.11.13.
- 118) Ларцов, С.В. О нелинейном рассеянии при использовании многочастотного и одночастотного зондирующих сигналов / С.В.Ларцов // Радиотехника и электроника.- 2001.- Т.46.- №7.- С.833-838.

- 119) Горбачев, А.А. Помехи в системах нелинейного зондирования / А.А.Горбачев,
 С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин // Радиотехника и электроника.1998.- т.43.- №1.- С. 72-76.
- 120) Панычев, С.Н. Параметрический метод обнаружения объектов с нелинейными рассеивателями / С.Н.Панычев, В.И. Подлужный, А.В.Иванов, Н.Т.Хакимов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника.- 2003.- т.46.- № 9.- С. 11–15.
- 121) Щербаков, Г.Н. Параметрическая локация новый метод обнаружения скрытых объектов / Г.Н.Щербаков // Спецтехника.- 2000.- №4.- С. 52-57.
- 122) Вернигоров, Н.С. Нелинейно-параметрические явления и их экспериментальные исследования в условиях нелинейной радиолокации / Н.С. Вернигоров // Нелинейная радиолокация. - ч.1.- М.: Радиотехника, 2005, С. 36-40.
- 123) Блайвас, М.Г. Нелинейная радиолокация. результаты экспериментов и перспективы развития / М.Г.Блайвас, В.И.Ирхин, С.Н.Матюгин // Вопросы радиоэлектроники, серия РЛТ.- 2013- я вып.1.- С. 5-15.
- 124) Бабанов, Н.Ю. О когерентном накоплении при приеме сигналов от параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов // Вестник ННГУ им.Н.И.Лобачевского.- 2011.- №6.- ч.1.- С. 82-92.
- 125) Бабанов, Н.Ю. Когерентное накопление радиоимпульсов, рассеянных параметрическим рассеивателем / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Материалы восьмой международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ`2009».- Владимир-Суздаль.- 21-22 мая 2009г.- т.1.- С. 147-149.
- 126) Бабанов, Н.Ю. Использование пассивных субгармонических нелинейных рассеивателей в целях радиомаркировки / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов .- Н.Новгород: Нижегород.гос.тех.ун-т им.Р.Е.Алексеева, 2013.-146с.

- 127) Бабанов, Н.Ю. О возможности использования параметрических рассеивателей для разметки путей следования и фарватеров / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Проектирование и технология электронных средств.- 2011.-№4.- С. 2-12.
- 128) Бабанов, Н.Ю. Экспериментальное исследование амплитудно-частотных свойств субгармонических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Проектирование и технология электронных средств.- 2008.-№3.- С. 18-26.
- 129) Бабанов Н.Ю., Ларцов С.В., Ларцов И.С. Нелинейный параметрический рассеиватель - пассивный датчик // Патент Российской Федерации на изобретение RU 2418304С1 по заявке 2009134375 от 14.09.2009.- Бюллетень №13 от 10.05.2011.
- 130) Бабанов Н.Ю., Ларцов С.В. Маркер-субгармонический параметрический рассеиватель // Патент Российской Федерации на изобретение №2496123 по заявке №2012111796 от 27.03.12.- Бюллетень №29 от 20.10.13.
- 131) Бабанов Н.Ю., Куликов А.А., Ларцов С.В. Субгармонический параметрический рассеиватель // Патент Российской Федерации на изобретение №2495450 по заявке №2012111791.- Бюллетень №28 от 10.10.13.
- 132) Бабанов Н.Ю. Двухконтурный параметрический рассеиватель // Патент Российской Федерации на изобретение №2491573 по заявке №2012111797 от 27.03.12.- Бюллетень №24 от 27.08.13.
- 133) Бабанов, Н.Ю. Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, А.В.Клюев, С.В.Ларцов // Проектирование и технология электронных средств. – 2015.- №1.- С. 47-50.
- 134) Бабанов, Н.Ю. Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей с несколькими параметрическими контурами в нагрузке / Н.Ю.Бабанов, А.В.Клюев, С.В.Ларцов // Труды XIX Научной конференции по радиофизике.- Н.Новгород.- ННГУ.- 2015.- С. 74-75.
- 135) Леонченко, В.П. Расчет полосковых фильтров на встречных стержнях / В.П.Леонченко, А.Л.Фельдштейн, Л.А.Шеляпинский.- М.: Связь, 1975.- 312с.

- 136) Бескид, П.П., Леоньтьев В.В. Классификация импульсных методов измерения рассеивающих свойств радиолокационных целей / П.П.Бескид, В.В Леоньтьев // Известия Ленинградского электротехнического института.- 1983.- №328.- С 12-17.
- 137) Айзенберг, Г.З. Антенны УКВ / Г.З.Айзенберг.- ч.2.- М.:Связь, 1977.- 288с.
- 138) Бабанов, Н.Ю. Повышение эффективности систем радиомаркировки, использующих пассивные субгармонические нелинейные рассеиватели / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов.- Н. Новгород: ВГИПУ, 2011.- 176с.
- 139) Бабанов, Н.Ю. Использование решеток из параметрических нелинейных рассеивателей в качестве маркеров-ответчиков / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Проектирование и технология электронных средств.- 2009.-№2.- С. 18-26.
- 140) Бабанов, Н.Ю. Использование параметрических рассеивателей для маркировки индивидуальных средств спасения, терпящих бедствие на воде / Н.Ю.Бабанов, А.В.Клюев, С.В.Ларцов, В.П.Самарин // Проектирование и технология электронных средств. - 2014, №1.- С. 47-54.
- 141) Бабанов, Н.Ю. О механизмах синхронизации систем из параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов // Системы управления и информационные технологии.- 2014.- №3.1(57).- С. 109-112.
- 142) Бабанов, Н.Ю., Самарин В.П., Ларцов С.В. Применение ЛЧМ радиоимпульсов для поиска параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, В.П.Самарин, С.В.Ларцов // Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева.- 2014.- № 4(106).- С. 18-20.
- 143) Бабанов Н.Ю., Корсаков А.С., Ларцов С.В., Ларцов И.С. Групповой параметрический рассеиватель // Патент на полезную модель №90222.-Бюллютень №36 от 27.12.2009.
- 144) Бабанов Н.Ю., Корсаков А.С., Ларцов С.В., Ларцов И.С. Способ обнаружения параметрических рассеивателей // Патент Российской Федерации на изобретение RU 2408033C1 по заявке 2009118069 от 12.03.2009.- Бюллетень №36 от 27.12.2010.

- 145) Бабанов Н.Ю., Корсаков А.С., Ларцов С.В., Ларцов И.С. Способ обнаружения двухконтурных параметрических рассеивателей // Патент Российской Федерации на изобретение RU №2455659С1 по заявке №2010136607 от 15.02.2011.- Бюллетень №19 от 10.07.12.
- 146) Бабанов Н.Ю., Корсаков А.С., Ларцов С.В., Ларцов И.С. Способ обнаружения одноконтурных параметрических рассеивателей // Патент Российской Федерации на изобретение RU 2413242C2 по заявке 2009118092 от 12.05.2009.- Бюллетень №6 от 27.02.2011.
- 147) Бабанов Н.Ю., Колтин М.А., Ларцов С.В., Пужайло А.Ф., Спиридович Е.А., Червова А.А. Способ обнаружения маркеров - параметрических рассеивателей // Патент Российской Федерации на изобретение RU 2441253C1 по заявке 2010127129 от 01.07.2010.- Бюллетень №3 от 27.01.2012.
- 148) Бабанов Н.Ю., Ларцов С.В. Параметрический рассеиватель маркер с нелинейным формированием синхросигналов // Патент Российской Федерации на изобретение RU 2507537 по заявке № 2011105670 от 13.06.2012.- Бюллетень. №5 от 20.02.2014.
- 149) Бабанов Н.Ю. Способ обнаружения объектов, маркированных параметрическими рассеивателями // Патент Российской Федерации на изобретение RU 2487366 по заявке № 2011128511 от 03.07.2012.- Бюллетень №19 от 10.07.2013.
- 150) Бабанов Н.Ю. Способ обнаружения одноконтурных параметрических рассеивателей с нелинейным формированием синхронизирующего сигнала // Патент Российской Федерации на изобретение №2496122 по заявке №2011105671 от15.02.11.- Бюллетень №29 от 20.10.13.
- 151) Бабанов Н.Ю., Клюев А.В., Ларцов С.В., Самарин В.П. Способ обнаружения широкополосных параметрических рассеивателей // Патент Российской Федерации на изобретение №2532258 по заявке №2013135592 от 29.07.2013.-Бюллетень № 31 от 10.11.14.

- 152) Бабанов, Н.Ю. Формирование суммарной диаграммы направленности, не содержащей «нулей» от нелинейной отражательной решетки из параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, А.В.Клюев, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Материалы X Международной научной конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ-2013».-26-28июня 2013.- Владимир.- т.2.- С. 152-154.
- 153) Бабанов, Н.Ю. О возможности использования ЛЧМ радиоимпульсов при поиске параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Материалы XX Международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2014».- 18 апреля 2014г.-Нижний Новгород.- НГТУ.- С. 48.
- 154) Бабанов, Н.Ю. Оптимальный приемник сигналов от параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Материалы IX Международной научной конференции «Перспективныетехнологии в средствах передачи информации – ПТСПИ-2011».- 29 июня – 1 июля 2011г.-Владимир-Суздаль. т.2.- С. 91-92.
- 155) Бабанов, Н.Ю. Об оптимальном приеме сигналов от параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Материалы XVII Международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ–2011».- Н.Новгород, Нижегододский государственный технический университет.- 22 апреля 2011г. С. 68-69.
- 156) Бабанов, Н.Ю. О нелинейном формировании синхронизирующих сигналов при поиске параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Материалы IX Международной научной конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ-2011».- 29 июня – 1 июля 2011г. Владимир-Суздаль.- т.2.- С. 95.

- 157) Бабанов, Н.Ю. О возможности применения ЛЧМ сигналов при поиске субгармонических нелинейных рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Материалы IX Международной научной конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ-2011».- 29 июня – 1 июля 2011г. Владимир-Суздаль.- т.2.- С. 93-94.
- 158) Бабанов, Н.Ю. О возможности применения пассивных параметрических рассеивателей для дистанционной радиомаркировки объектов / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Сборник докладов XIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2013)».- 16-18 апреля 2013г.- Воронеж.- т.3.- С. 1536-1545.
- 159) Бабанов, Н.Ю. Формирование ответных сигналов в параметрическом рассеивателе в виде ЛЧМ радиоимпульсов / Н.Ю.Бабанов, А.В.Клюев // Материалы XXI Международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2015».- Нижний Новгород.-НГТУ.- С. 57.
- 160) Горбачев, П.А. Использование явления синхронизации при зондировании субгармонических нелинейных рассеивателей . / П.А.Горбачев, С.В.Ларцов // Материалы V Международной научно-технической конференции "Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ`2003".- Владимир.- 1-4 июля 2003г.- С. 2002.
- 161) Бабанов, Н.Ю. Формирование стабильной диаграммы рассеяния от решетки из параметрических нелинейных расеивателей / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Материалы XIX Международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2013».-Н.Новгород.- Нижегородский государственный технический университет.-19.04.2013.- С.57.
- 162) Бабанов, Н.Ю. Моделирование мостового параметрического рассеивателя / Н.Ю.Бабанов, А.В.Клюев, С.В.Ларцов, В.П.Самарин // Проектирование и технология электронных средств.- 2015.- №2.- С. 15-20.

- 163) Бабанов, Н.Ю. Моделирование двухконтурных параметрических рассеивателей / Н.Ю.Бабанов, А.А.Куликов, С.В.Ларцов, В.П.Самарин // Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева.- 2015.- № 1(108).- С. 61-70.
- 164) Бабанов, Н.Ю., Клюев А.В., Ларцов С.В., Самарин В.П. Моделирование мостовой схемы параметрического рассеивателя / Н.Ю.Бабанов, А.В.Клюев, С.В.Ларцов, В.П.Самарин // Труды XIX Научной конференции по радиофизике.- Н.Новгород.- ННГУ.- 2015.- С. 76-77.
- 165) Мандельштам Л. И., Папаленси Н. Д. Способ генерирования переменных токов // А.С. СССР № 40421, опубликовано: 31.12.1934.
- 166) Мандельштам Л. И., Папаленси Н. Д. Способ трансформации частоты // А.С. СССР №41035, опубликовано: 31.01.1935.
- 167) Андронов, А.А. Теория колебаний / А.А.Андронов, А.А.Витт, С.Э.Хайкин.- 2е изд., перераб. и испр.- М.: Наука, 1981.- 918с.
- 168) Бирюк, Н.Д. Основы теории параметрических радиоцепей / Н.Д.Бирюк, В.В.Юргелас.- Воронеж: Издательско-полиграфический центр Воронежского государственного университета, 2012.- 127 с.
- 169) Бирюк, Н.Д. Физическое толкование явления параметрического резонанса, энергетический подход / Н.Д.Бирюк, Ю.Б.Нечаев Ю.Б., В.Н.Финько // Вестник Воронежского госуниверситета. Сер.: Физика, математика.- 2005.-№1.- С. 20-25.
- 170) Бирюк, Н.Д. Свободный процесс и вынужденные колебания в обобщенном параметрическом контуре / Н.Д.Бирюк, Ю.Б.Нечаев, В.Н.Финько // Физика волновых процессов и радиотехнические системы.- 2005.-т.8.- №2.- С. 52-59.
- 171) Бирюк, Н.Д. Параметрический контур с периодически переключаемой емкостью: строгое решение задачи об устойчивости / Н.Д.Бирюк, Ю.Б.Нечаев, В.Н.Финько // Вестник Воронежского института МВД России.- 2004.- №4(19).- С. 123-127.

- 172) Бирюк, Н.Д. Критерии устойчивости параметрической системы двух связанных контуров с внешнекондуктивной связью / Н.Д.Бирюк, Ю.Б.Нечаев, С.Ю.Алехин // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника.-2008.- т.51.- №8.- С. 37-39.
- 173) Бирюк, Н.Д. Параметрический контур как обобщение обычного колебательного контура / Н.Д.Бирюк, Ю.Б.Нечаев, Е.В.Латышева // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника.- 2007.- т.50.- №6.- С. 68-76.
- 174) Бирюк, Н.Д. Функции Ляпунова в задаче об устойчивости параметрического контура / Н.Д.Бирюк, Ю.Б.Нечаев, Е.В.Латышева // Вестник Воронежского госуниверситета. Сер.: Системный анализ и информационные технологии.-2007.- №1.- С. 152-157.
- 175) Бирюк, Н.Д. Анализ устойчивости параметрического контура специальным методом Ляпунова / Н.Д.Бирюк, Ю.Б.Нечаев, Е.В.Латышева // Теория и техника радиосвязи.- 2007.- вып.2.- С. 63-69.
- 176) Финько, В.Н. Параметрический контур с изменяющимися во времени положительными элементами и его потенциальные возможности: дис. ... канд.техн.наук: 05.12.04 / Финько Владимир Николаевич .- Воронеж, 2005.-187 с.
- 177) Алехин, С.Ю. Математические модели, методы анализа и имитационное моделирование системы двух связанных параметрических контуров с кондуктивной связью: дис. ... канд.техн.наук: -05.12.04, 05.13.18 / Алехин Сергей Юрьевич. - Воронеж, 2008. - 193 с.
- 178) Латышева, Е.В. Математические модели и свойства колебательных процессов параметрического контура как элемента радиотехнических систем: дис. канд. техн. наук: 05.13.18, 05.12.04 / Латышева Елена Владимировна .- Воронеж, 2009.- 166 с.
- 179) Черкесова, Л.В. Нелинейные параметрические системы в высших зонах неустойчивости колебаний: дис. ... д-ра физ.-мат. наук: 01.04.03 / Черкесова Лариса Владимировна.- Ростов на Дону, 2012.- 469с.

- 180) Синявский, Г.П. Анализ физических процессов нелиней-ного резонатора на базе нелинейных параметрических зонных систем / Г.П.Синявский, Л.В.Черкесова, А.Н.Заиченко // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2012. – №6.- С.5-29.
- 181) Черкесова, Л.В. Воздействие сильных внешних электромагнитных полей накачки на материалы электронной техники с доменной структурой / Л.В.Черкесова // Нелинейный мир. –2011.– т.9.- № 5.- С. 317–323.
- 182) Черкесова, Л.В. Построение математической модели и анализ энергетических процессов сильно нелинейного асимметричного параметрического зонного резонатора при поли-гармоническом внешнем воздействии / Л.В.Черкесова // Успехи современной радиоэлектроники.- 2010.- №1.- С. 5-19.
- 183) Черкесова, Л.В. Методика проектирования радиоэлектронных устройств на основе нелинейных резонаторов (НПС) / Л.В.Черкесова // Успехи современной радиоэлектроники.– 2012.– № 3.– С. 45–54.
- 184) Szalelski, K. The vibrations on self oxcited with parametric excitation and non-symmetric elasticity characteristic / K. Szalelski // Mech. Theory i stosow. -1991.-29. -№1.- P. 59-73.
- 185) Sinha, S.C. Order reduction of parametrically Excited nonlinear Systems: Techniques and applications / S.C.Sinha, R.Saugram, V.Deshmukh, A.Butcher // Nonlinear Dynamic.- 2005. - 41.- №1.-3. - P. 237-273. .
- 186) Трэвис, Дж. LabVIEW для всех / Дж.Трэвис, Дж.Кринг.- 4-е изд., перераб. и доп.- М.: ДМК Пресс, 2011.- 904 с.
- 187) Суранов, А.Я. LabVIEW 8.20: Справочник по функциям / А.Я.Суранов.- М.: ДМК Пресс, 2007. – 536 с.
- 188) Степаненко, И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем / И.П.Степаненко.- 4-е изд., перераб. и доп.- М.: Энергия, 1977.- 672 с.
- 189) Хрулёв, А.К. Диоды и их зарубежные аналоги. Справочник: в 3 т. / А.К.Хрулев, В.П.Черепанов .- М.: ИП РадиоСофт, 1999. – 4 т.

- 190) Бабанов, Н.Ю. Использование эффекта нелинейного рассеяния радиоволн при поиске терпящих бедствие на воде / Н.Ю.Бабанов, А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин // Нелинейный мир.- 2006.- т.4.- №7-9.- т.4, С. 501-505.
- 191) 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.
- 192) Бабанов, Н.Ю. Использование эффекта нелинейного рассеяния радиоволн при поиске терпящих бедствие на воде / Н.Ю.Бабанов, А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков, Е.П.Чигин // Нелинейная радиолокация. Сборник статей.-2006.- ч.2.- М.:Радиотехника.- С. 159-163.
- 193) Бабанов Н.Ю., Горбачев А.А., Ларцов С.В. Устройство для регистрации пространственного распределения электромагнитного поля // А.С. СССР № 1392517, Бюллетень изобретений 1988г., №6.
- 194) Бабанов Н.Ю., Ларцов С.В., Ларцов И.С. Способ и устройство маркировки объектов при помощи электронного номера – пломбы, осуществляющей информационный обмен со считывающим устройством с использованием секретного кодирования на основе асимметричных ключей / Патент Российской Федерации на изобретение RU 2408896 С1 по заявке 2009129170 от 28.07.2009.- Бюллетень №1 от 01.01.2011.
- 195) Бабанов, Н.Ю. Приёмник для измерения пространственной структуры сигнала / Н.Ю.Бабанов, П.А.Горбачёв, С.В.Ларцов // Тезисы докладов всесоюзной научно-технической конференции "Развитие и внедрение новой техники радиоприёмных устройств и обработки сигналов".- М.- 1989.- С 42.
- 196) Бабанов, Н.Ю. Автоматизированный стенд для бесфидерного измерения параметров антенн / // Тезисы докладов научно-технической конференции "Молодые учёные - производству радиоэлектронной промышленности".-Горький.- 1989, С. 15.

- 197) Бабанов, Н.Ю. Использование эффектов нелинейного рассеяния электромагнитных волн при проведении поисковых и спасательных работ / Н.Ю.Бабанов, А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков // Тезисы докладов международной конференции "Физпром-96" (Физика и промышленность).-Голицино, Московской обл.- 22-26 сентября 1996г. С. 37.
- 198) Бабанов, Н.Ю. The use of the nonlinear scattering for search of victims of calamities / Н.Ю.Бабанов, А.А.Горбачев, С.В.Ларцов, С.П.Тараканков // Тезисы докладов международной конференция "Marelec-97" (Marine Electromagnetics).- 23-26.06.1997.- Лондон.- С. 182.
- 199) Бабанов, Н.Ю. Подтверждение достоверности при идентификации на основе асимметричного кодирования / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Материалы XVII Международной научно-техническая конференции «Информационные системы и технологии ИСТ–2011».- Н.Новгород.- Нижегородский государственный технический университет.- 22 апреля 2011г.- С 66-67.
- 200) Бабанов, Н.Ю. О возможности обозначения плавающих объектов параметрическими рассеивателями / Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, С.В.Ларцов // Тезисы докладов Балтийского морского форума.- 28-31 мая 2013.-Светлогорск.- изд-во БГАРФ.- Калининград.- С. 50-53.
- 201) Бабанов, Н.Ю. О возможности создания электронных идентификаторов с повышенным уровнем защищенности от клонирования / Н.Ю.Бабанов, А.Ю.Гузенко, С.В.Ларцов, И.С.Ларцов //. Сборник научных трудов международной научно-практической конференции «Социальноэкономические проблемы развития регионов: экономика, образование, управление и право».- Нижний Новгород.- НФ МЭСИ.- 2013.- ч.2.- С. 297-298.
- 202) Бабанов, Н.Ю. О возможности создания уникальных электронных устройств, защищенных от клонирования и обладающих возможностью открытой идентификации и аутентификации / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Тезисы докладов IV Всероссийской научно-технической конференции «Информационно-измерительные и управляющие системы военной техники».- 13-14 ноября 2014г. Владимир.- С.11.

- 203) Калман, Р. Очерки по математической теории систем / Р.Калман, П.Фалб, М.Арбиб; пер. под. ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Мир, 1971. – 400 с.
- 204) Перегудов, Ф.И. Введение в системный анализ: учебное пособие / Ф.И.Перегудов, Ф.П.Тарасенко.- М.: Высш. шк., 1989.– 367 с.
- 205) Кашин, А.В. Системный подход к проектированию бортовых антеннофидерных систем СВЧ и КВЧ диапазонов / А.В.Кашин // Антенны. – 2009. – Вып. 9 (148). – С. 59-66.
- 206) Мусабеков, П.М. Нелинейная радиолокация: методы, техника и оболасти применения / П.М.Мусабеков, С.Н.Панычев // Зарубежная радиоэлектроника.-2000.- №5.- С. 54.
- 207) Козлов, А.И. Особенности системы обнаружения" нелинейных" объектов // В кн. Теория и практика применения и совершенствования радиоэлектронных систем.- М.: изд-во. МАИ.- 1985.- С. 44-48.
- 208) Gehman J.B., Raveni T. Sensor system // U.S. Patent 3,836,960, Sept, 1974.
- 209) Babanov, N.Yu. Invastigation of a system of nonlinear interference sources / N.Yu.Babanov, A.A. Gorbachev, T.M.Zaboronkova and S.V.Lartsov // Proceeding of the 12-th International Symposium on EMS Wroclaw.- 1994. P. 214-219.
- 210) Бабанов, Н.Ю. Применение когерентного накопления в нелинейной радиолокации / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Труды V Международной научно-методической конференции преподавателей вузов, ученых и специалистов «Высокие технологи в педагогическом процессе».-25-26 марта 2004г.- Нижний Новгород.- ВГИПА.- С. 271.
- 211) Горбачев, А.А. Методы зондирования электромагнитными волнами сред с нелинейными включениями в задачах поиска терпящих бедствие людей /А.А.Горбачев, А.П.Колданов // Нелинейная радиолокация. 2009.- т.1.- №1.- С. 59-63.

- 212) Васенков, А.А. Пассивные субгармонические рассеиватели электромагнитных волн как средство обозначения фарватеров / А.А.Васенков, П.А.Горбачев, Т.М.Заборонкова, Е.П.Чигин // Материалы 5-й международной научнотехнической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации».-Владимир.- ВлГУ.- 2003.- С. 157-158.
- 213) Добровольский, В.С. Проведение исследований по практическому применению нелинейных рассеивателей электромагнитных волн для определения положения и границ судового хода на внутренних водных путях / В.С.Добровольский, Е.Н.Мясников, Е.А.Букварев, С.П.Тараканков, Т.М.Заборонкова // Вестник Волжской государственной академии водного транспорта.- 2011.-№29.- С. 62-67.
- 214) Бабанов, Н.Ю. Пути ослабления помех при исследовании пространственного распределения электромагнитных полей / Н.Ю.Бабанов, С.В.Ларцов // Радиоизмерительная аппаратура для решения задач ЭМС РЭС. Межвузовский тематический сборник научных трудов ГГУ.- Горький.- 1990.- С. 46-50.
- 215) 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.
- 216) Козлов. П.А. Построение систем автоматизированного управления потоками разных собственников / П.А.Козлов, И.П.Владимирская // Вестник научноисследовательского института железнодорожного транспорта.- 2009.- №6.- С. 8-11.
- 217) ГОСТ Р 52259-2004 Устройства пломбировочные электронные. Общие технические требования. Издание официальное.- М.: ИПК Издательство стандартов, 2004.- 6с.
- 218) ГОСТ Р 34.10-2001 Группа П85 Криптографическая защита информации. Процессы формирования и проверки электронной цифровой подписи. Издание официальное.- М.: ИПК Издательство стандартов, 2001.- 12с.

Приложение 1.

Зависимости, характеризующие параметры системы поиска маркера –



нелинейного рассеивателя





Рисунок П.1.

Рисунок П.2.











Рисунок П.4.





Рисунок П.5.



H = 10 m; h = 0,2 m; G = 10; $\lambda_{\scriptscriptstyle 3C}$ = 1

Рисунок П.6.



H = 2,5 m; h = 0,2 m; G = 20; $\lambda_{\scriptscriptstyle 3c}$ = 0,1





H = 3,5 m; h = 0,2 m; G = 20; $\lambda_{\scriptscriptstyle 3c}$ = 0,1

Рисунок П.8.

```
G = 20
```


```
H = 5 m; h = 0,2 m; G = 20; \lambda_{\scriptscriptstyle 3c} = 0,1
```

Рисунок П.9.



H = 6 m; h = 0,2 m; G = 20; $\lambda_{\scriptscriptstyle 3c}$ = 0,1

Рисунок П.10.





Рисунок П.11.



H = 10 m; h = 0,2 m; G = 20; λ_{3c} = 0,1

Рисунок П.12.





H = 2,5 м; h = 0,2 м; G = 10; λ_{sc} = 1; Рзс = 1000

Рисунок П.13.



H = 3,5 m; h = 0,2 m; G = 10; $\lambda_{_{3C}}$ = 1; P3c = 1000

Рисунок П.14.



H = 5 м; h = 0,2 м; G = 10; $λ_{3c}$ = 1; P3c = 1000

Рисунок П.15.



H = 7 m; h = 0,2 m; G = 10; λ_{sc} = 1; P3c = 1000

Рисунок П.16.



H = 10 m; h = 0,2 m; G = 10; λ_{sc} = 1; P3c = 1000

Рисунок П.17.

G = 10, Рзс = 10 000 Вт



H = 2,5 м; h = 0,2 м; G = 10; λ_{sc} = 1; Рзс = 10000 Рисунок П.18.



H = 2,5 м; h = 0,2 м; G = 10; $\lambda_{\rm sc}$ = 1; Рзс = 10000 Рисунок П.20.







H = 7,5 м; h = 0,2 м; G = 10; λ_{sc} = 1; Рзс = 10000 Рисунок П.22.



H = 10 м; h = 0,2 м; G = 10; $\lambda_{_{3c}}$ = 1; Рзс = 10000

Рисунок П.23.

G = 20, Рзс = 1000



Рисунок П.24.



Рисунок П.25.



H = 4,5 м; h = 0,2 м; G = 20; $\lambda_{_{3C}}$ = 0,1; Рзс = 1000

Рисунок П.26.



H = 6,5 m; h = 0,2 m; G = 20; λ_{3c} = 0,1; P3c = 1000

Рисунок П.27.







H = 10 м; h = 0,2 м; G = 20; λ_{sc} = 0,1; Рзс = 1000

Рисунок П.29.

G = 20, Рзс = 10 000



H = 2,5 m; h = 0,2 m; G = 20; λ_{sc} = 0,1; P3c = 10 000

Рисунок П.30



H = 5,5 м; h = 0,2 м; G = 20; λ_{3c} = 0,1; P3c = 10 000 Рисунок П.32.





Рисунок П.33.



H = 8 m; h = 0,2 m; G = 20; $\lambda_{_{3c}}$ = 0,1; P3c = 10 000

Рисунок П.34.



H = 10 m; h = 0,2 m; G = 20; λ_{sc} = 0,1; P3c = 10 000

Рисунок П.35.

Приложение 2

«Утверждаю» Заместитель начальника института по учебной и научной работе кандидат военных наук А. Реков полковник hand 2011г.

Акт внедрения результатов диссертационной работы Бабанова Николая Юрьевича

Настоящий акт выдан Бабанову Николаю Юрьевичу в том, что полученный им научный результат, а именно: «Метод формирования нелинейных отражательных решеток из субгармонических нелинейных рассеивателей, не содержащих «глубоких нулей» в диаграмме обратного нелинейного рассеяния, на основе использования режима мерцания», ранее опубликованный в журнале «Проектирование и Технология Электронных Средств», 2009г., №2, в статье «Использование решеток из параметрических нелинейных рассеивателей в ка-Н.Ю.Бабанов, А.С.Корсаков, честве маркеров-ответчиков», авторы С.В.Ларцов, использован в научно-исследовательской работе «ЗАЩИТА» (отчет за 2010год) как один из возможных вариантов создания маркеров для разметки фортификационных сооружений, элементы которых выполнены из композиционных материалов, а так же в учебном процессе на кафедре инженерных боеприпасов в лекции по теме «Перспективные средства инженерной разведки минно-взрывных заграждений».

Начальник кафедры №13 кандидат военных наук, доцент полковник

Начальник кафедры №21 доцент подполковник

Ш. Абдуллаев

В. Колестро

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор РФЯЦ-ВНИИЭФ В.Н. Фомченко Lemm 2015 г.

АКТ № 77/07-01/15

о внедрении результатов диссертации Бабанова Николая Юрьевича в Российском Федеральном Ядерном центре – Всероссийском научно-исследовательском институте экспериментальной физики

Комиссия в составе:

председателя:	Астайкина А.И.	- д.т.н., профессора, главного научного сотрудника:
членов:	Гончарова С.Н.	- к.т.н., доцента, начальник научно-
		исследовательской лаборатории;
	Николаева Д.Б.	- к.т.н., доцента, ведущего научного
		сотрудника;
	Марунина М.В.	- к.т.н., начальника научно-
		исследовательской группы

составила настоящий акт о том, что:

1. Результат диссертационных исследований Бабанова Н.А., вошедший в его диссертационную работу «Анализ, моделирование и синтез конструкций пассивных нелинейных и параметрических рассеивателей», а именно «методика проведения экспериментов и результаты экспериментальных исследований свойств вновь предложенных конструкций параметрических рассеивателей», ранее опубликованный в статье Бабанов Н.Ю., Ларцов С.В. Об измерениях характеристик, необходимых при конструировании пассивных нелинейных радиоответчиков / Датчики и системы.-2014.-№9.- С. 20-25, использован в научно-исследовательской работе «Исследование общетеоретической концепции и архитектурных принципов построения новых адаптивных систем с функциями метауровневой защищенности».

2. Результаты исследований, выполненных непосредственно Бабановым Н.А., отражены в двух отчетах о научно-исследовательской работе РФЯЦ-ВНИИЭФ и документации на комплекс технологического оборудования, применяемый при создании и отработке новых образцов техники.

Председатель комиссии:

Члены комиссии:

Hem-Harraf А.И. Астайкин С.Н. Гончаров Д.Б. Николас. Ист М.В. Марунин

Приложение 4

УТВЕРЖДАЮ Директор ФГУП «ФНПЦ НИИИС вы, Ю.Е. Седакова», доктор технических наук, доцент А.Ю. Седаков OF 2015 r.

AKT

внедрения в разработки ФГУП «ФНПЦ НИИИС им. Ю.Е. Седакова» результатов диссертационной работы Н.Ю. Бабанова «Анализ, моделирование и синтез конструкций пассивных нелинейных и параметрических рассеивателей», представленной на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.12.04 - Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Комиссия в составе председателя – заместителя главного конструктора д.т.н., с.н.с. Кашина А.В. и членов комиссии - начальника отдела 30900 д.т.н., проф. Козлова В.А., начальника отдела 34100, к.ф-м.н. Белова А.С., назначенная приказом директора института от 17.08.2015 № 2220/вр, рассмотрев диссертацию Н.Ю. Бабанова, отмечает, что часть полученных автором и представленных в диссертации результатов внедрена в ФГУП «ФНПЦ НИИИС им. Ю.Е. Седакова».

В частности, разработанные Н.Ю. Бабановым алгоритмы и методы эффективного применения нелинейных рассеивателей, переизлучающих ответный сигнал при воздействии на некоторый объект считывающего сигнала, используются в работах по защите информации при проведении НИОКР с ограниченным доступом к документам, материалам и аудио и видео информации. Указанные работы связаны с аттестацией строительных конструкций, рабочих помещений, испытательных лабораторий, конференц-залов и других объектов, в которых проводятся разработки и испытания специальной аппаратуры, а также обмен информацией. Особенно ценными для практического использования, на наш взгляд, являются содержащиеся в разделе 2 диссертации рекомендации по использованию нелинейных рассеивателей на фоне помех от других нелинейных рассеивателей, поскольку применение стандартной аппаратуры, например, нелинейных локаторов типа NR-900EMS не всегда дает эффективные результаты. Новые измерительные схемы, аналогичные представленным автором в подразделе 2.3, позволяют повысить эффективность обнаружения объектов в рамках решения задач по защите информации.

Другим направлением внедрения результатов диссертационной работы Н.Ю. Бабанова является использование параметрических рассеивателей для маркировки объектов (раздел 3). Задача маркировки (идентификации) в течение нескольких лет решается в ФГУП «ФНПЦ НИИИС им. Ю.Е. Седакова» в рамках НИОКР «Физзащита» на базе использования «транспондеров», формирующих задержанный во времени радиочастотный отклик на частоте опрашивающего сигнала. Применения параметрического рассеивателя позволяет избавиться от ряда недостатков, присущих «транспондерам». В первую очередь от необходимости обеспечения частотной селекции рассеянных сигналов, поскольку отклик формируется в другом частотном диапазоне.

Внедрение результатов диссертации Н.Ю. Бабанова позволяет получить технический эффект функционального улучшения аппаратуры дистанционной идентификации за счет уменьшения се габаритов, повышения надежности работы и снижения энергопотребления. При этом достигается максимальная эффективность преобразования энергии считывающего сигнала в энергию сигнала-отклика.

Экономический эффект от внедрения результатов данной диссертация заключается в снижении материальных затрат на создание параметрических систем дистанционной идентификации и контроля параметров различных опасных объектов на 15-20%.

Заместитель главного конструктора Начальник отдела 30900 Начальник отдела 34100

А.В. Кашин Ид В.А. Козлов А.С. Белов

А.В. Кашин